

Sommario

7. DC BRUSHLESS.....	2
7.1 MODELLO DELLA MACCHINA SINCRONA A MAGNETI PERMANENTI	2
7.2 TECNICA DI CONTROLLO	8
7.3 ALIMENTATORE	9
7.4 CAMPO DI OPERATIVITÀ.....	10
7.5 THREE PHASES ON	13

7. DC brushless

7.1 Modello della macchina sincrona a magneti permanenti

Viene ora ripreso, brevemente, il modello matematico della macchina sincrona.

Si consideri la struttura della macchina come in Figura 7-1.

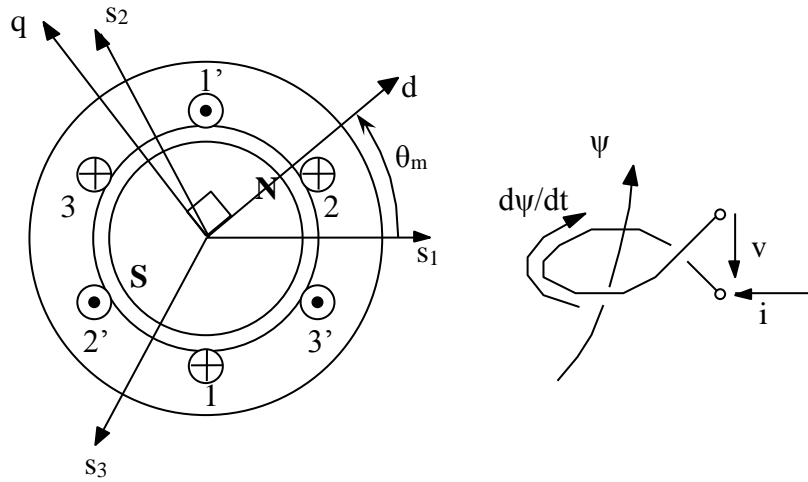


Figura 7-1: Rappresentazione schematica del motore brushless

Essa è costituita da uno statore cilindrico nel quale è disposto un avvolgimento trifase simmetrico tale da generare una distribuzione di forza magnetomotrice al traferro ad onda quadra, ed un rotore dotato di un magneti permanenti (per gli avvolgimenti valgono le convenzioni di Figura 7-1) e privo di gabbie smorzatrici. Si ammette ancora che lo statore ed il rotore siano costituiti da materiale completamente laminato e di permeabilità infinita. Si trascurano la saturazione, l'isteresi del ferro e le anisotropie della macchina dovute alle cave.

Partendo dalle equazioni relative agli avvolgimenti di statore e di rotore e dai legami flussi-correnti (per i quali, date le ipotesi fatte, vale la sovrapposizione degli effetti)

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + p \psi_{s1}$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + p \psi_{s2}$$

$$v_{s3} = R_s i_{s3} + p \psi_{s3}$$

$$\psi_{s1} = L_{ss}(\theta_m) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m) i_{s2} + M_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s3} + \psi_{pm}(\theta_m)$$

$$\psi_{s2} = L_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s2} + M_{ss}(\theta_m) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m + \frac{2}{3}\pi) i_{s3} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi)$$

$$\psi_{s3} = L_{ss}(\theta_m - \frac{4}{3}\pi) i_{s3} + M_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m + \frac{2}{3}\pi) i_{s2} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{4}{3}\pi)$$

Si consideri ora, per semplicità, una macchina isotropa (il caso di macchina anisotropa verrà ripreso dopo la trasformazione). Ricordando che la somma delle tre correnti di fase è nulla per effetto del collegamento (a centro stella isolato o a triangolo), si ha

$$\psi_{s1} = L_s i_{s1} + \psi_{pm}(\theta_m)$$

$$\psi_{s2} = L_s i_{s2} + \psi_{pm}\left(\theta_m - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$\psi_{s3} = L_s i_{s3} + \psi_{pm}\left(\theta_m - \frac{4}{3}\pi\right)$$

con $L_s = L_{ss} - M_{ss}$ (induttanza sincrona).

Le equazioni dinamiche diventano:

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + L_s p i_{s1} + p \psi_{pm}(\theta_m) = R_s i_{s1} + L_s p i_{s1} + e_{s1}(\theta_m)$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + L_s p i_{s2} + p \psi_{pm}\left(\theta_m - \frac{2}{3}\pi\right) = R_s i_{s2} + L_s p i_{s2} + e_{s2}(\theta_m)$$

$$v_{s3} = R_s i_{s3} + L_s p i_{s3} + p \psi_{pm}\left(\theta_m - \frac{4}{3}\pi\right) = R_s i_{s3} + L_s p i_{s3} + e_{s3}(\theta_m)$$

La principale differenza tra un AC o un DC brushless consiste nella modalità di realizzazione degli avvolgimenti: distribuiti (AC) come mostrato in Figura 7-2 o concentrati (DC, Figura 7-3). Nel primo caso la distribuzione dell'induzione magnetica al traferro, dovuta ad un avvolgimento di statore, in funzione di una generica posizione θ_s all'interno del traferro e riferita allo statore, è sinusoidale. In un DC brushless, invece, l'andamento è ad onda quadra.

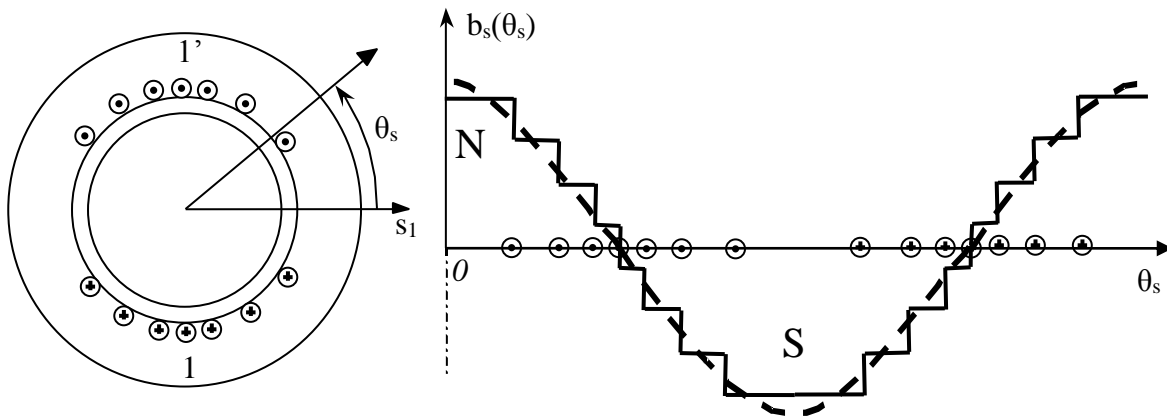


Figura 7-2: Andamento dell'induzione magnetica al traferro in un AC Brushless (avvolgimenti distribuiti) dovuta ad un avvolgimento di statore

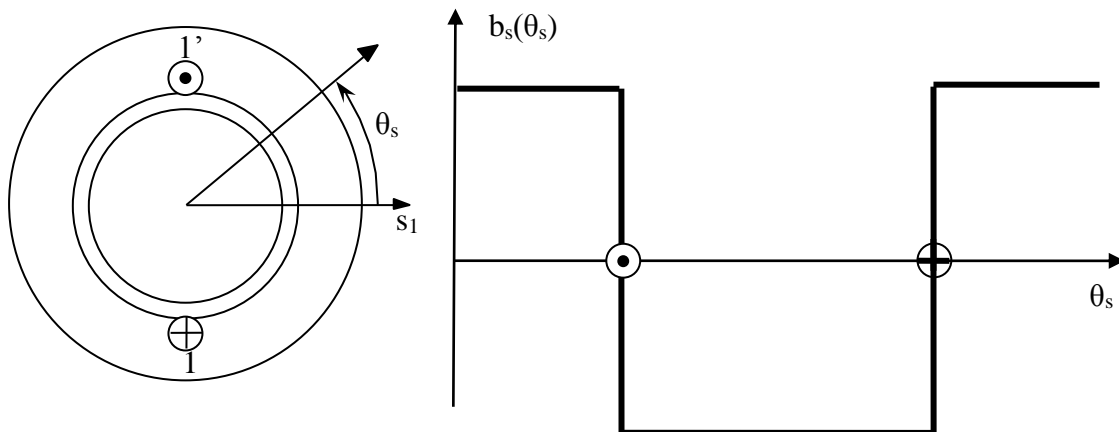


Figura 7-3: Andamento dell'induzione magnetica al traferro in un DC Brushless (avvolgimenti concentrati) dovuta ad un avvolgimento di statore

Si consideri, ora, l'andamento dell'induzione magnetica al traferro dovuta ai magneti permanenti (si supponga di non alimentare gli avvolgimenti di statore). In una soluzione isotropa, con magneti permanenti incollati sulla superficie di rotore, l'induzione al traferro, in funzione di una generica posizione θ_r all'interno del traferro e riferita al rotore, ha ancora un andamento ad onda quadra, indipendentemente dal tipo di avvolgimento di statore

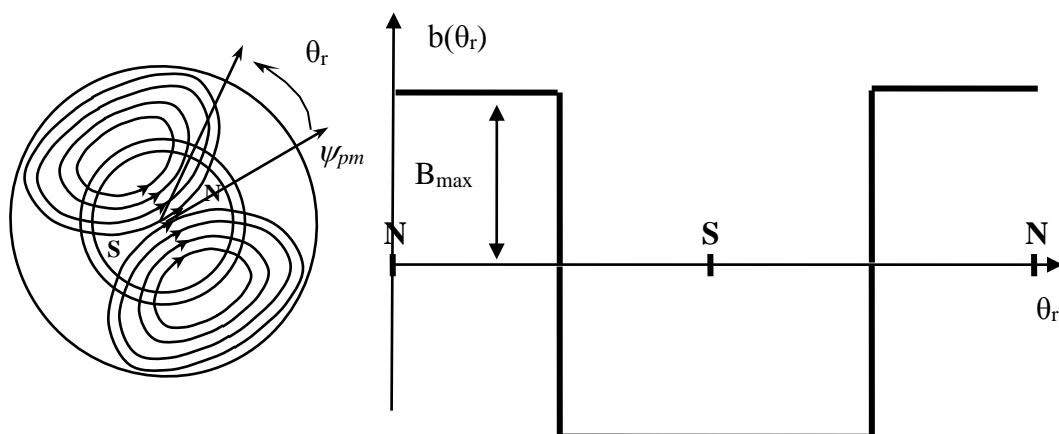


Figura 7-4: Andamento dell'induzione magnetica al traferro in un Brushless dovuta ai magneti permanenti di rotore

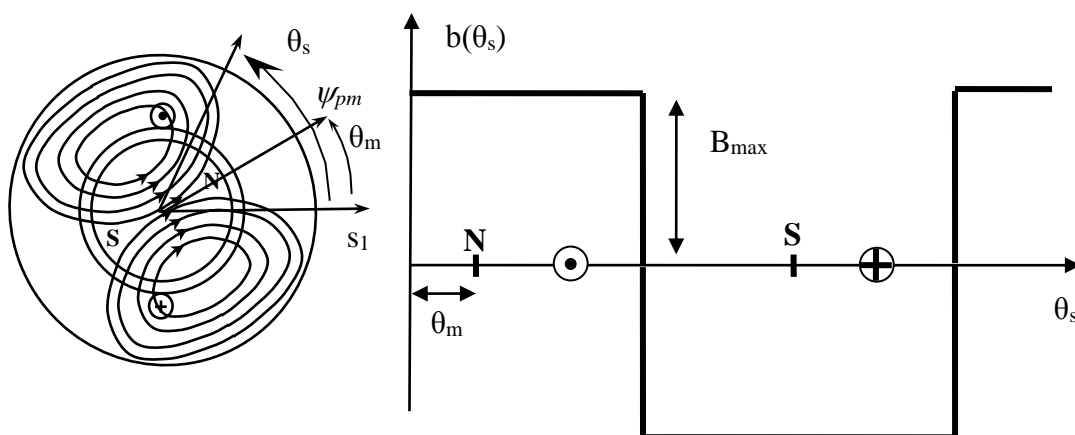


Figura 7-5: Andamento dell'induzione al traferro dovuta ai magneti permanenti di rotore, in funzione della posizione θ_s riferita allo statore, per una determinata posizione meccanica θ_m

Il flusso concatenato con l'avvolgimento di statore (integrale di superficie dell'induzione magnetica B), dovuto al contributo dei magneti permanenti, ha quindi un andamento alternato. In particolare il flusso concatenato è massimo quando l'asse magnetico dell'avvolgimento di statore è allineato al Nord dei magneti permanenti (Figura 7-6).

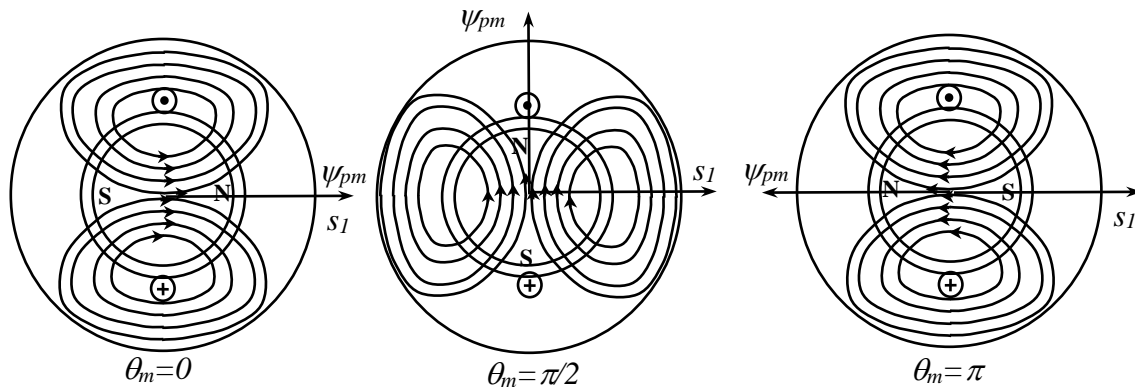


Figura 7-6: Andamento del flusso concatenato (massimo per $\theta_m=0$, nullo per $\theta_m=\pm\pi/2$, massimo negativo per $\theta_m=\pi$)

Quando l'angolo meccanico risulta pari a 90° il flusso concatenato è nullo. L'andamento tra 0° e 180° è lineare in quanto il flusso è pari all'integrale di superficie dell'induzione magnetica. Per un determinato valore di θ_m il flusso avrà un contributo positivo per un angolo pari a $180^\circ-\theta_m$ ed un contributo negativo per un angolo pari a θ_m . Quindi (per θ_s compreso tra 0 e 180°) si ha:

$$dA = r_{ave} l d\theta_s$$

$$\psi_{pm}(\theta_m) = N_s \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} b(\theta_s) r_{ave} l d\theta_s = N_s \int_{-\frac{\pi}{2}}^{-\frac{\pi}{2}+\theta_m} -B_{max} r_{ave} l d\theta_s + N_s \int_{\frac{\pi}{2}-\theta_m}^{\frac{\pi}{2}} B_{max} r_{ave} l d\theta_s = N_s B_{max} r_{ave} l (\pi - 2\theta_m)$$

dove N_s è il numero di spire di statore, r_{ave} è il raggio medio al traferro ed l la lunghezza del pacco rotorico (conduttori attivi di statore).

La forma d'onda non è perfettamente triangolare perché gli avvolgimenti non hanno dimensioni infinitesime, ma occupano uno spazio. In corrispondenza della cava vi sarà un raccordo morbido tra le due pendenze.

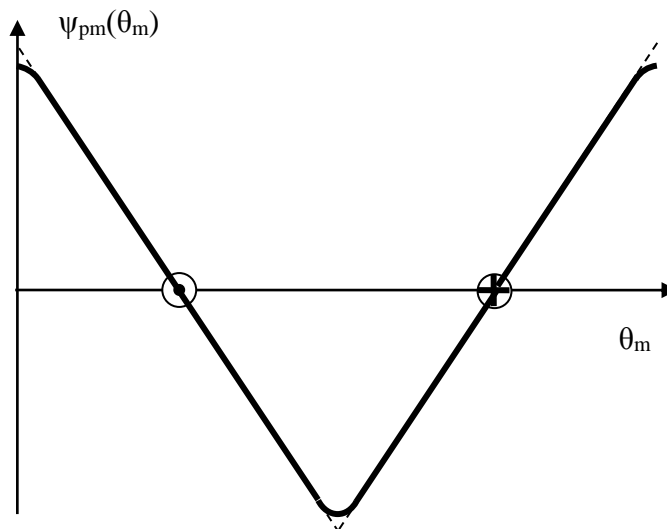


Figura 7-7: Andamento del flusso concatenato in funzione dell'angolo meccanico

La derivata di tale flusso concatenato rappresenta la forza elettromotrice indotta $e_{s1}(\theta_m) = p\psi_{pm}(\theta_m) = \frac{d\psi_{pm}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{d\psi_{pm}(\theta_m)}{d\theta_m} n_p \Omega_m$. L'andamento è trapezoidale. Per questa ragione questa macchina è chiamata, anche, brushless a fem trapezia.

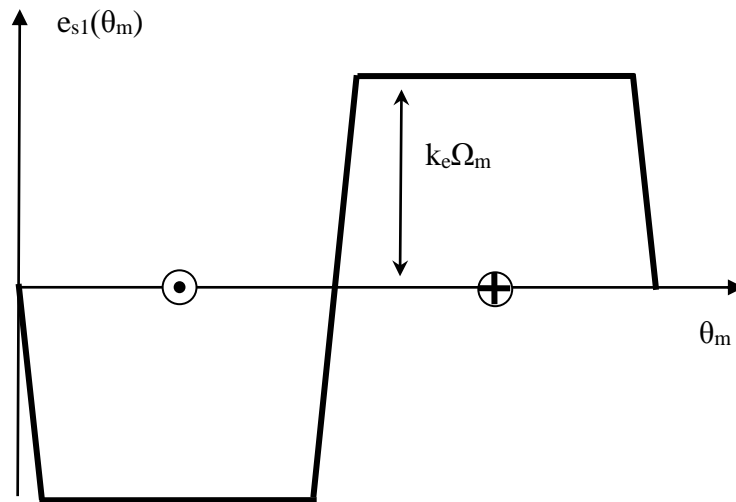


Figura 7-8: La forza elettromotrice e_{s1} funzione dell'angolo meccanico

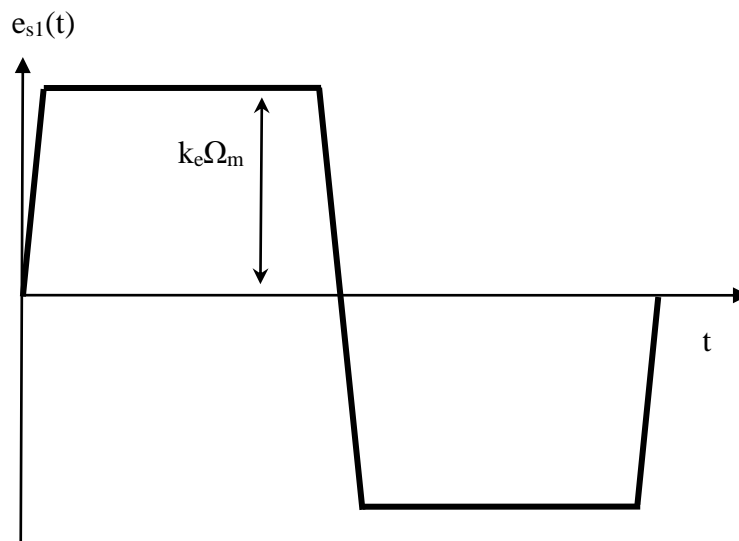


Figura 7-9: La forza elettromotrice e_{s1} funzione del tempo

In queste figure è stato introdotto un coefficiente (costante) k_e pari alla derivata $\frac{d\psi_{pm}(\theta_m)}{d\theta_m} n_p$ nel tratto in cui la fem è costante.

Si supponga che l'intervallo in cui la fem e_{s1} è costante sia almeno di 120° .

Dal bilancio energetico si ricava che:

$$\begin{aligned} v_{s1} i_{s1} &= R_s i_{s1}^2 + L_s i_{s1} p i_{s1} + i_{s1} e_{s1}(\theta_m) \\ v_{s2} i_{s2} &= R_s i_{s2}^2 + L_s i_{s2} p i_{s2} + i_{s2} e_{s2}(\theta_m) \\ v_{s3} i_{s3} &= R_s i_{s3}^2 + L_s i_{s3} p i_{s3} + i_{s3} e_{s3}(\theta_m) \end{aligned}$$

La totale potenza entrante nel sistema dalle porte elettriche ($v_{s1}i_{s1}+v_{s2}i_{s2}+v_{s3}i_{s3}$) è suddivisa in tre termini: le perdite per effetto Joule (primo termine), la variazione dell'energia immagazzinata nelle induttanze sincrone L_s (secondo termine), e la potenza meccanica P_m (ultimo termine).

Se si alimentasse ogni avvolgimento con un'onda quadra di corrente (di ampiezza I_d , costante per 120° , durante l'intervallo in cui la fem è costante), la totale potenza meccanica risulterebbe costante.

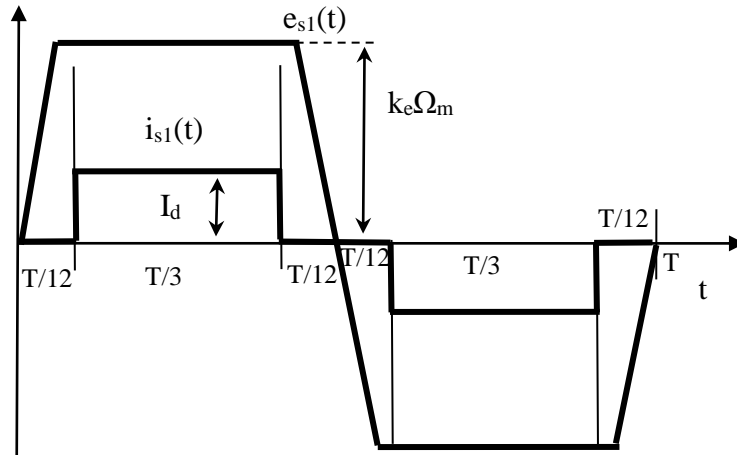


Figura 7-10: La fem e_{s1} e la corrente della fase 1 i_{s1} funzioni del tempo (T = periodo)

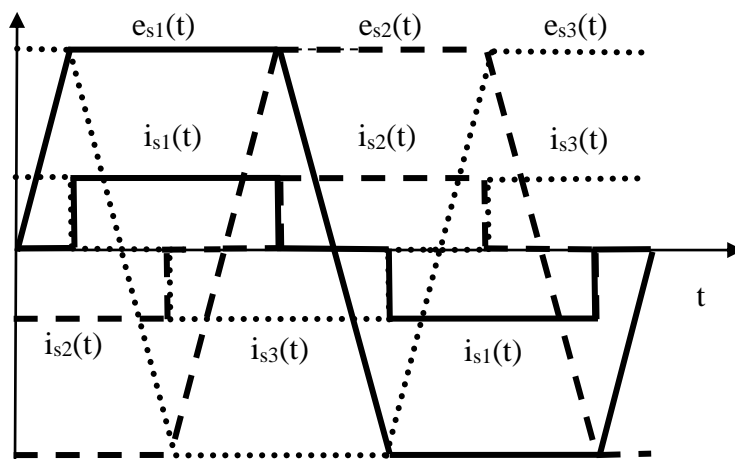


Figura 7-11: Le fem di fase e le relative correnti (caso con fem costanti per 120°)

In ogni istante ci sono solo due correnti diverse da zero; in questo modo l'espressione della potenza meccanica diventa:

$$P_m = i_{s1}e_{s1}(\theta_m) + i_{s2}e_{s2}(\theta_m) + i_{s3}e_{s3}(\theta_m) = 2k_e\Omega_m I_d$$

Da cui si ricava l'espressione della coppia elettromagnetica:

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega_m} = 2k_e I_d$$

Da ultimo occorre considerare le equazioni dinamiche del carico meccanico, che, in forma semplificata, possono essere:

$$p\dot{\theta}_m = \frac{n_p}{J}(T_e - T_r)$$

7.2 Tecnica di controllo

Osservando la Figura 7-12, il periodo totale T può essere diviso in sei sottoperiodi (settori), di uguale durata T_{sect} e corrispondenti a 60° . Durante ogni settore solo due avvolgimenti sono alimentati. Per esempio nel settore 1, la corrente I_d circola nella fase $s1$ (entra) e nella fase $s2$ (esce).

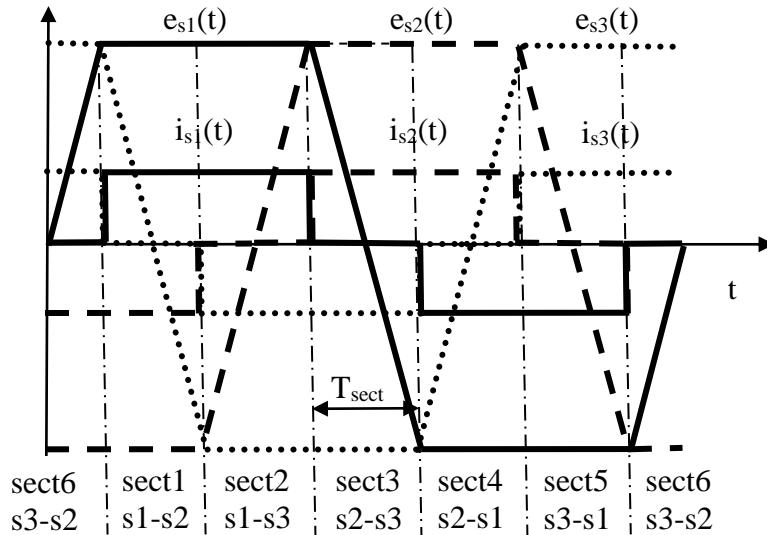


Figura 7-12: I sei periodi (settori)

Per ogni settore, il circuito equivalente visto dall'alimentatore è sempre lo stesso; è necessario cambiare i morsetti x e y in funzione del settore considerato.

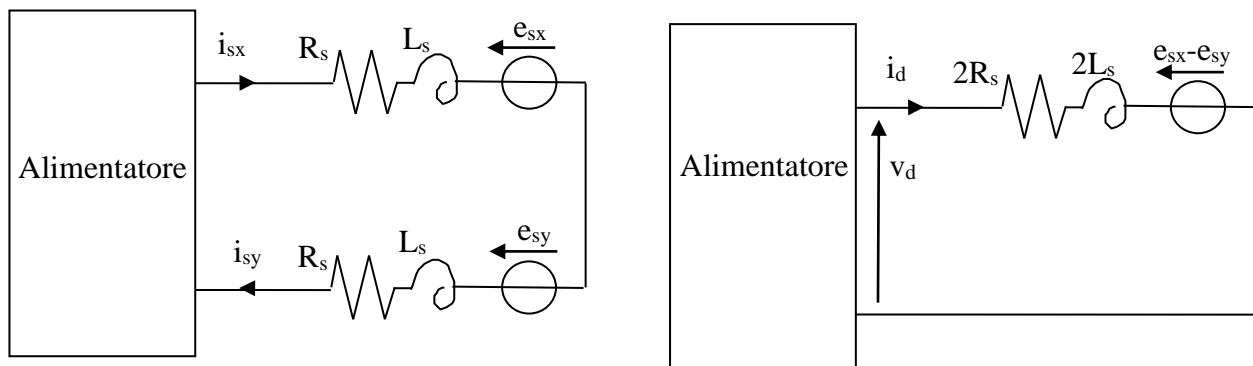


Figura 7-13: Circuito equivalente (two phases on)

Durante il periodo T_{sect} la differenza $e_{sx}-e_{sy}$ è costante ed è data dalla serie di due generatori di tensione di medesima ampiezza ma di segno diverso: $e_{sx}-e_{sy}=2k_e\Omega_m=E$. Per ottenere una coppia costante, la corrente i_d deve essere controllata in modo che assuma il valore costante I_d . In questo modo le equazioni dinamiche diventano (v_d rappresenta la tensione in uscita dal convertitore statico):

$$v_d = 2R_s i_d + 2L_s p i_d + 2k_e \Omega_m = 2R_s i_d + 2L_s p i_d + E$$

Da queste considerazioni si comprende che la condizione per cui la coppia rimanga costante non è che la fem di fase sia costante per 120° , ma che la fem concatenata sia costante all'interno del settore, cioè per 60° .

Dal punto di vista del controllo, il comportamento dinamico del DC brushless è quindi molto simile a quello di una macchina in c.c. a magneti permanenti:

$$v_a = R_a i_a + L_a p i_a + K_{ePM} \Omega_m = R_a i_a + L_a p i_a + E$$

Basta considerare $R_a=2R_s$, $L_a=2L_s$, $K_{ePM}=2k_e$. Questa è la ragione per cui questa macchina si chiama **DC brushless**.

Un possibile schema di controllo è mostrato in Figura 7-14. La macchina non è la macchina reale, ma una equivalente. L'alimentatore (ed i sensori) sono stati semplificati e ridotti a guadagni unitari. Lo schema è identico a quello di una macchina in C.C., a magneti permanenti.

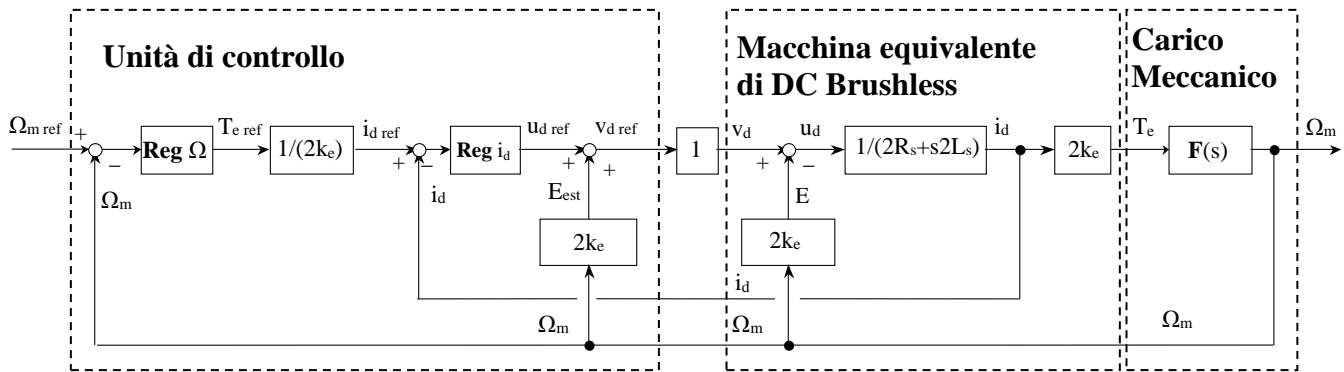


Figura 7-14. Schema di controllo della velocità in un DC brushless

7.3 Alimentatore

Come visto nella Figura 7-13, per ogni settore è necessario un alimentatore dc/dc. Sarebbero necessari 6 convertitori dc/dc, uno per ogni settore. Ma utilizzando tre gambe è possibile realizzare sei combinazioni differenti, una per ogni settore. Per esempio, durante il primo settore, la prima e la seconda gamba del convertitore funzionano come un convertitore dc dc a 4 quadranti.

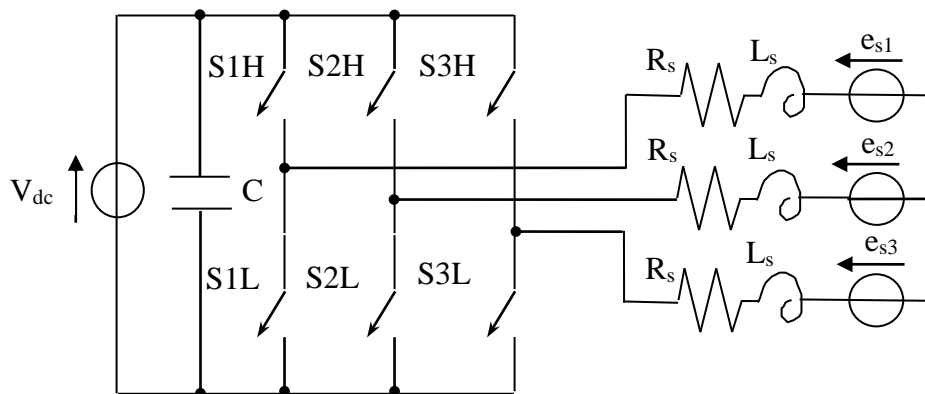


Figura 7-15. Alimentatore di un azionamento DC brushless

L'obiettivo dell'alimentatore è realizzare il valore di $v_d \text{ ref}$. Una soluzione è quella di passare attraverso un duty cycle e una opportuna tecnica di selezione delle gambe a cui applicare tale duty cycle. Un ulteriore problema consiste nel misurare la corrente i_d della macchina equivalente. Tale corrente virtuale è uguale ad una delle tre correnti di fase (presa con segno positivo o negativo), a seconda del settore. Per esempio, durante il primo settore, la corrente i_d è uguale alla corrente della fase 1 i_{s1} . Due sensori di corrente e l'informazione sull'attuale settore bastano a calcolare il corretto valore di i_d .

La configurazione del convertitore e la scelta della misura di i_d sono resi possibili dall'uso di un opportuno sensore di posizione. Per questo tipo di azionamento bastano tre sonde digitali ad effetto Hall, opportunamente distanziate di 120° .

Nella Figura 7-16 viene mostrato lo schema di controllo applicato alla macchina reale. Occorre conoscere il settore affinché l'alimentatore possa funzionare (scelta delle gambe da pilotare) e per ottenere il valore della corrente virtuale i_d partendo dalle correnti di fase, facilmente misurabili.

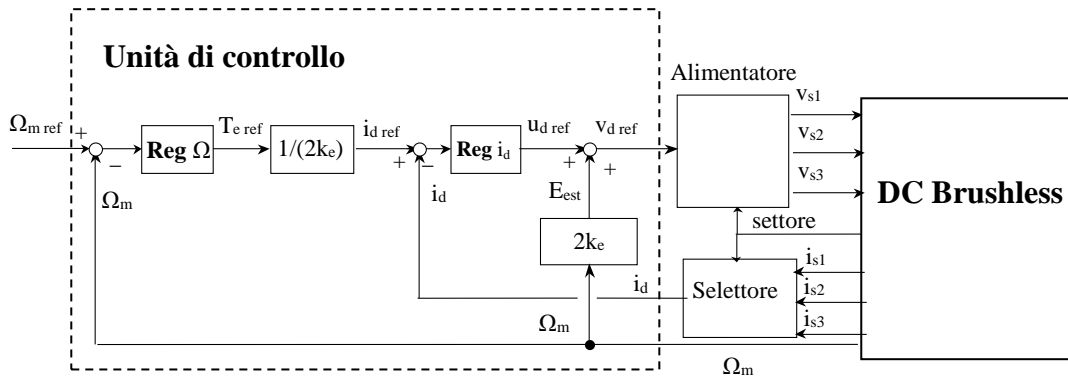


Figura 7-16. Schema di controllo della velocità in un DC brushless reale, che utilizza l'informazione sul settore

7.4 Campo di operatività

La strategia di mantenere la corrente costante per 120° e pari a I_d , entrante in una fase e uscente in un'altra, in funzione del settore in cui si trova il rotore, non può funzionare per tutte le velocità. Si può notare, infatti, dalla Figura 7-17, che la totale fem ($e_{sx}-e_{sy}$), tensione concatenata, pari a $2k_e\Omega_m$, è proporzionale alla velocità meccanica. Quando tale tensione raggiunge il valore massimo che l'alimentatore può fornire (in un ponte ad H a tensione massima è V_{dc} , tensione del dc bus) detratta la caduta resistiva, non è più possibile controllare al corrente. Detta v_{dmax} la massima tensione che il convertitore può fornire (tolto un certo margine per poter controllare dinamicamente la corrente), la velocità meccanica corrispondente a tale punto è la velocità base: $\Omega_b=(v_{dmax}-2R_s I_d)/2k_e$.

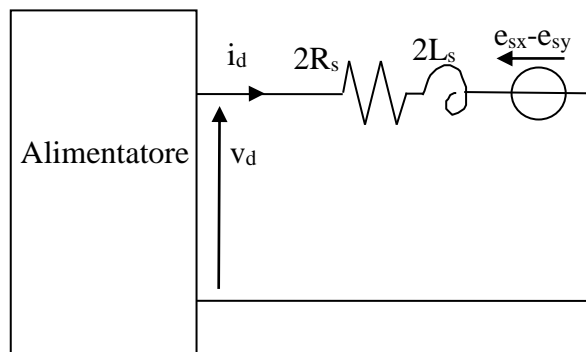


Figura 7-17: Circuito equivalente (two phases on)

Per poter superare tale velocità occorre cambiare strategia. Si faccia riferimento al settore 1 ed alla Figura 7-18 in cui viene visualizzata la fem concatenata $e_{s1}-e_{s2}$ al variare della velocità meccanica.

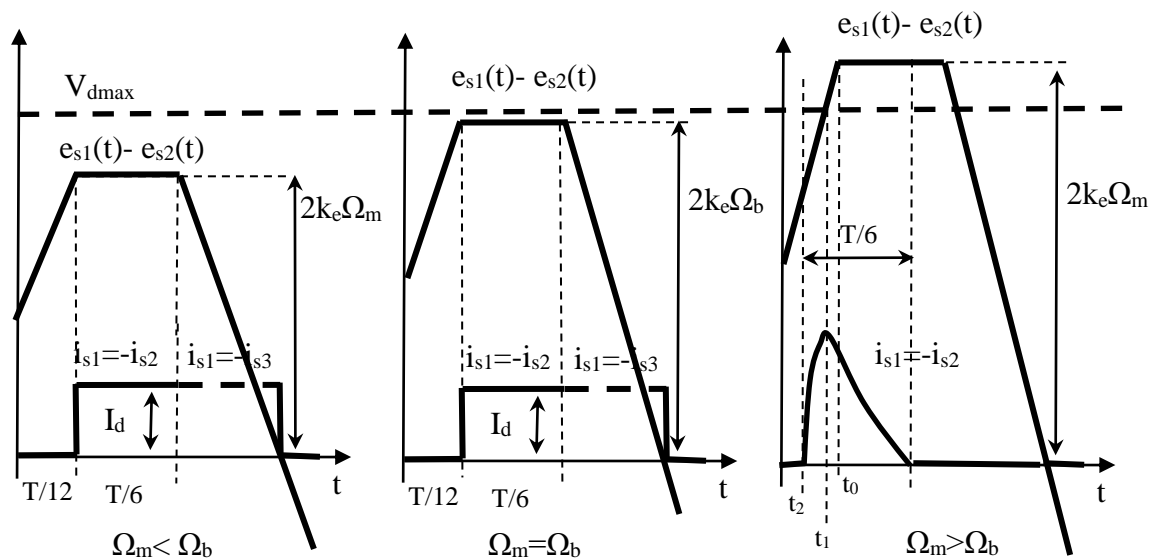


Figura 7-18: Andamento della fem concatenata al variare della velocità meccanica

Fino alla velocità base è possibile controllare la corrente in quanto la forzante ($v_d - 2k_e\Omega_m$) è maggiore di zero. Oltre la velocità base occorre anticipare il passaggio di settore (nel caso della Figura 7-18 dal settore 6 ($e_{s3} - e_{s2}$) al settore 1 ($e_{s1} - e_{s2}$)) dal tempo t_0 al tempo t_2 , che deve essere precedente all'istante t_1 , istante in cui la fem concatenata uguaglia la massima tensione V_{dmax} . Guardando il circuito equivalente di Figura 7-17, si nota che tra t_2 e t_1 la forzante $V_{dmax} - (e_{s1} - e_{s2})$ è positiva. La corrente può quindi crescere fino all'istante t_1 oltre il quale inizia a decrescere (la forzante diventa negativa) fino a portarsi a zero. Comandando opportunamente gli interruttori è possibile bloccare a zero tale corrente. Dopo 60° ($T/6$) avviene il cambio di settore successivo.

Mentre sotto la velocità base il controllo viene normalmente eseguito mediante modulazione PWM, oltre la velocità base si lavora in onda quadra.

Durante questo tipo di funzionamento la potenza meccanica, calcolata mediante il bilancio energetico, non è più costante ma assume ancora un valore medio positivo. Stesso comportamento per la coppia. Tale coppia permette di mantenere la velocità meccanica al di sopra della velocità base.

Lo schema di controllo cambia totalmente: il controllo di velocità agisce sull'anticipo del settore, mantenendo limitato il valore efficace della corrente di statore al massimo ammissibile (per problemi termici). L'anticipo dell'istante di passaggio fa sì che la prima armonica di corrente non risulti in fase con la fem ma sia in anticipo.

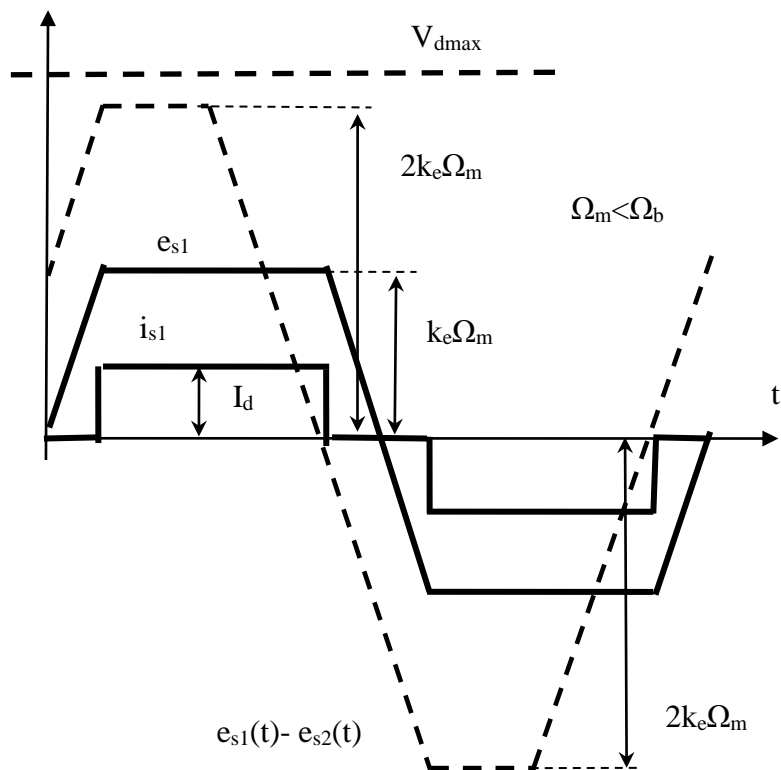


Figura 7-19: Andamento della corrente di fase per velocità inferiori alla velocità base

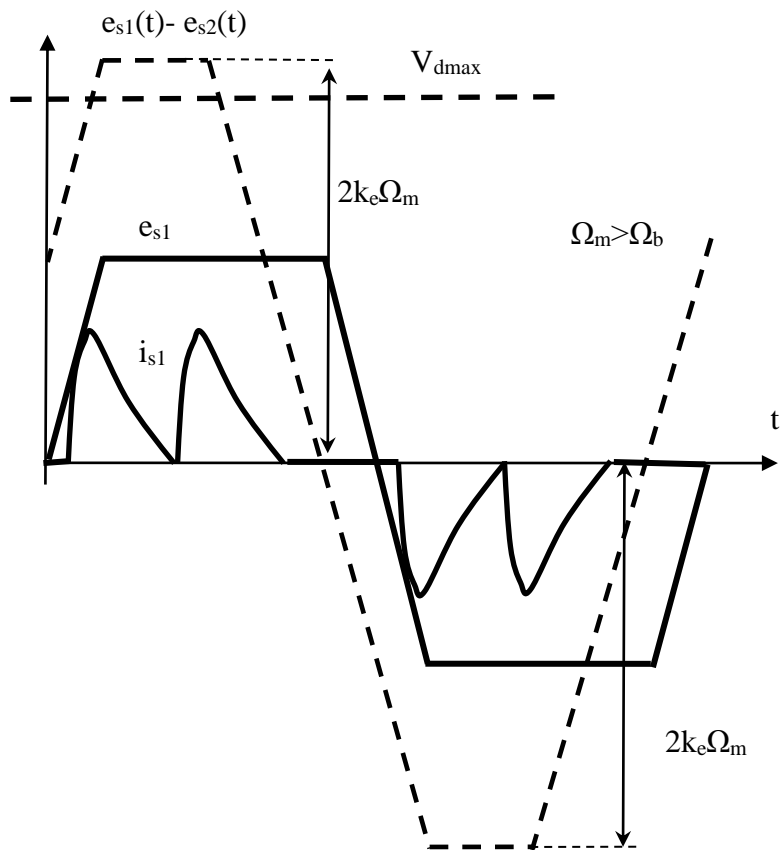


Figura 7-20: Andamento della corrente di fase per velocità superiori alla velocità base

Significa che, in una visione fasoriale (tipo AC brushless), una componente della corrente agisce sulla coppia (in fase con la fem) ed una parte in anticipo di 90° . Ma poiché la fem è in anticipo rispetto al flusso dei magneti permanenti di 90° , tale corrente è smagnetizzante (opposta al flusso dei magneti permanenti).

Poiché il DC brushless è una soluzione adatta per applicazioni a basso costo, i magneti permanenti utilizzati non sono generalmente a terre rare o con caratteristiche ottimali, per cui si tende a sfruttare la zona sopra la velocità base solo in alcuni casi e limitandosi ad una velocità che generalmente non supera del 20% la velocità base.

7.5 Three phases on

Si analizzi il passaggio tra il secondo ed il terzo settore. Per la presenza di induttanze la corrente della fase 1 non può annullarsi istantaneamente. In questa fase la corrente i_d che stava circolando nella fase 1 e 3 inizia a circolare nelle fasi 2 e 3. Si supponga che durante tale periodo siano comandati in chiusura gli interruttori S2H e S3L. Poiché il comando ad S1H è stato rimosso, la corrente che circolava nella fase 1 continua a circolare (fino a quando non va a zero) attraverso il diodo di ricircolo dell'interruttore S1L. Il circuito equivalente dinamico della macchina risulta quindi quello mostrato in Figura 7-21.

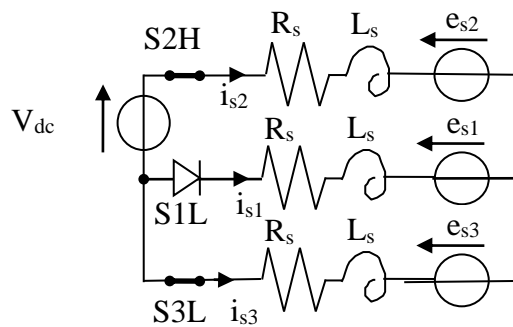


Figura 7-21. Intervallo di conduzione a tre

Per la legge ai nodi risulta:

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$$

Mentre la legge alle maglie (applicata alla maglia superiore) dice che:

$$R_s i_{s2} + L_s p i_{s2} + e_{s2} - e_{s1} - L_s p i_{s1} - R_s i_{s1} = V_{dc}$$

Si sa anche che (maglia inferiore):

$$R_s i_{s1} + L_s p i_{s1} + e_{s1} - e_{s3} - L_s p i_{s3} - R_s i_{s3} = 0$$

Sostituendo l'equazione al nodo:

$$R_s i_{s1} + L_s p i_{s1} + e_{s1} - e_{s3} - L_s p(-i_{s1} - i_{s2}) - R_s(-i_{s1} - i_{s2}) = 0$$

$$2R_s i_{s1} + 2L_s p i_{s1} + e_{s1} - e_{s3} + L_s p i_{s2} + R_s i_{s2} = 0$$

$$L_s p i_{s2} + R_s i_{s2} = -(2R_s i_{s1} + 2L_s p i_{s1} + e_{s1} - e_{s3})$$

Si può ora sostituire l'espressione di i_{s2} nella prima equazione alle maglie.

$$-2R_s i_{s1} - 2L_s p i_{s1} - e_{s1} + e_{s3} + e_{s2} - e_{s1} - L_s p i_{s1} - R_s i_{s1} = V_{dc}$$

$$-3R_s i_{s1} - 3L_s p i_{s1} + e_{s3} + e_{s2} - 2e_{s1} = V_{dc}$$

$$-3R_s i_{s1} - 3L_s p i_{s1} = V_{dc} + 2e_{s1} - e_{s3} - e_{s2}$$

Ma nell'istante di passaggio, le fem valgono $e_{s2}=e_{s1}=-e_{s3}=k_e\Omega_m$.

Quindi

$$R_s i_{s1} + L_s p i_{s1} = -\frac{V_{dc} + 2k_e\Omega_m}{3}$$

Per quanto riguarda la corrente i_{s2} si ha, invece:

$$L_s p i_{s2} + R_s i_{s2} = -(2R_s i_{s1} + 2L_s p i_{s1} + e_{s1} - e_{s3})$$

$$L_s p i_{s2} + R_s i_{s2} = -\left(-\frac{2}{3}(V_{dc} + 2k_e\Omega_m) + k_e\Omega_m + k_e\Omega_m\right)$$

$$L_s p i_{s2} + R_s i_{s2} = \frac{2V_{dc} - 2k_e\Omega_m}{3}$$

Si nota, quindi, che i transitori che governano l'andamento delle correnti i_{s1} e i_{s2} sono differenti (in termini di forzante). La forzante è la stessa (in modulo) quando

$$\frac{V_{dc} + 2k_e\Omega_m}{3} = \frac{2V_{dc} - 2k_e\Omega_m}{3}$$

$$\Omega_m = \frac{V_{dc}}{4k_e}$$

In particolare, per basse velocità ($\Omega_m < V_{dc}/4k_e$), la corrente i_{s2} cresce più velocemente di quanto decresce i_{s1} . Viceversa per alte velocità.

Mentre la corrente i_{s2} cresce, la corrente i_{s1} decresce fino a portarsi a 0 (legge ai nodi). Da questo momento il diodo della valvola S1L va in blocco e la corrente inizia a fluire solo nella fase 2. Il funzionamento torna ad essere caratterizzato da due sole fasi in conduzione.

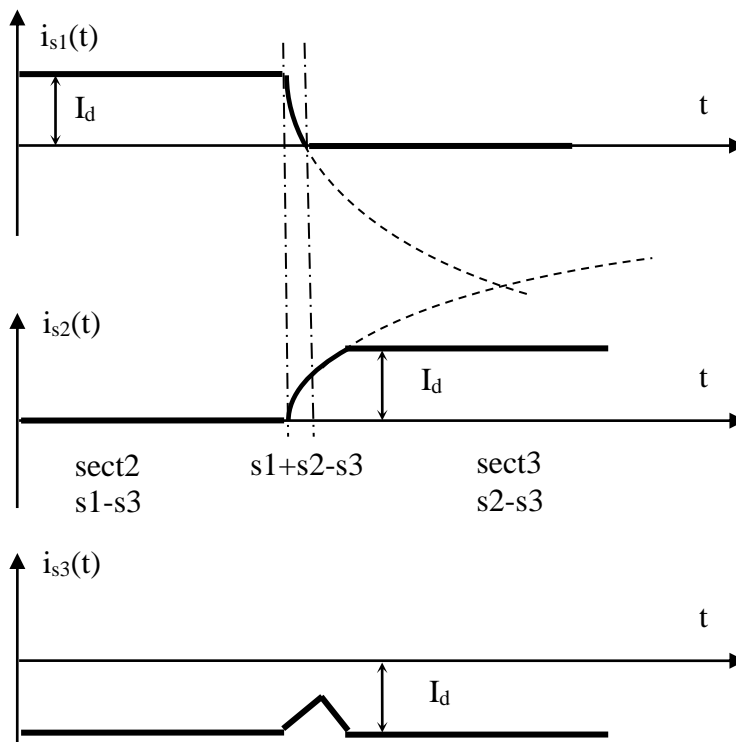


Figura 7-22. Commutazione dalla fase 1 alla fase 2 per alte velocità

Tale differenza si ripercuote sulla corrente i_{s3} in modo tale da non rimanere costante (pari a I_d). Ad alta velocità la durata di tale transitorio (in termini di angoli) diventa significativa. In questo periodo la totale potenza meccanica $e_{s1}i_{s1}+e_{s2}i_{s2}+e_{s3}i_{s3}$ non è più costante ma presenta una diminuzione sei volte nel periodo. Anche la coppia presenta tale oscillazione, la quale potrebbe sollecitare risonanze meccaniche o, per lo meno, produrre rumore.