

Sommario

8.	AZIONAMENTI SRM.....	2
8.1	MODELLO DELLA MACCHINA A RILUTTANZA COMMUTATA (SRM).....	2
8.2	ESPRESSIONE DELLA COPPIA	6
8.3	AREA DI PROGETTAZIONE	7
8.4	SCHEMA DI CONTROLLO.....	8
8.5	ALIMENTATORE.....	8
8.6	CAMPO DI OPERATIVITÀ.....	9

8. Azionamenti SRM

8.1 Modello della macchina a riluttanza commutata (SRM)

Si consideri la macchina rappresentata schematicamente in Figura 8-1.

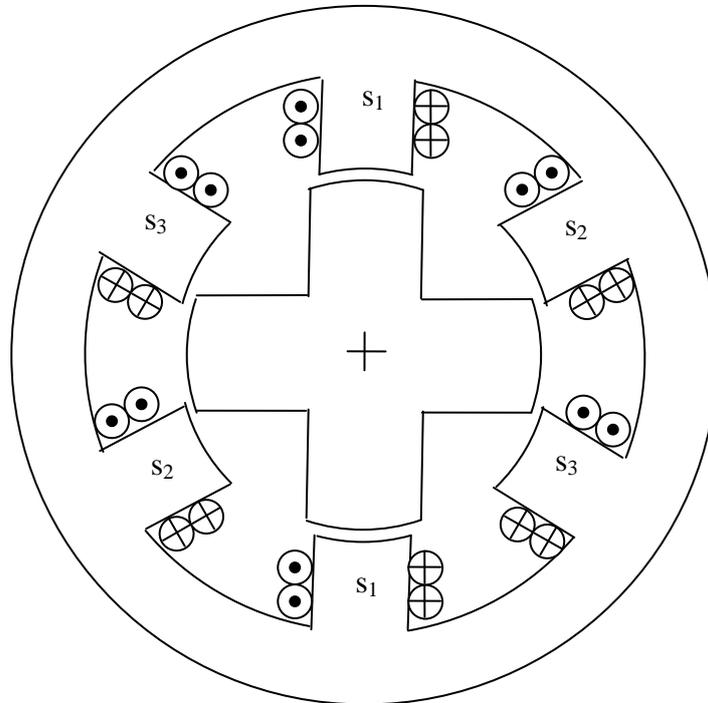


Figura 8-1 Rappresentazione schematica di un SRM 6/4

E' una macchina a 6 espansioni polari di statore e 4 di rotore. In Figura 8-2 sono evidenziati alcuni valori caratteristici:

β_s angolo relativo alla espansione di statore

β_r angolo relativo alla espansione di rotore

θ_m angolo meccanico

r_m raggio medio al traferro

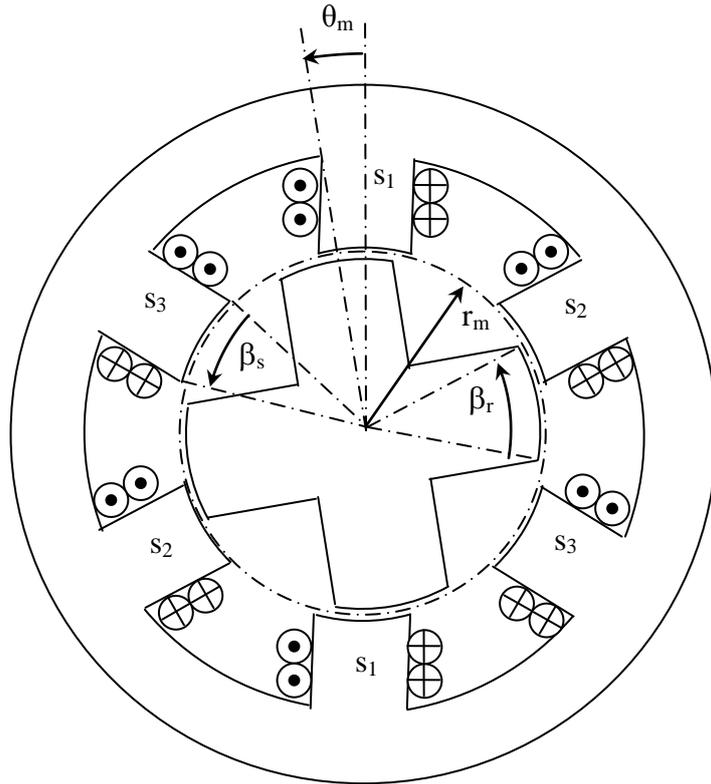


Figura 8-2: Valori caratteristici

Se si suppone di linearizzare la macchina in corrispondenza del traferro e si considera che tutte le distanze siano ottenute dal prodotto dell'angolo corrispondente per il raggio medio (e quindi è possibile rappresentare tutte le distanze come angoli a parte un fattore di scala pari a r_m) si ottiene la Figura 8-3.

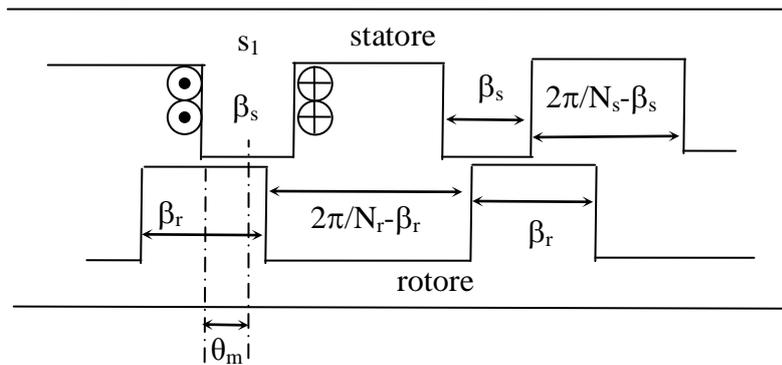


Figura 8-3: Sviluppo lineare della macchina al traferro (fattore di scala r_m)

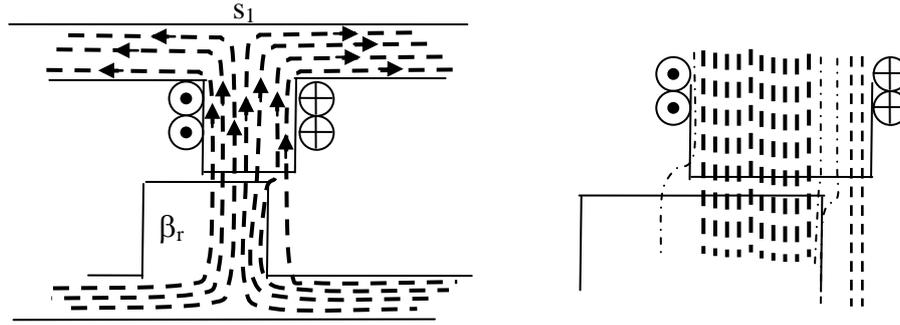


Figura 8-4: Andamento delle linee di campo

L'andamento delle linee di campo qualitativo è mostrato in Figura 8-4. Se si suppone di trascurare gli effetti di bordo, mentre le linee che attraversano elevato traferro hanno valori di induzione magnetica molto bassa, la sezione di passaggio del flusso magnetico cambia al variare dell'angolo meccanico θ_m in modo lineare.

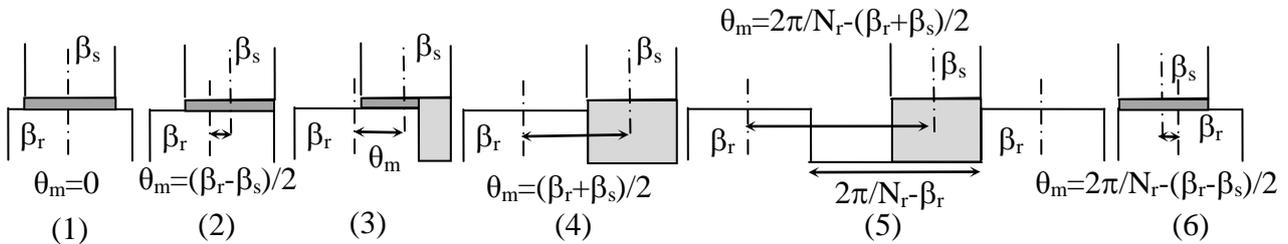


Figura 8-5: Variazione della sezione di passaggio del flusso magnetico (caso $\beta_s < \beta_r$)

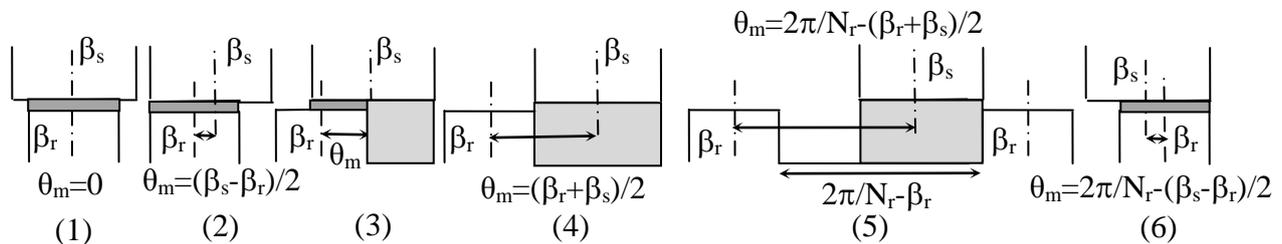


Figura 8-6: Variazione della sezione di passaggio del flusso magnetico (caso $\beta_s > \beta_r$)

Si consideri il caso di $\beta_s < \beta_r$ (più comune, in quanto di solito $N_s > N_r$).

Avendo trascurato gli effetti di bordo, la sezione di passaggio del flusso tra la posizione (1) e la posizione (2) rimane costante. Ciò significa che il flusso magnetico sostenuto dalla corrente i_{s1} rimane costante. Lo sarà anche il flusso concatenato con l'avvolgimento s_1 stesso. L'autoinduttanza, definita come rapporto tra il flusso concatenato con l'avvolgimento e la corrente che lo attraversa, sarà quindi costante. Tale periodo è quindi (valido sia per $\beta_s < \beta_r$ che per $\beta_r < \beta_s$): $|\beta_s - \beta_r|/2$.

Per angoli superiori a $|\beta_s - \beta_r|/2$ la sezione del flusso che attraversa il basso traferro diminuisce linearmente con l'angolo stesso mentre cresce, linearmente, la sezione di flusso che attraversa l'alto traferro (3). Tale variazione lineare si ripercuote sia sul flusso magnetico, sia su quello concatenato che sulla autoinduttanza. Tale andamento dura fino alla configurazione (4) in cui l'espansione di statore abbandona l'espansione di rotore. La durata corrisponde nel primo caso ($\beta_s < \beta_r$) a β_s , mentre nel secondo caso a β_r : in generale si può dire che la durata vale il minimo tra β_s e β_r [$\min(\beta_s, \beta_r)$].

Dalla configurazione (4) e fintantoché l'espansione di statore sta all'interno dello spazio tra due espansioni di rotore ($2\pi/N_r - \beta_r$) (5), il flusso magnetico deve attraversare un elevato traferro, ma la

sezione di passaggio rimane costante. Durante tale periodo ($(2\pi/N_r - \beta_r) - \beta_s = 2\pi/N_r - \beta_r - \beta_s$), l'induttanza rimane costante e pari al suo valore minimo.

Tra la configurazione (5) e la (6) vi è parziale sovrapposizione tra le espansioni di statore e di rotore (in modo speculare a quanto è avvenuto tra la configurazione (2) e (4)), per cui l'induttanza cresce linearmente; la distanza è ancora $\min(\beta_s, \beta_r)$.

Dalla configurazione (6) e fino alla fine del periodo $2\pi/N_r$ (che corrisponde alla configurazione (1)), l'induttanza rimane costante e pari al suo valore massimo; la distanza è $|\beta_s - \beta_r|/2$.

L'andamento della autoinduttanza dell'avvolgimento s_1 , funzione dell'angolo meccanico, è evidenziato in Figura 8-7.

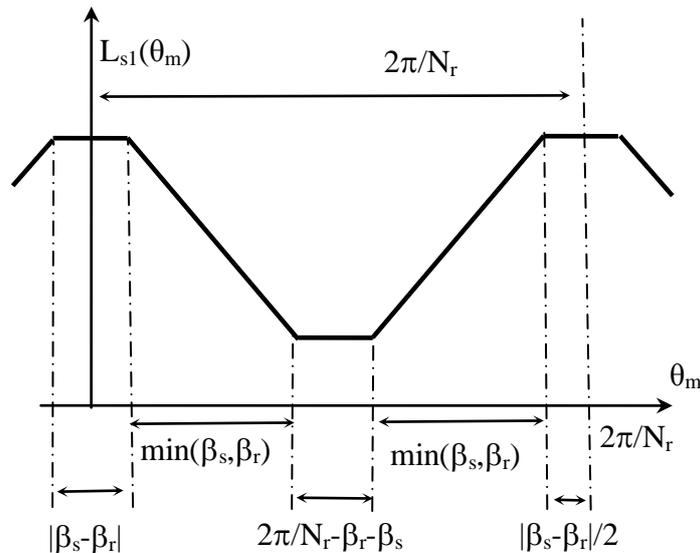


Figura 8-7: Andamento della autoinduttanza in funzione dell'angolo meccanico

Per quanto riguarda gli altri avvolgimenti, le autoinduttanze corrispondenti avranno un andamento simile ma sfasato di un angolo pari alla periodicità dell'autoinduttanza stessa ($2\pi/N_r$) diviso per il numero di avvolgimenti (o fasi q). L'angolo vale, quindi, $\epsilon = 2\pi/(N_r q)$. Nel caso considerato q vale 3, $N_r = 4$ quindi il periodo ($2\pi/N_r$) vale 90° meccanici mentre lo sfasamento ϵ è di 30° meccanici.

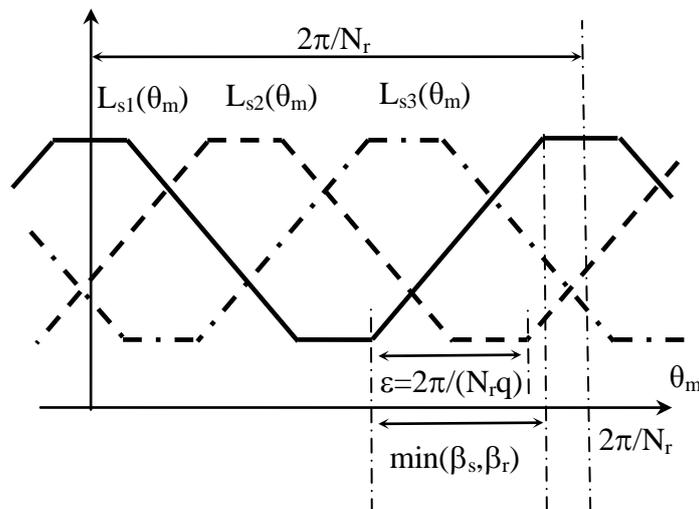


Figura 8-8: Andamento delle autoinduttanze in funzione dell'angolo meccanico

8.2 Espressione della coppia

Si consideri di alimentare la macchina una fase per volta.

I legami tensione/corrente e flusso/corrente per l'avvolgimento s1 risultano:

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + \frac{d\psi_{s1}}{dt}$$

$$\psi_{s1} = L_{s1}(\theta_m) i_{s1}$$

Eseguendo il bilancio energetico si ottiene:

$$v_{s1} i_{s1} = R_s i_{s1}^2 + i_{s1} \frac{d\psi_{s1}}{dt} = R_s i_{s1}^2 + i_{s1} L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{dt} =$$

$$\dots = R_s i_{s1}^2 + i_{s1} L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt}$$

Per comprendere come la potenza elettrica entrante si divide nei differenti contributi (perdite per effetto Joule, variazione dell'energia interna del sistema e potenza meccanica) è meglio considerare la variazione di energia in un induttore:

$$U = \frac{1}{2} L_{s1}(\theta_m) i_{s1}^2$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{2} L_{s1}(\theta_m) 2i_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} + \frac{1}{2} i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{dt} = L_{s1}(\theta_m) i_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} + \frac{1}{2} i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt}$$

Nell'equazione che mostra il bilancio energetico, il primo termine ($R_s i_{s1}^2$) è legato alle perdite per effetto Joule, il secondo e metà del terzo sono la variazione dell'energia interna. La metà del terzo, quindi, rappresenta la potenza meccanica.

$$P_m = \frac{1}{2} i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt}$$

Detto n_p il numero di coppie di espansioni polari per fase, la velocità meccanica nel mondo meccanico risulta:

$$\Omega_m = \frac{1}{n_p} \frac{d\theta_m}{dt}$$

Quindi l'espressione della coppia è:

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega_m} = \frac{n_p}{2} i_{s1}^2 \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m}$$

Si nota che la coppia è nulla se non vi è variazione dell'induttanza e che il segno della coppia non dipende dal segno della corrente ma dal segno della derivata dell'induttanza. Questo significa che nel tratto in cui l'induttanza decresce, la macchina si comporta come un generatore mentre quando cresce è un motore. Se nel periodo ($\min(\beta_s, \beta_r)$) in cui la derivata dell'induttanza è costante (tale derivata viene in seguito indicata con k_c), si riesce a mantenere costante (con un valore pari a I_d) la corrente di fase (attraverso opportuno alimentatore), la coppia T_e rimane costante e pari a:

$$T_e = \frac{n_p}{2} I_d^2 k_c$$

Affinché la coppia rimanga costante per tutto il periodo ($2\pi/N_r$) occorre che prima che termini il tratto a pendenza costante dell'induttanza di una fase deve essere pronta una nuova fase in cui

l'induttanza inizi ad avere pendenza costante. Poiché lo sfasamento tra due fasi è pari a $\varepsilon=2\pi/(N_r q)$ occorre che, per avere coppia costante, deve essere $\varepsilon \leq \min(\beta_s, \beta_r)$.

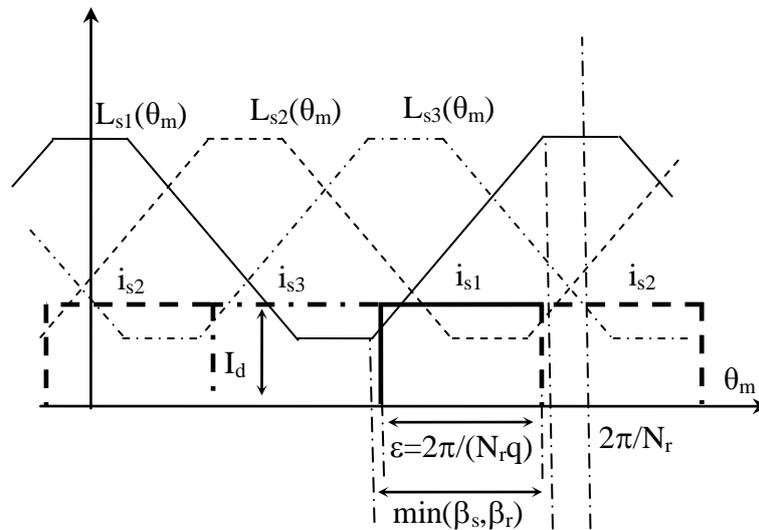


Figura 8-9: Andamento delle correnti nel funzionamento da motore

8.3 Area di progettazione

Dalle considerazioni fatte finora, si può comprendere che esistono dei limiti sui valori che possono assumere β_s e β_r . In particolare il fatto che N_s sia maggiore di N_r implica generalmente che $\beta_s < \beta_r$.

Inoltre la continuità nella coppia è assicurata dalla condizione $\min(\beta_s, \beta_r) \geq \varepsilon$. Esiste un'altra condizione e cioè che l'induttanza possa raggiungere il suo valore minimo. Questo può avvenire se l'espansione di statore può stare all'interno dello spazio tra due espansioni polari sul rotore, cioè se $\beta_s \leq 2\pi/N_r - \beta_r$ o meglio se $2\pi/N_r - \beta_s - \beta_r \geq 0$. Se non fosse soddisfatta tale condizione, il periodo durante il quale la derivata dell'induttanza è costante sarebbe minore del teorico $\min(\beta_s, \beta_r)$, con possibili implicazioni sulla continuità della coppia.

L'applicazione di tali condizioni determina, nel piano $\beta_s - \beta_r$, un'area di possibili valori che possono essere assunti da β_s e β_r , al fine di una corretta progettazione della macchina.

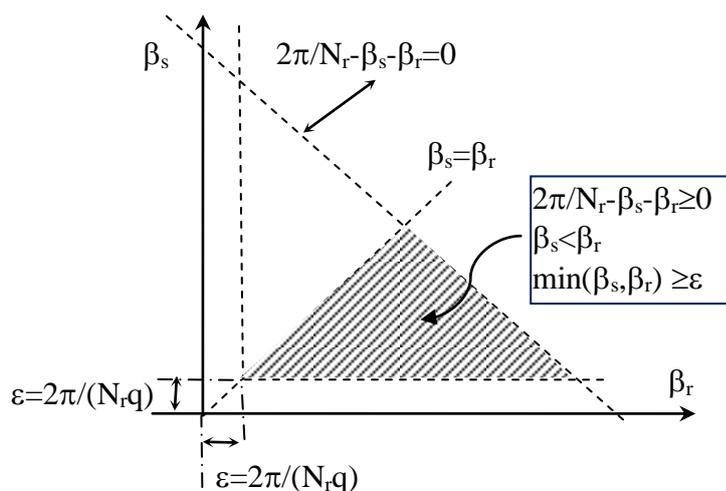


Figura 8-10: Area di progettazione

8.4 Schema di controllo

Si riprenda l'espressione della coppia:

$$T_e = \frac{n_p}{2} I_d^2 k_c$$

e l'equazione dinamica di statore:

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + p \psi_{s1} = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1} \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{dt} =$$

$$\dots = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1} \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1} k_c n_p \Omega_m = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + E$$

Si ottiene lo schema di controllo di Figura 8-11 (dove i_{sx} rappresenta una delle q correnti di fase).

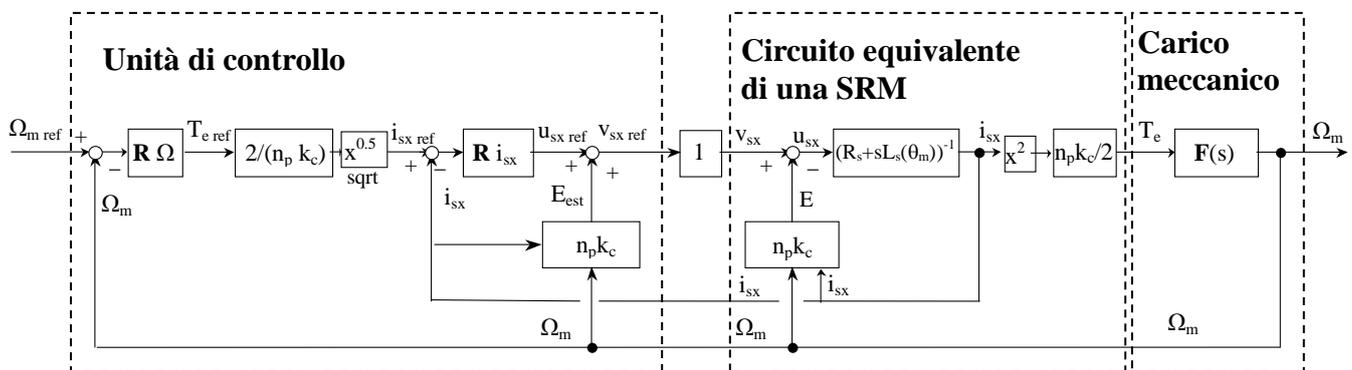


Figura 8-11: Schema di controllo

Il sistema è non lineare, per la presenza della funzione "radice quadrata". Il regolatore "vede" una funzione di trasferimento il cui polo è variabile con la posizione meccanica θ_m : $1/(R_s + sL_s(\theta_m))$.

Lo schema di controllo si applica ad ogni fase, per una durata di $\varepsilon = 2\pi/(N_r q)$, mantenendosi in fase con l'autoinduttanza (centrati rispetto al periodo in cui la derivata dell'induttanza è costante). All'interno del periodo totale (2π) vi sono N_r sottoperiodi caratterizzati da q settori. In totale i settori sono $N_r \cdot q$ (nel caso di una macchina 6/4 con $q=3$ i settori sono 12). Occorre, quindi, un sensore di posizione per decidere quale fase alimentare.

8.5 Alimentatore

Ogni fase della macchina deve poter essere alimentata indipendentemente dalle altre. Inoltre, poiché la coppia non dipende dal segno della corrente, il convertitore (del tipo dc-dc) può operare solo su due quadranti (corrente positiva, tensione positiva e negativa). Nel caso di macchina con $q=3$, un possibile convertitore è quello rappresentato in Figura 8-12, che non ha nulla a che fare con un inverter (vi sono 3 dc-dc a due quadranti, uno per ogni fase).

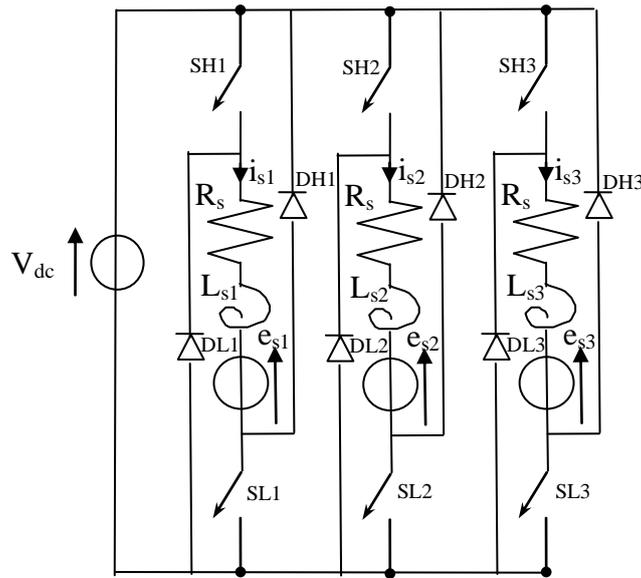


Figura 8-12: Alimentatore

Chiudendo sia l'interruttore statico alto (ad es. SH1) che l'interruttore basso (SL1), la tensione applicata è pari a V_{dc} . Chiudendo solo SH1, la corrente, circolante nell'induttanza L_{s1} , non può azzerarsi istantaneamente ma continua a circolare in SH1 e nel diodo di ricircolo DH1. La tensione applicata è zero. La stessa tensione si può ottenere chiudendo solo l'interruttore SL1: la corrente circolerà in SL1 e DL1. Aprendo entrambi gli interruttori, la corrente che stava circolando in L_{s1} , inizierà a circolare nei due diodi di ricircolo DL1 e DH1. La tensione applicata all'avvolgimento, in questo caso, vale $-V_{dc}$. La corrente, chiaramente, non può cambiare di segno, ma è sempre positiva.

8.6 Campo di operatività

La logica di controllo presentata finora, che prevede di imporre una corrente costante e pari a I_d , in ogni fase per un periodo di durata ε , può funzionare solo al di sotto di una determinata velocità meccanica. Infatti la fem E , con $i_{sx}=I_d$, è proporzionale alla velocità stessa.

$$E = I_d k_c n_p \Omega_m$$

Come per tutte le altre macchine, è evidente che il valore massimo di tensione che l'alimentatore può fornire pone dei limiti sulla velocità massima che si può raggiungere mantenendo tale logica.

In particolare, detta V_{dmax} la massima tensione dell'alimentatore (compatibilmente con i limiti dovuti all'isolamento degli avvolgimenti della macchina e mantenendo un certo margine per il controllo dinamico della corrente), tale velocità massima, detta anche velocità base, si raggiunge quando $V_{dmax} = R_s I_d + I_d k_c n_p \Omega_b$ cioè $\Omega_b = (V_{dmax} - R_s I_d) / (I_d k_c n_p)$. Per andare oltre tale velocità occorre cambiare strategia.

Si riprendano le equazioni dinamiche dell'avvolgimento di statore

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1} \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = R_s i_{s1} + L_{s1}(\theta_m) \frac{di_{s1}}{dt} + i_{s1} \frac{dL_{s1}(\theta_m)}{d\theta_m} n_p \Omega_m$$

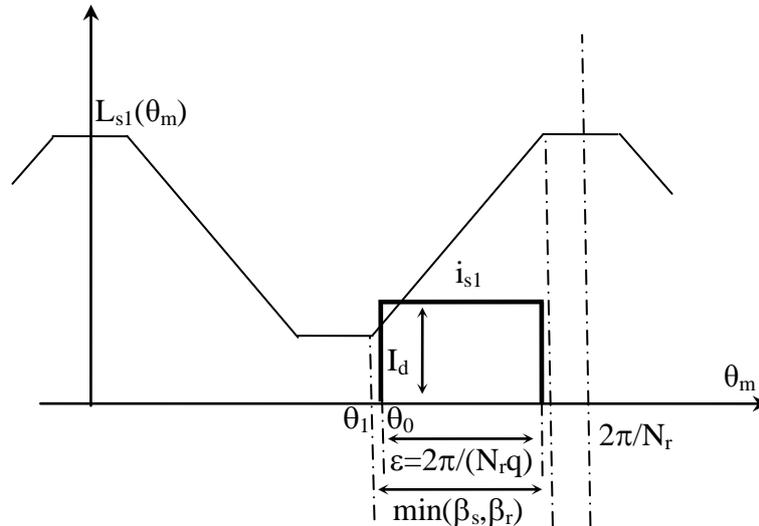


Figura 8-13: Andamento della corrente per $\Omega_m < \Omega_b$

Se si anticipasse il cambio di settore prima dell'angolo teorico (θ_0 di Figura 8-13), dove la derivata dell'induttanza è nulla (θ_1) (ad esempio all'angolo θ_2 di Figura 8-14), il termine corrispondente alla fem sarebbe nullo (in quanto la derivata è nulla).

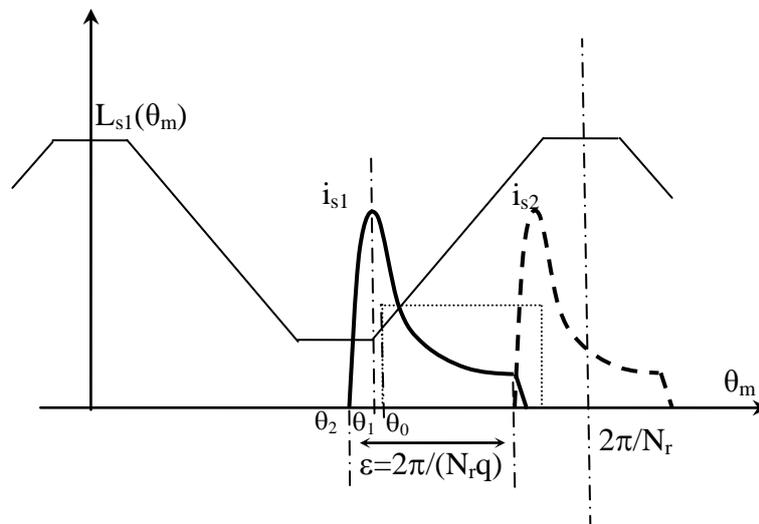


Figura 8-14: Andamento della corrente per $\Omega_m > \Omega_b$

La forzante del sistema dinamico risulta V_{dc} (ottenuta chiudendo sia SH1 che SL1) mentre la fem=0. Tale tensione farebbe crescere molto velocemente la corrente fino all'angolo θ_1 . Da quel momento, la forzante diventa $V_{dc} - i_{s1} k_c n_p \Omega_m$, che a quella velocità e corrente è sicuramente negativa. La corrente quindi decresce fino a portarsi ad un valore di regime, differente ad ogni velocità e tale da soddisfare la seguente uguaglianza (la derivata della corrente a regime è nulla): $V_{dc} = R_s i_{regime} + i_{regime} k_c n_p \Omega_m$, quindi $i_{regime} = V_{dc} / (R_s + k_c n_p \Omega_m) \cong V_{dc} / (k_c n_p \Omega_m)$. Tale valore potrebbe non essere raggiunto in quanto è necessario che, dopo un angolo ϵ da θ_2 , avvenga il cambio di settore ed il sistema di controllo smetta di alimentare s1 per iniziare con s2. La corrente della fase s1 andrà a zero velocemente, forzata da $-V_{dc} - i_{s1} k_c n_p \Omega_m$ (apertura di entrambi gli interruttori SH1 e SL1).

L'angolo θ_2 non deve essere troppo distante da θ_1 in quanto la corrente cresce molto velocemente (non essendo limitata da alcuna fem). Anche in questo caso occorre soddisfare i requisiti termici, limitando il valore efficace della corrente (oltre a limitare il valore massimo della corrente per salvaguardare gli interruttori statici).

La coppia sarà differente da zero solo nel tratto in cui la derivata dell'induttanza è diversa da zero. Non sarà più costante, ma permetterà alla macchina di raggiungere velocità molto elevate.

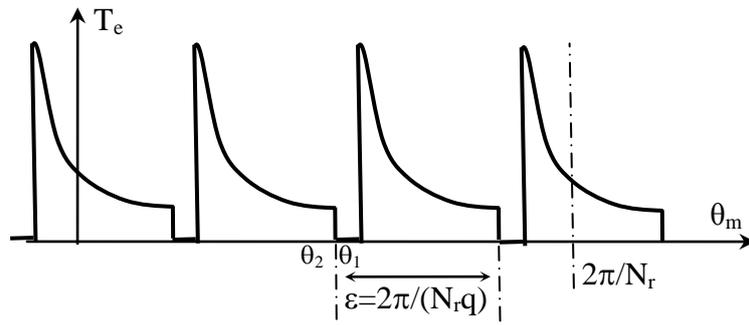


Figura 8-15: Andamento della coppia elettromagnetica per $\Omega_m > \Omega_b$