

POLITECNICO DI MILANO



Scuola di Ingegneria Industriale e dell'Informazione
Corso di laurea Magistrale in Ingegneria dell'Automazione

Tesi di laurea magistrale:

**Analisi e modellistica di un azionamento a riluttanza
commutata**

Relatore: Prof. Francesco Castelli Dezza

Laureando: Gallo Gabriele

Matr.786969

A.A. 2014/2015

INDICE

1. INTRODUZIONE DELLA MACCHINA SR.....	1
2. MODELLIZZAZIONE DELL'AUTOINDUTTANZA.....	3
3. DEFINIZIONE DI ANGOLO ELETTRICO.....	7
4. CIRCUITO EQUIVALENTE A SINGOLA FASE DI UN SRM.....	7
5. BILANCIO ENERGETICO ED ESPRESSIONE DELLA COPPIA MECCANICA.....	9
6. COPPIA CON CARATTERISTICA MAGNETICA LINEARE.....	11
7. COPPIA CON CARATTERISTICA MAGNETICA NON LINEARE.....	13
8. AREA DI PROGETTAZIONE ESPANSIONI POLARI.....	15
9. ALIMENTATORE.....	16
10. STRATEGIE DI CONTROLLO ALLE BASSE VELOCITÀ.....	18
10.1. HYSTERESIS CURRENT CONTROL.....	19
10.2. PWM CONTROL.....	21
11. ECCITAZIONE FASI ALLE ALTE VELOCITÀ (SINGLE PULSE MODE).....	23
12. CARATTERISTICA MECCANICA.....	25
13. SIMULAZIONE.....	27
14. APPLICAZIONI.....	32
15. CONCLUSIONI.....	34
INDICE DELLE FIGURE.....	35
BIBLIOGRAFIA.....	36

1. Introduzione della macchina SR.

Il motore a riluttanza commutata (SRM), in Fig.1, dal punto di vista elettromagnetico è una delle più semplici macchine elettriche. Presenta una doppia salienza, sia sul rotore che sullo statore e il suo funzionamento si basa sul principio di minima riluttanza. Se si alimenta una generica fase del motore, si sviluppa una coppia che determina uno spostamento angolare del rotore. Tale spostamento gli farà assumere la posizione di minima riluttanza del circuito magnetico, che sarà percorso dal flusso generato dalle due bobine di statore alimentate.

Quindi i poli salienti rotorici tendono ad allinearsi con quelli statorici in cui le bobine sono percorse da corrente, in modo da minimizzare la riluttanza percorsa dal flusso principale.

Con un'adeguata alimentazione sequenziale delle varie fasi sarà quindi possibile avere una coppia unidirezionale regolabile, tale da portare in rotazione il rotore alla velocità desiderata.



Figura 1 - Statore e rotore di un motore a riluttanza commutata

La scelta di un azionamento SR può essere motivata da alcune delle sue caratteristiche che lo rendono una scelta estremamente vantaggiosa in molti campi di applicazione. Si elencano dunque di seguito i suoi vantaggi più rilevanti:

- Il rotore è tipicamente di costruzione semplice ed economica, essendo privo di avvolgimenti e di magneti permanenti.
- Gli avvolgimenti di statore sono arrotolati al polo, garantendo una produzione più economica rispetto agli avvolgimenti distribuiti su macchine ac o anche dc.
- Poiché gli avvolgimenti sono elettricamente separati fra loro e hanno mutuo accoppiamento trascurabile, un guasto elettrico su una fase non ha nessun effetto sulle altre fasi.
- Essendo fortemente scanalato per presentare un'alta anisotropia, possiede generalmente una bassa inerzia.
- Possiede notevoli doti di affidabilità e robustezza essendo un azionamento di tipo Brushless.

- L'assenza di avvolgimenti di eccitazione sul rotore fa sì che le perdite per effetto joule siano concentrate solo sullo statore, questo lo rende facile da raffreddare, in quanto, grazie alla forte salienza di rotore, con una semplice ventilazione è possibile portare fuori una grande quantità di calore. Sono possibili quindi elevate temperature di funzionamento.
- Necessita di una relativamente semplice elettronica di controllo, in quanto, come vedremo in seguito nel dettaglio, la coppia risulterà indipendente dal verso della corrente.
- La fem è funzione della corrente di fase, quindi dove non è presente corrente sugli avvolgimenti, non è presente fem indotta. Un possibile guasto nell'avvolgimento può essere rimediato interrompendo la corrente in ingresso. Nei motori a induzione o a magneti permanenti questo non è possibile.
- La macchina funziona da trasduttore di posizione poiché l'induttanza dipende dalle posizione del rotore e dalla corrente di eccitazione. Durante il periodo di inattività di ogni fase la posizione del rotore può essere trovata misurando il valore di induttanza. Questa caratteristica è difficile da sfruttare con macchine sincrone a magneti permanenti in quanto non esiste periodo di inattività.

Un azionamento di questo tipo d'altronde presenta anche alcuni svantaggi che ne frenano le possibilità di utilizzo, anche in questo caso si elencano i principali:

- L'SRM presenta una coppia non uniforme, con significativi ripple.
- Il rumore acustico è elevato, ma le cause sono in fase di studio e con alcune raccomandazioni si ottiene una notevole diminuzione rispetto alla prima generazione.
- Le perdite per attrito e spostamento d'aria sono elevate a causa dell'elevata velocità di rotazione del rotore, ma questo può essere ridotto rendendo la superficie del rotore liscia.
- Le forze in direzione radiale sono elevate quando il rotore è allineato e minime quando è fuori allineamento. Variazioni di oltre la metà del passo polare del rotore contribuiscono all'usura dei cuscinetti se ci sono eccentricità e irregolarità del traferro. Inoltre è la principale fonte di rumore. Questo fenomeno non è presente in altre macchine.

Per poter ridurre l'effetto di questi problemi tipici di un azionamento SR, oltre ad una buona strategia di gestione della commutazione delle correnti nelle fasi, occorre anche un'ottima costruzione meccanica, andandone però a contrastare l'economicità e la semplicità, due degli aspetti più vantaggiosi di questo tipo di soluzione.

2. Modellizzazione dell'autoinduttanza.

Una configurazione tipica 6/4 della macchina è rappresentata schematicamente in Figura 2. Presenta tre fasi $q=3$, sei espansioni polari di statoriche $N_s=6$ e quattro rotoriche $N_r=4$. In figura 2 sono evidenziati i seguenti valori caratteristici della macchina, che verranno utilizzati nel corso della trattazione:

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

Risulta utile anche definire la lunghezza degli archi interpolari di statore e rotore, che rappresentano rispettivamente l'angolo tra due denti adiacenti di statore e rotore, $\tau_{sp} = \frac{2\pi}{N_s}$ e $\tau_{rp} = \frac{2\pi}{N_r}$. Osservando la struttura della macchina si nota che esistono due posizioni di equilibrio, una di completo disallineamento in cui il dente di statore è contenuto all'interno di una cava tra due espansioni rotoriche, che corrisponde alla posizione di massima riluttanza. La seconda invece, che si avrebbe in figura per $\theta_m=0$, è una posizione di completo allineamento e di minima riluttanza magnetica.

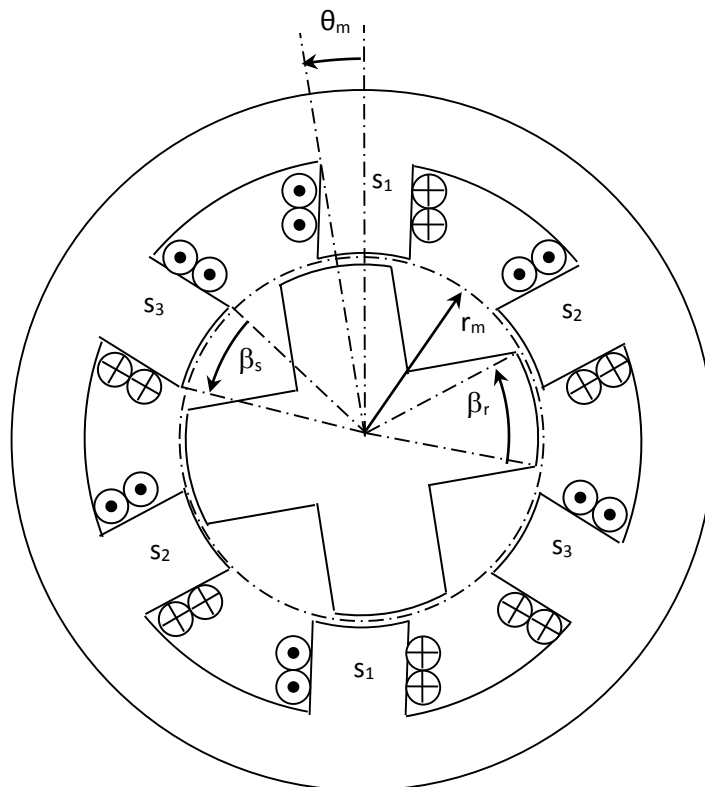


Figura 2 - Valori caratteristici di un SRM 6/4

Si supponga ora di linearizzare la macchina in corrispondenza del traferro, considerando tutte le distanze come prodotto dell'angolo corrispondente per il raggio medio r_m , si ottiene lo sviluppo lineare di figura 3.

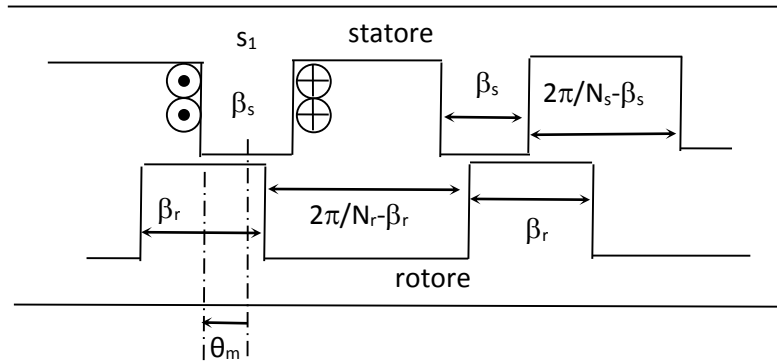


Figura 3 - Sviluppo lineare della macchina al traferro

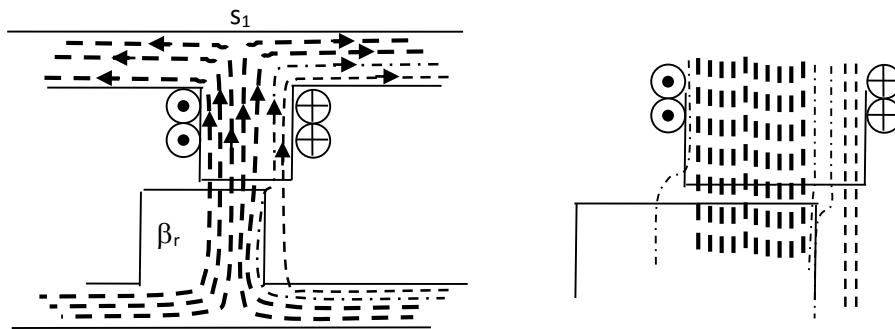


Figura 4 - Andamento flusso concatenato

L'andamento qualitativo del flusso concatenato in una fase, trascurando gli effetti di bordo, è mostrato in figura 4. Le linee che attraversano l'elevato traferro hanno valori di induzione magnetica molto bassa, a differenza di quelle che attraversano le due espansioni che iniziano ad affacciarsi.

La sezione di passaggio del flusso magnetico concatenato quindi cambia al variare dell'angolo meccanico θ_m in modo lineare.

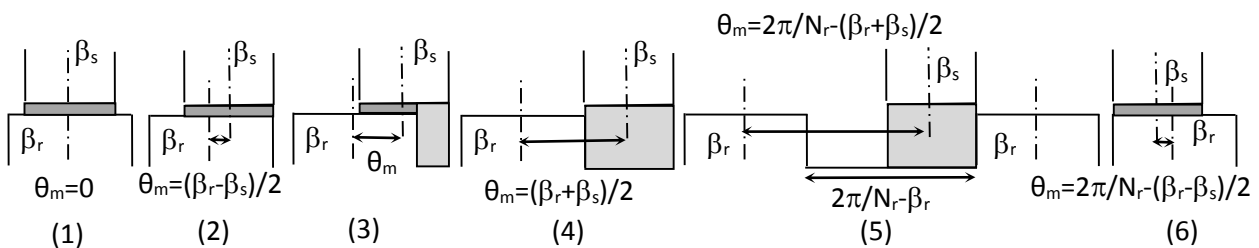


Figura 5 - Variazione sezione di passaggio del flusso con $\beta_s < \beta_r$

Si prenda ora in considerazione la variazione di sezione di passaggio del flusso nel caso di $\beta_s < \beta_r$, quindi $N_s > N_r$, caso più comune ed utilizzato come si discuterà nel paragrafo 8.

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, se si sta supponendo di alimentare la fase s1, il flusso magnetico sostenuto dalla corrente i_{s1} e concatenato con l'avvolgimento stesso, rimarrà costante. L'autoinduttanza, che come si vedrà nel dettaglio in seguito, è definita come rapporto tra il flusso concatenato con l'avvolgimento e la corrente che lo attraversa, sarà quindi costante per un periodo di $|\beta_s - \beta_r|/2$.

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, sempre linearmente, la sezione di flusso che attraversa l'alto traferro (3). Tale andamento dura per un angolo pari a β_s (in generale per un angolo $[\min(\beta_s, \beta_r)]$) fino alla configurazione (4), in cui l'espansione di statore abbandona completamente l'espansione di rotore.

Dalla configurazione (4) e finché 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, in questa regione è presente la massima riluttanza del circuito magnetico. 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.

Aumentando ancora l'angolo meccanico si arriva alla configurazione (5) e (6), in cui vi è una parziale sovrapposizione tra l'espansione polari di statore e il successivo dente di rotore, per cui l'induttanza torna a crescere linearmente per un periodo ancora uguale a β_s .

Dalla configurazione (6) e fino alla fine del periodo $2\pi/N_r$, in cui si ritorna alla configurazione (1), l'induttanza rimane costante e pari al suo valore massimo. Si ritorna quindi alla posizione di minima riluttanza per un periodo di $|\beta_s - \beta_r|/2$ come nel caso precedente. L'andamento della autoinduttanza per il solo avvolgimento s1, funzione dell'angolo meccanico, è rappresentata in figura 6.

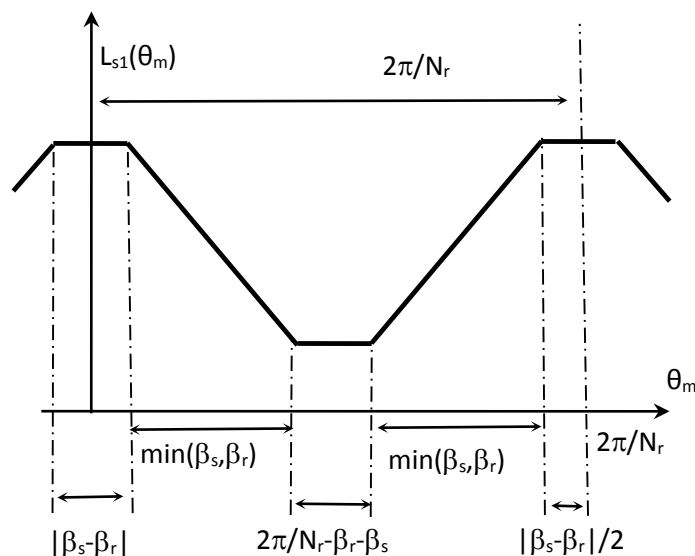


Figura 6 – Andamento autoinduttanza per avvolgimento s1

Per quanto riguarda gli altri avvolgimenti di fase, come possiamo notare in figura 7, le autoinduttanze corrispondenti hanno lo stesso andamento ma sfasato di un angolo pari alla periodicità dell'autoinduttanza stessa ($2\pi/N_r$) diviso per il numero di fasi q . Quest'angolo di sfasamento (chiamato anche angolo di passo) vale quindi $\varepsilon=2\pi/(N_r q)$. Pertanto, nel caso considerato, abbiamo $q=3$, $N_r=4$, $2\pi/N_r=90^\circ$ meccanici e di conseguenza uno sfasamento ε di 30° meccanici.

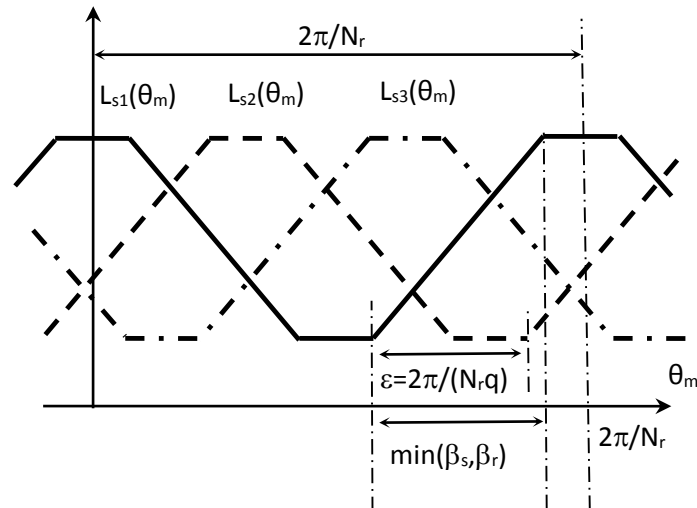


Figura 7 – Andamento delle autoinduttanze per le 3 fasi

Come verrà spiegato nel dettaglio in seguito, la coppia meccanica si rivelerà proporzionale alla variazione dell'autoinduttanza. Risulterà evidente la necessità di un sensore di posizione per questo tipo di azionamenti, in quanto la commutazione delle fasi deve avvenire in base alla posizione del rotore, per essere certo di lavorare nella zona di induttanza desiderata.

È quindi possibile esprimere la relazione che definisce la frequenza di commutazione di una fase:

$$f_s = N_r n_m \quad (1)$$

In cui n_m rappresenta la velocità dell'albero in giri al secondo.

3. Definizione di angolo elettrico.

La posizione del rotore è direttamente correlata all'angolo meccanico ϑ_m . Al fine di essere indipendenti dalla configurazione della macchina, durante la trattazione, sarà comodo specificare la posizione del rotore della macchina SR in gradi elettrici.

L'angolo elettrico è definito dalla periodicità della macchina, prendendo in considerazione la figura 2 è possibile osservare che il rotore si ripeterà ogni 90° gradi meccanici, $\frac{2\pi}{N_r}$. Può rivelarsi quindi conveniente definire questo intervallo come un unico periodo di 360° elettrici:

$$\vartheta_e = N_r \vartheta_m \quad (2)$$

4. Circuito equivalente a singola fase di un SRM.

Prendendo in considerazione solo una fase, i legami tensione/corrente e flusso/corrente per un avvolgimento risultano:

$$v(i, \vartheta_m) = Ri + \frac{d\psi(i, \vartheta_m)}{dt} \quad (3)$$

Dove R rappresenta la resistenza di avvolgimento e $\psi(i, \vartheta_m)$ il flusso concatenato, funzione della corrente di fase e angolo meccanico. Esplicitando ora il flusso nelle sue derivate parziali otteniamo:

$$v(i, \vartheta_m) = Ri + \left[\frac{\partial \psi(i, \vartheta_m)}{\partial i} \right] \frac{di}{dt} + \left[\frac{\partial \psi(i, \vartheta_m)}{\partial \vartheta_m} \right] \omega_m \quad (4)$$

Dove $\omega_m = \frac{d\vartheta_m}{dt}$ rappresenta la velocità dell'albero in radianti al secondo. Nell'equazione (4) la derivata parziale del flusso rispetto alla corrente rappresenta l'induttanza incrementale, mentre il secondo termine la forza elettromotrice FEM:

$$l(i, \vartheta_m) = \left[\frac{\partial \psi(i, \vartheta_m)}{\partial i} \right] \quad (5a)$$

$$v_e(i, \vartheta_m) = \left[\frac{\partial \psi(i, \vartheta_m)}{\partial \vartheta_m} \right] \omega_m \quad (5b)$$

È possibile quindi introdurre la FEM normalizzata $e(i, \vartheta_m) = \frac{v_e}{\omega_m}$. Sostituendo infine le equazioni (5a) e (5b) nella (4) si ottiene l'equazione del circuito equivalente di un motore SR:

$$v(i, \vartheta_m) = Ri + l(i, \vartheta_m) \frac{di}{dt} + e(i, \vartheta_m) \omega_m \quad (6)$$

Quest'ultima equazione mostra come il circuito equivalente possa essere rappresentato da un circuito serie (mostrato in figura 8) composto da un'induttanza, una resistenza di avvolgimento statorico e un generatore di tensione proporzionale a ω_m .

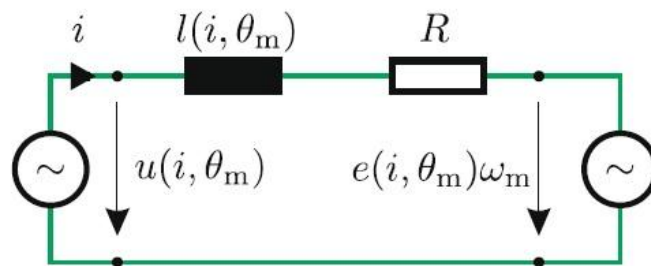


Figura 8 – Circuito equivalente a singola fase di un SRM

5. Bilancio energetico ed espressione della coppia meccanica.

Come punto di partenza dell'analisi si considera il bilancio di energie elementari del sistema, in cui l'energia elettrica complessiva fornita dalla sorgente di alimentazione al sistema $dW_{in}(i, \vartheta_m)$, nell'intervallo di tempo dt , dovrà essere uguale alla somma della parte di energia dissipata per effetto Joule $dW(i, \vartheta_m)$, variazione di energia immagazzinata nel campo magnetico $dW_f(i, \vartheta_m)$ e la variazione di energia meccanica resa all'asse $T_e(i, \vartheta_m)d\vartheta_m$:

$$dW_{in}(i, \vartheta_m) = dW(i, \vartheta_m) + dW_f(i, \vartheta_m) + T_e(i, \vartheta_m)d\vartheta_m \quad (7)$$

In cui, tenendo presente l'equazione dell'equilibrio delle tensioni (6) e moltiplicandola per $i dt$, l'energia elettrica fornita dalla sorgente risulterà essere:

$$i(t)v(t)dt = Ri^2dt + i l(i, \vartheta_m)di + i e(i, \vartheta_m)d\vartheta_m \quad (8)$$

In cui Ri^2dt rappresenta la variazione di energia dissipata per effetto Joule $dW(i, \vartheta_m)$. Si ricordi inoltre che la velocità meccanica può essere espressa come $\omega_m = \frac{d\vartheta_m}{dt}$.

Con l'obiettivo di arrivare a trovare un'espressione della coppia meccanica per il motore SR, si andrà ad eguagliare le due espressioni dell'energia elettrica entrante elementare (7) e (8), esplicitando $dW_f(i, \vartheta_m)$ nelle sue derivate rispetto all'angolo meccanico e la corrente.

$$\left[\frac{\partial W_f(i, \vartheta_m)}{\partial i} \right] di + \left[\frac{\partial W_f(i, \vartheta_m)}{\partial \vartheta_m} \right] d\vartheta_m + T_e(i, \vartheta_m)d\vartheta_m = i l(i, \vartheta_m)di + i e(i, \vartheta_m)d\vartheta_m \quad (9)$$

Eguagliando nell'ultima equazione i termini in di e dt e riscrivendo l'induttanza incrementale e fem normalizzata come derivate parziali del flusso rispettivamente in di e dt , come precedentemente mostrato nelle equazioni (5a) e (5b), dopo alcuni brevi passaggi si ottiene le relazioni per l'energia immagazzinata dal campo magnetico e per la coppia:

$$W_f(i, \vartheta_m) = \left[\int_0^\psi i(\psi, \vartheta_m) d\psi \right] \quad (5a)$$

$$T_e(i, \vartheta_m) = \left[\frac{\partial}{\partial \vartheta_m} (i\psi - W_f(i, \vartheta_m)) \right] \quad (5b)$$

Si definisce il termine $(i\psi - W_f(i, \vartheta_m))$ come *co-energia* W'_f , che può anche essere espressa come:

$$W'_f(i, \vartheta_m) = \left[\int_0^i \psi(i, \vartheta_m) di \right] \quad (7)$$

E quindi, sostituendola nell'equazione della coppia (5b), si ottiene la più generale espressione della coppia per un motore SR:

$$T_e(i, \vartheta_m) = \left[\frac{\partial W'_f(i, \vartheta_m)}{\partial \vartheta_m} \right] \quad (9)$$

6. Coppia con caratteristica magnetica lineare.

Diventa fondamentale quindi, per stabilire l'effettivo valore della coppia, considerare la curva di magnetizzazione del rotore per un incremento dell'angolo ϑ_m (sotto la condizione di corrente costante). Si analizzi inizialmente una caratteristica flusso/corrente lineare (mostrata in figura 9), in cui è trascurabile l'effetto della saturazione magnetica ed è di conseguenza valida la relazione:

$$\psi = L(\vartheta_m)i \quad (10)$$

Espressione che lega il flusso ψ con la corrente i tramite l'autoinduttanza, pendenza della caratteristica magnetica, che in questo caso dipenderà solo dalla posizione del rotore.

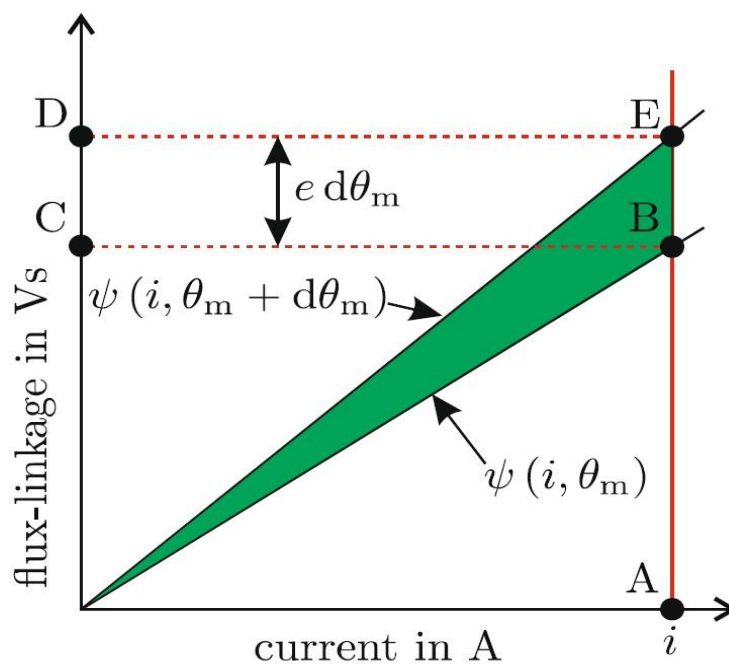


Figura 9 - Caratteristica magnetica lineare

Osservando la figura 9 è possibile notare la co-energia W_f' , rappresentata dall'area compresa tra l'asse della corrente e la caratteristica di magnetizzazione, delimitata da 0-A-B-0 e l'energia magnetica W_f , area compresa tra l'asse del flusso e la caratteristica di magnetizzazione, delimitata da 0-B-C-0 (prima della rotazione $d\vartheta_m$).

La variazione di co-energia invece, quantità di nostro interesse perché rappresenta la coppia resa all'albero, è raffigurata dall'area verde in figura 9 e delimitata da 0-B-E-0. Risulta evidente, nel caso lineare qui considerato, come l'energia magnetica W_f sia uguale alla co-energia W_f' e saranno quindi uguali all'area del triangolo $\frac{1}{2}\psi i$.

Tenendo inoltre in considerazione le relazioni (9) e (10) è possibile trovare l'espressione della coppia per un modello lineare della macchina SR:

$$T_e(\vartheta_m) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\vartheta_m)}{d\vartheta_m} \quad (11)$$

Da questa relazione è importante notare alcune delle proprietà fondamentali del motore SR. In primo luogo che il segno della coppia dipenderà dal segno della derivata dell'induttanza e che non sarà possibile produrre coppia nei tratti a induttanza costante. Un altro aspetto interessante da dedurre dall'espressione della coppia è che risulterà indipendente dal segno della corrente, essendo elevata al quadrato nell'espressione. Questo significa che nel tratto in cui l'induttanza decresce, la macchina si comporta come un generatore, mentre nel tratto in cui cresce si comporta da motore.

È possibile quindi avere valori costanti e positivi di coppia mantenendo costante la corrente di fase, attraverso opportune strategie di alimentazione e andando ad alimentare ciascuna fase nel tratto a pendenza costante dell'induttanza come mostrato in rosso in figura 10.

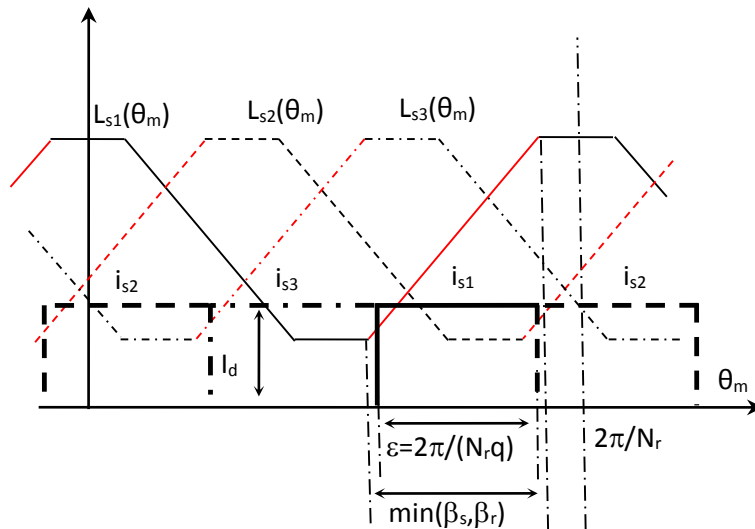


Figura 10 - Andamento correnti per coppia positiva e costante

La coppia totale all'albero sarà uguale alla somma delle componenti di coppia di ogni fase, affinché rimanga costante per un giro completo dell'asse occorre quindi che, prima che termini il tratto a pendenza costante dell'induttanza di una fase, deve essere pronta a commutare la fase successiva, in cui starà per iniziare il suo tratto di induttanza a pendenza costante.

Questa condizione andrà ad imporre dei vincoli in area di progetto sulle dimensioni delle espansioni polari che si analizzerà in seguito.

7. Coppia con caratteristica magnetica non lineare.

Si analizzi ora la curva di magnetizzazione del rotore, sempre per un incremento dell'angolo ϑ_m sotto la condizione di corrente costante, ma con una caratteristica flusso/corrente non lineare (mostrata in figura 11), in cui non è più quindi trascurabile l'effetto della saturazione magnetica.

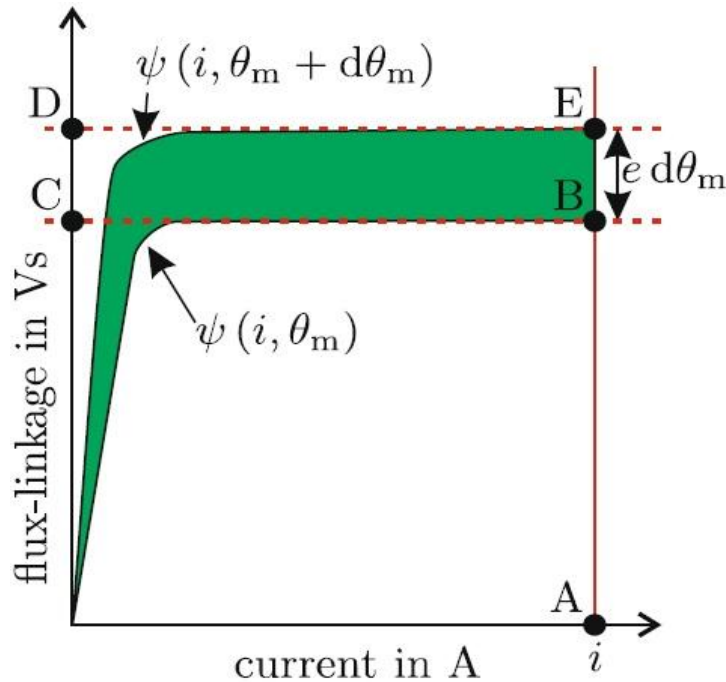


Figura 11 - Caratteristica magnetica non lineare

Come nel caso precedente è possibile individuare dalla caratteristica flusso/corrente la co-energia W_f' , rappresentata dall'area compresa tra l'asse della corrente e la caratteristica di magnetizzazione, delimitata da 0-A-B-0, l'energia magnetica W_f , area compresa tra l'asse del flusso e la caratteristica di magnetizzazione, delimitata da 0-B-C-0 (prima della rotazione $d\vartheta_m$) e la variazione di co-energia, raffigurata dall'area verde in figura 11, delimitata da 0-B-E-0.

A differenza del caso precedente, qui si ha valori di energia magnetica e co-energia estremamente differenti, non è quindi più possibile fare le considerazioni del caso lineare sulla derivata di W_f' per arrivare all'espressione della coppia.

Essendoci saturazione del ferro le formule (10) e (11) non sono più valide, e la coppia meccanica dovrà essere valutata secondo la relazione (9) come derivata della co-energia. È comunque possibile fare delle osservazioni interessanti sotto queste condizioni. Osservando la caratteristica flusso/corrente non lineare è possibile notare che, per alti valori di saturazione magnetica, l'energia W_f tenderà ad essere trascurabile.

Riprendendo quindi in considerazione l'equazione (5b) della coppia meccanica e trascurando la componente di energia magnetica, è possibile arrivare a una nuova espressione della coppia data da:

$$T_e(i, \vartheta_m) = \left[\frac{\partial}{\partial \vartheta_m} (i\psi) \right] \quad (12)$$

Questa considerazione è interessante in quanto ci permette di capire che, per quanto sia scomoda l'assenza di una relazione lineare tra flusso e corrente data dalla (10), la condizione di saturazione permette una maggiore efficienza di conversione dell'energia elettrica entrante in energia meccanica all'albero, tendendo a zero l'energia immagazzinata dal campo magnetico.

Un'altra importante considerazione relativa al modello non lineare sta nel capire dove gli effetti della saturazione sono più significativi e non trascurabili con un modello lineare.

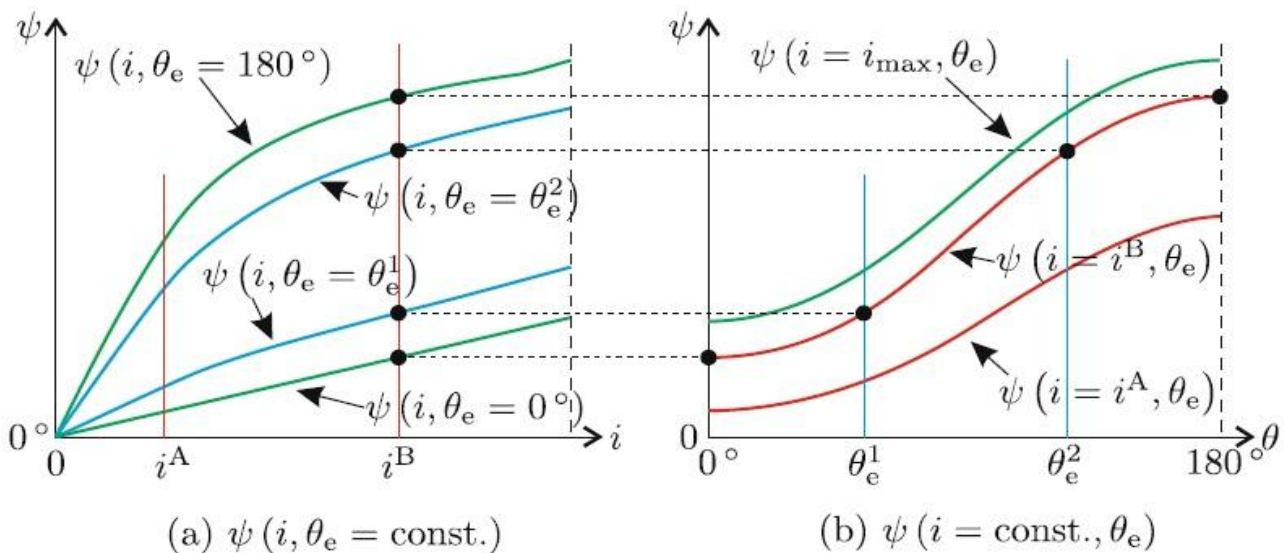


Figura 12 – Andamento flusso/corrente con angolo costante

Figura 13 - Andamento flusso/ angolo con corrente costante

Nelle figure 12 e 13 è possibile osservare il comportamento del flusso al variare rispettivamente della corrente e dell'angolo elettrico ϑ_e . Si noti che in condizione di completo disallineamento (tra le espansioni polari di statore e rotore) $\vartheta_e = 0$ la caratteristica flusso/corrente è lineare e il flusso sarà nel suo valore minimo a corrente costante, gli effetti della saturazione in questo caso possono essere ignorati. Non sarà ovviamente così per alti valori di ϑ_e , infatti in posizione di allineamento passeranno grandi quantità di flusso e si finirà quindi facilmente a lavorare in zona di saturazione.

Gli effetti della saturazione saranno anche predominanti alle basse velocità, in quanto si avranno alti valori di correnti di fase non avendo fem sufficientemente alte per contrastarle.

Come ultima osservazione si vuole far notare che le derivate delle caratteristiche in figura 12 e 13 rappresentano rispettivamente l'induttanza incrementale $l(i, \vartheta_e)$ e la fem normalizzata $e(i, \vartheta_e)$ precedentemente definite nel paragrafo 4.

8. Area di progettazione espansioni polari.

Lo scopo di questo paragrafo è definire alcune condizioni sulla dimensione degli angoli, precedentemente definiti, delle espansioni polari statoriche e rotoriche β_s e β_r , a partire dalle considerazioni fatte fin ora.

Una di questa deriva dal fatto che, in generale i motori SR sono realizzati con N_s maggiore di N_r , ciò implica la condizione $\beta_s < \beta_r$. Questo permette di avere poli di statore stretti, condizione particolarmente comoda in quanto permette di aumentare il numero di spire avvolte attorno all'espansione polare, permettendo così di avere elevate fem concatenando la maggior quantità di flusso possibile, limitando così la corrente alle basse velocità.

Un'ulteriore condizione è già stata accennata, a fine paragrafo 6, relativa alla continuità della coppia. Infatti, com'è deducibile da un'osservazione della figura 10, affinché si possa avere coppia costante è necessario che l'angolo di sfasamento tra l'induttanza di due fasi successive ε sia minore del valore minimo tra β_s e β_r , che come già visto rappresenta l'angolo corrispondente al tratto di salita a pendenza costante dell'induttanza. Questo corrisponde alla disuguaglianza $\min(\beta_s, \beta_r) \geq \varepsilon$.

Un'ultima condizione che si prende in esame è quella che permette all'induttanza di raggiungere il suo valore minimo. Ciò può avvenire se l'espansione di statore può risiedere all'interno della cavità tra due espansioni polari di rotore, condizione in cui la riluttanza magnetica del circuito sarà più alta e l'induttanza avrà il suo valore minimo. Questo corrisponde alla disuguaglianza $2\pi/N_r - \beta_s - \beta_r \geq 0$.

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.

Dall'applicazione di tali condizioni nel piano β_s - β_r , come mostrato in figura 14, è possibile stabilire un'area di possibili valori che possono essere assunti da β_s e β_r , al fine di una corretta progettazione della macchina.

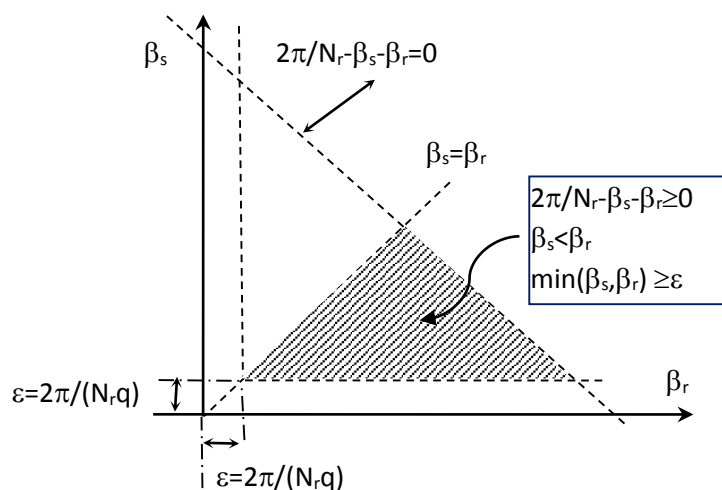


Figura 14 - Area di progettazione

9. Alimentatore.

Si presenta di seguito il più classico modello di convertitore, quello a ponte asimmetrico, per azionamenti a riluttanza commutata, mostrato in figura 15.

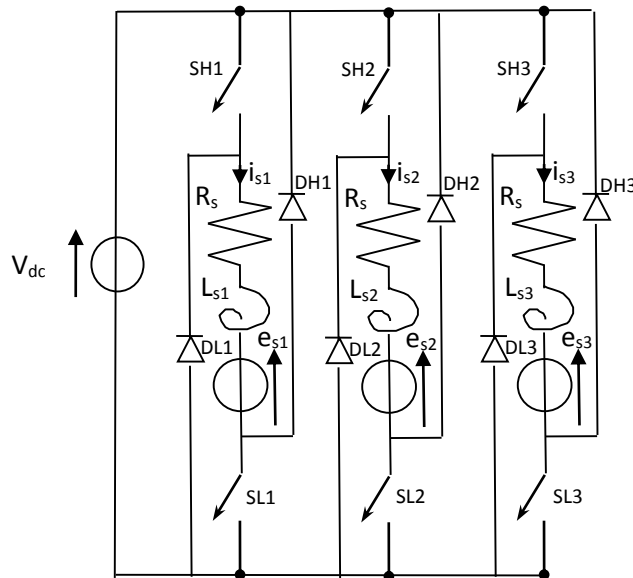


Figura 15 – Alimentatore

Presenta due interruttori di alimentazione e due diodi di ricircolo per ciascuna fase. Studiandone il funzionamento è possibile notare tre diversi modi di operare in base allo stato degli interruttori, sono qui in seguito discussi per la sola fase s1.

- Modo 1: entrambi gli interruttori SH1 e SL1 sono chiusi, mentre i diodi DH1 e DL1 non sono in conduzione. La tensione di fase sarà uguale alla tensione di alimentazione V_{dc} . L'energia dall'alimentazione verrà trasferita in parte al carico e in parte immagazzinata nel campo magnetico W_f .
- Modo 2: l'interruttore SH1 è aperto mentre SL1 è chiuso, il diodo DL1 entra in conduzione mentre il diodo DH1 rimane non in conduzione (o viceversa). La tensione di fase risulterà uguale a zero. L'alimentazione sarà quindi disconnessa dalla macchina e l'energia verrà trasmessa da W_f al carico.
- Modo 3: entrambi gli interruttori SH1 e SL1 vengono aperti, mentre i diodi DH1 e DL1 entrano entrambi in conduzione. La tensione di fase sarà uguale a $-V_{dc}$. Questa situazione corrisponde alla fase di demagnetizzazione e persisterà solo nel caso in cui la corrente di fase sarà maggiore o uguale a zero. L'energia W_f verrà trasferita sia al carico che all'alimentazione.

Qui di seguito verrà riportata una tabella riassuntiva con le configurazioni appena elencate, sempre per la fase S1.

SH1	SL1	DH1	DL1	Tensione di fase
1	1	0	0	V_{dc}
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	$-V_{dc}$

I modi di operare del converter verranno stabiliti tramite delle strategie di controllo che andranno a fornire segnali logici agli interruttori SH ed SL, di cui ci occuperemo nel dettaglio nei capitoli successivi. In generale un segnale logico “1” corrisponderà alla chiusura dell’interruttore. Tramite la commutazione degli interruttori SH sarà possibile stabilire il livello di tensione desiderato nella fase, mentre tramite la commutazione degli interruttori SL sarà possibile scegliere quale fase attivare.

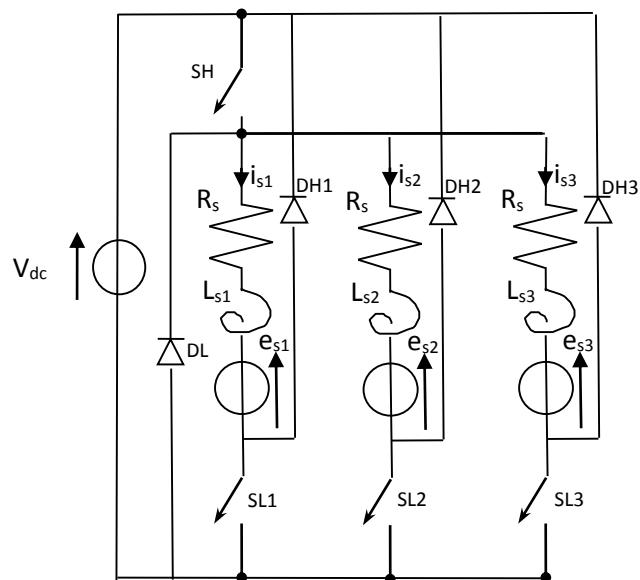


Figura 16 – Struttura alternativa di conversione

In figura 16 è riportata un'altra struttura possibile di conversione per l'alimentazione di un SRM. Si può osservare che per questa soluzione il numero di interruttori e diodi di ricircolo è uguale al numero delle fasi più uno. In pratica si perde l'isolamento tra le fasi e si risparmia sul numero di componenti. SL1, 2 e 3 serviranno selezionare la fase, come nel caso precedente, mentre SH (comune per tutte le fasi) servirà per commutare all'interno della fase.

10. Strategie di controllo alle basse velocità.

Riprendendo in considerazione l'equazione (5b), si può notare che nasce la necessità di un controllo della corrente di fase alle basse velocità, in quanto la fem v_e indotta negli avvolgimenti risulta proporzionale alla velocità meccanica ω_m . Essendo quindi la fem molto bassa a basse velocità, non sarà sufficiente a contrastare valori estremamente alti di corrente di fase.

Le due strategie di controllo che vedremo in seguito saranno mirate a limitare la corrente di fase, andando a far commutare con una certa frequenza l'interruttore SH dell'inverter, diminuendo così la tensione media applicata alla fase nel suo periodo di conduzione.

È necessario a questo punto definire questo range di velocità "basse", come le velocità al di sotto di una certa velocità base ω_b . Quest'ultima rappresenta la massima velocità meccanica a corrente costante ottenibile mantenendo fissi gli angoli di conduzione della fase σ_e^{on} e σ_e^{off} in cui la fase è attiva.

Facendo riferimento ancora all'equazione (5b) e sostituendo la relazione lineare flusso corrente definita in (10), la Fem E, a corrente costante I_d , può essere riscritta come:

$$E = I_d K_c n_p \omega_m \quad (13)$$

Dove K_c rappresenta la derivata dell'induttanza rispetto l'angolo meccanico $\frac{dL}{d\theta_m}$ nel suo tratto costante e n_p il numero di coppie di espansioni polari per fase.

Quindi la massima tensione di alimentazione, ad angoli di conduzione fissati, stabilisce la massima velocità raggiungibile mantenendo la corrente costante (quindi coppia) desiderata. Andando infatti a riscrivere in termini di velocità l'equazione (4), in cui si è sostituita la fem con la relazione (13) appena considerata ed eliminando il termine relativo alla derivata della corrente (in quanto costante), è possibile arrivare alla relazione per la velocità base:

$$\omega_b = \frac{(V_{dc} - R_s I_d)}{(I_d K_c n_p)} \quad (14)$$

10.1. Hysteresis Current Control.

L'hysteresis current control, schematizzato in figura 17, punta a mantenere la corrente di fase i in una certa banda di tolleranza intorno alla corrente di riferimento i^* . Sia la corrente di riferimento che la banda di tolleranza saranno quindi definiti dall'utente per mantenere la corrente di fase entro i limiti $i^* \pm \frac{\Delta i}{2}$.

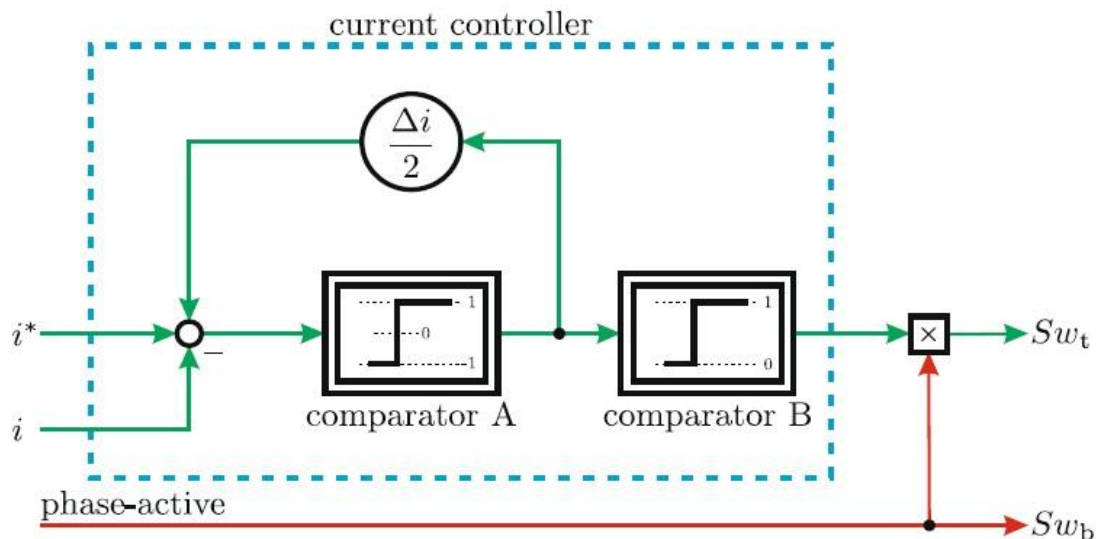


Figura 17 – Hysteresis Current Control

Il controllore di corrente grazie a due comparatori andrà a pilotare direttamente l'interruttore SH della fase attiva del converter. Il comando avverrà tramite il segnale logico Sw_t , aprendo l'interruttore nel caso in cui i superi la corrente di riferimento di $\Delta i/2$ (segnale logico "0") e chiudendolo nel caso i scenda sotto la corrente di riferimento di $\Delta i/2$ (segnale logico "1").

L'output del comparatore A sarà 1 o -1 in base al segno dell'errore tra la corrente di fase e il riferimento, mentre il comparatore B viene usato per trasformare l'output bipolare del comparatore A in un segnale logico 0/1.

La selezione della fase da mandare in conduzione avverrà tramite il segnale logico Sw_b , che come mostrato in figura tramite un blocco di moltiplicazione, permetterà al segnale Sw_t di pilotare l'interruttore SH. Il segnale Sw_b andrà quindi a chiudere l'interruttore SL della fase da mandare in conduzione in base al segnale proveniente dal sensore di posizione.

Un esempio di forme d'onda delle caratteristiche principali di un azionamento SR a basse velocità (nello specifico 200 rpm) e con un controllore di corrente ad isteresi è rappresentato in figura 18. L'angolo di conduzione σ_e^{on} è settato a zero, il periodo di conduzione della fase dunque parte quando il rotore non è allineato con lo statore, mentre l'intervallo di attivazione finirà per un angolo σ_e^{off} pari a 180° elettrici, che corrisponde alla posizione di allineamento del rotore.

Nel primo grafico è mostrata la tensione di fase parzializzata (alternando il suo valore da V_{dc} a 0) in modo tale da mantenere la corrente di fase nella finestra di isteresi (mostrata nel secondo grafico di figura 18) e la tensione indotta amplificata di un fattore 10. Si può notare come quest'ultima si annulli per i valori di allineamento e disallineamento del rotore essendo proporzionale alla derivata dell'autoinduttanza.

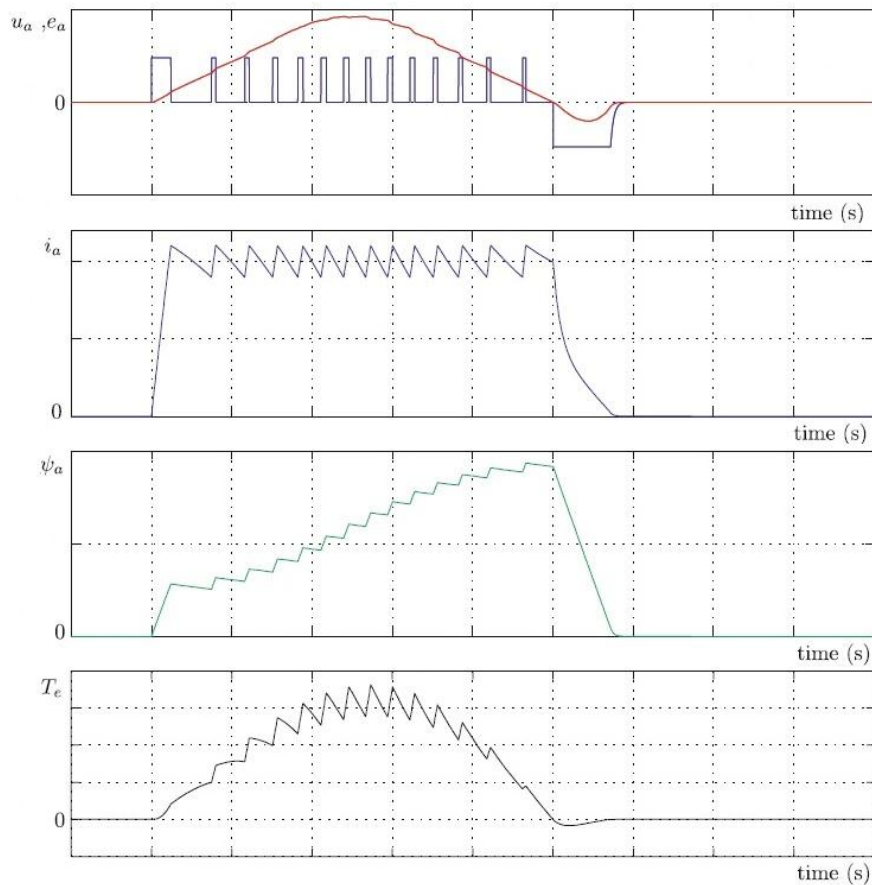


Figura 18 - Forme con un controllo ad isteresi

Dopo una prima parte in cui il convertitore alterna i modi di operare 1 e 2 per limitare la corrente, entrambi gli interruttori verranno aperti passando così alla fase di demagnetizzazione, modo di operare 3, in cui la tensione di fase sarà pari a $-V_{dc}$.

10.2. PWM Control.

Una valida alternativa all'hysteresis current control può essere realizzata mediante l'inserimento di un generatore PWM connesso all'interruttore SH del converter.

In questo caso la parzializzazione della tensione di alimentazione, per limitare il valore della corrente, non avviene per controllo e confronto diretto della corrente di fase con un riferimento, ma avviene mediante la generazione di impulsi a frequenza e duty-cycle costante.

Il duty-cycle δ diventa quindi una variabile di controllo e rappresenta il rapporto tra l'intervallo di tempo in cui il segnale ha valore logico 1 e l'intervallo di tempo in cui ha valore logico 0.

Con questa strategia di controllo si andrà quindi a stabilire l'effettiva tensione media applicata alla fase nel suo periodo di attivazione, che sarà quindi uguale a δV_{dc} .

Anche in questo caso si mostra in figura 19 un set di forme d'onda che si possono ottenere con un controllo PWM, con frequenza di commutazione di 500 Hz, duty-cycle $\delta = 0.13$ e una velocità di 200 rpm.

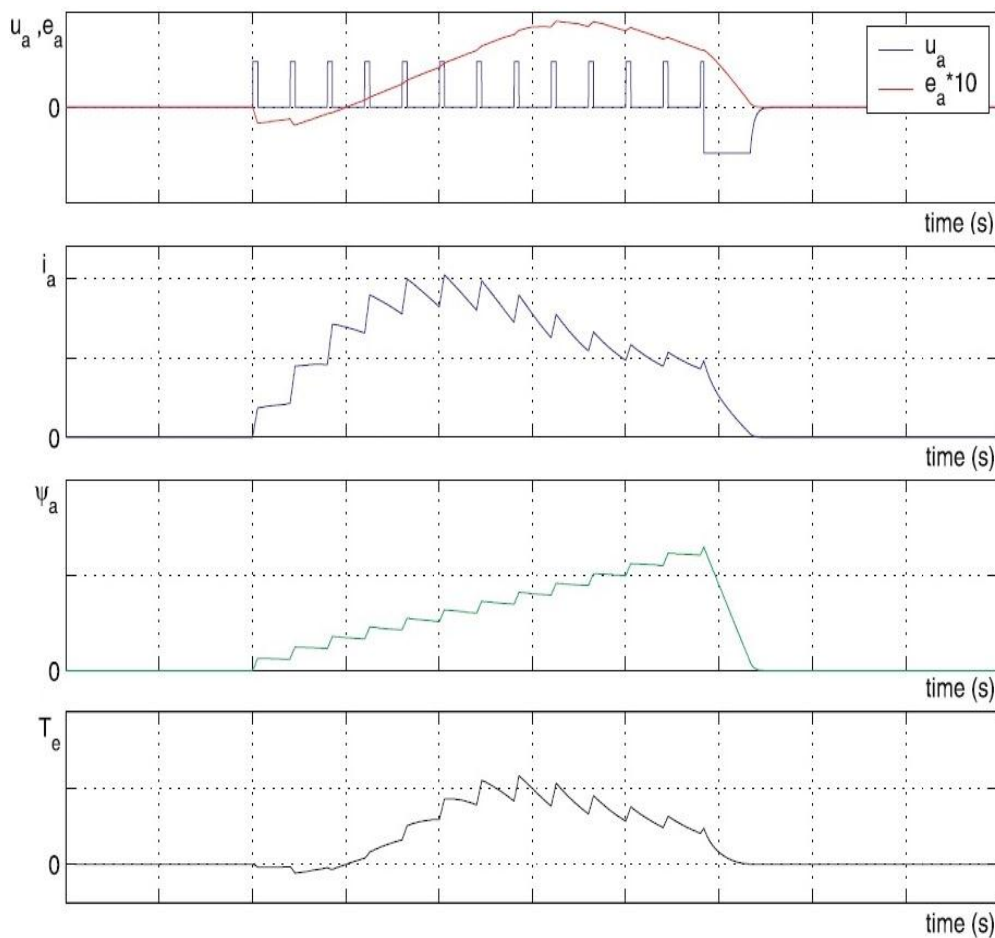


Figura 19 – Forme con un controllo PWM

Nel primo grafico si può osservare l'andamento della tensione di fase parzializzata e della tensione indotta nella fase. Quest'ultima, all'inizio del periodo di conduzione, parte con un valore negativo. Questo è dovuto alla scelta di un angolo di conduzione σ_e^{on} pari a -42° che corrisponde al tratto di pendenza negativa dell'induttanza. Poco dopo infatti, all'aumentare dell'angolo, si annulla prima per una posizione di $\sigma_e = 0$, che corrisponde alla posizione di completo disallineamento del rotore e poi per un angolo $\sigma_e = 180^\circ$, per una posizione di completo allineamento. In questo esempio l'angolo di fine conduzione σ_e^{off} è uguale a 138°

Il controllo PWM rappresenta una soluzione largamente più utilizzata dell'hysteresis current control, in quanto quest'ultimo è difficilmente implementabile. Infatti, non conoscendo a priori la frequenza di commutazione dell'interruttore SH dell'alimentazione, si potrebbero raggiungere valori di temperatura non sostenibili dall'elettronica di controllo. È comunque possibile limitare questa commutazione andando ad aumentare la banda di isteresi della corrente, avendo di conseguenza un peggioramento in ripple di corrente e coppia.

Questo problema non è presente nel controllo PWM, in quanto posso decidere arbitrariamente la frequenza di commutazione dell'alimentazione, avendo quindi un vantaggio anche in termini di rumore. Di contro, alla luce di quanto esposto, riuscirò sì a limitare la corrente di fase, ma non a mantenerla pressoché costante in una banda di valori desiderati.

11. Eccitazione fasi alle alte velocità (Single Pulse Mode).

Come già anticipato nel paragrafo 10, alle alte velocità non sarà più necessario limitare la corrente di fase tramite le strategie di controllo illustrate precedentemente, essendo già naturalmente limitata da alti valori di fem.

Infatti, se si cerca di superare la velocità base, in accordo con l'equazione (4), la fem sarà limitata dalla tensione di alimentazione massima V_{dc} e quindi per un aumento della velocità ci sarà una notevole riduzione della corrente e quindi della coppia. Occorre a questo punto cambiare strategia di controllo per mantenere valori accettabili di corrente e coppia anche alle alte velocità.

In primo luogo, avendo la necessità di massimizzare la corrente di fase, occorrerà mantenere alimentata la fase per tutto il suo periodo di conduzione. Questo passaggio sarà automatico nel caso si utilizzi l'hysteresis current control, in quanto la corrente di fase a questa velocità non arriverà mai a superare la soglia di riferimento e quindi l'interruttore SH del convertitore rimarrà chiuso per tutto il periodo di conduzione. Per quanto riguarda un controllo PWM sarà invece necessario modificare il duty-cycle $\delta = 1$.

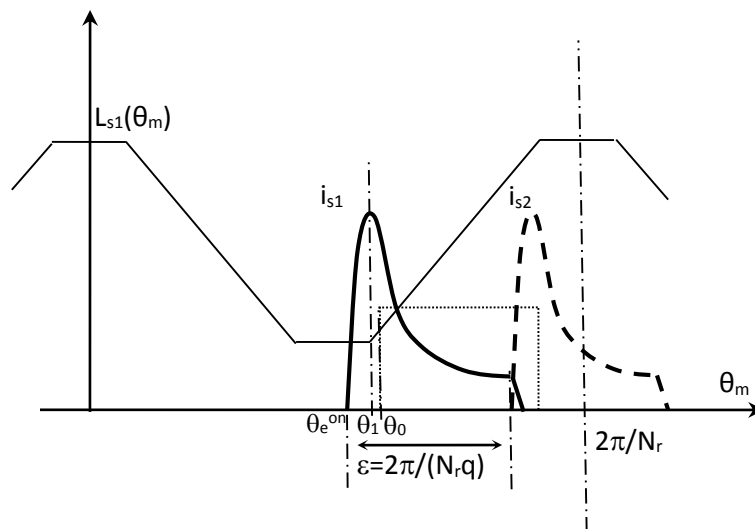


Figura 20 – Andamento corrente alle alte velocità

In figura 20, è illustrata la strategia di controllo dell'angolo di attivazione della fase alle alte velocità, in cui σ_0 rappresenta l'angolo di conduzione teorico e σ_1 l'angolo di inizio pendenza costante dell'induttanza.

Questa strategia consiste nell'anticipare l'angolo di attivazione della fase σ_e^{on} rispetto σ_0 e σ_1 , portandolo quindi in un tratto a induttanza costante. La fem risulta proporzionale alla derivata dell'induttanza (relazione 13), quindi nel tratto compreso tra σ_e^{on} e σ_1 risulterà nulla, permettendo così alla corrente di crescere molto velocemente, essendo la forzante del sistema in quell'intervallo V_{dc} mentre la fem è uguale a zero.

Una volta raggiunto l'angolo σ_1 l'induttanza inizia a salire a pendenza costante, la forzante quindi diventa la tensione di alimentazione meno la fem che inizia a svilupparsi $V_{dc} - i_{s1} k_c n_p \omega_m$, 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:

$$i_{regime} = \frac{V_{dc}}{(R_s + k_c n_p \omega_m)} \quad (15)$$

Ricavata dall'equazione (4), ricordando che la derivata della corrente a regime è nulla.

Tale valore di corrente potrebbe non essere raggiunto in quanto è necessario che, dopo un angolo ε da σ_e^{on} , avvenga il cambio di fase ed il sistema di controllo smetta di alimentare la fase corrente per passare alla successiva. Si passerà quindi alla fase di demagnetizzazione che prevede l'apertura di entrambi gli interruttori SH e SL del convertitore. La corrente di fase andrà a zero velocemente, forzata da $-V_{dc} - i_{s1} k_c n_p \omega_m$.

È opportuno scegliere l'angolo σ_e^{on} non troppo distante da σ_1 , in quanto la corrente cresce molto velocemente non essendo limitata da alcuna fem.

Come mostrato in figura 21, la coppia sarà diversa da zero solo nel tratto in cui la derivata dell'induttanza è diversa da zero (per angoli maggiori di σ_1). Non sarà più possibile mantenerla costante ovviamente, ma permetterà alla macchina di raggiungere velocità molto elevate.

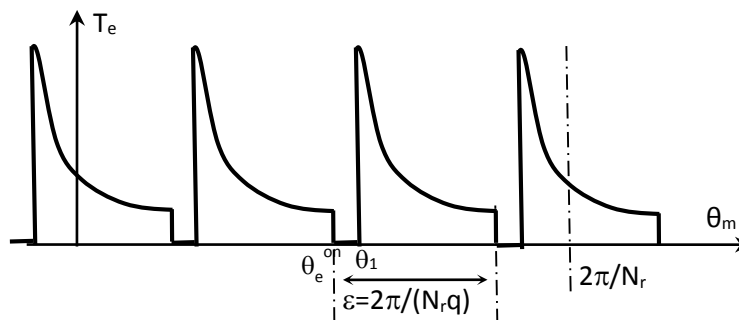


Figura 21 – Andamento della coppia elettromagnetica per $\omega_m > \omega_b$

12. Caratteristica Meccanica.

In figura 22 è mostrata la caratteristica meccanica, in cui si può osservare l'andamento della potenza meccanica e della coppia al variare della velocità.

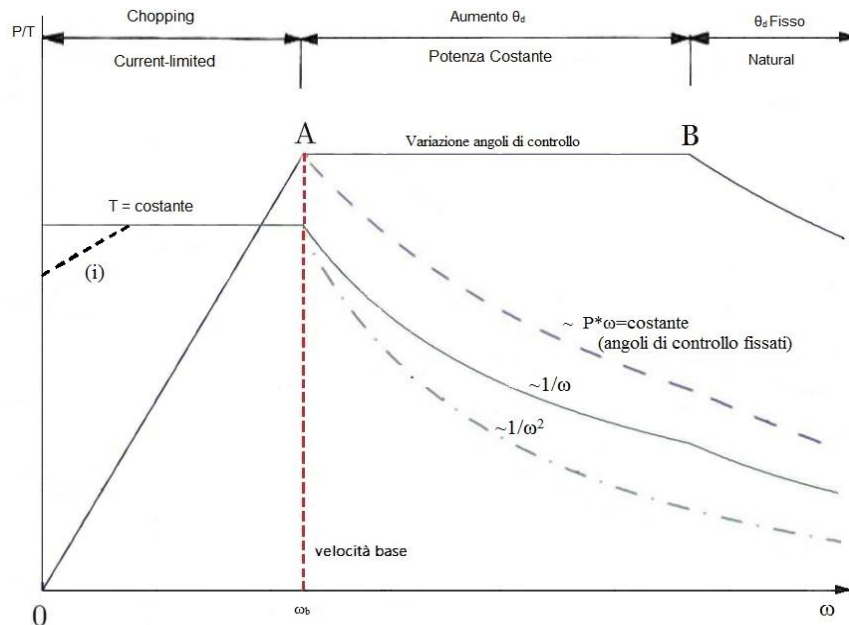


Figura 22 – Caratteristica Meccanica

Per basse velocità inferiori alla velocità base ω_b , in figura regione 0 – A, è possibile operare a coppia costante, che implica un conseguente aumento della potenza meccanica al crescere della velocità. La coppia, che sarà fortemente influenzata dagli angoli di controllo σ_e^{on} e σ_e^{off} , sarà ovviamente limitata dalla corrente di alimentazione del motore, che a sua volta sarà stabilita dal regolatore di corrente. Per il controllo della corrente consideriamo le due strategie precedentemente spiegate, Hysteresis Current Control e PWM.

Una volta raggiunto il punto A la potenza in uscita raggiunge il suo valore massimo consentito dall'alimentazione, passando ad una eccitazione delle fasi di tipo single pulse.

Se gli angoli di conduzione vengono tenuti costanti, superata la velocità ω_b , la coppia massima a tensione nominale decrescerà con il quadrato della velocità (traiettoria "naturale"), come si può osservare in figura. Se invece questi angoli vengono aumentati, facendo avanzare l'angolo di attivazione σ_e^{on} come illustrato nel paragrafo 11, ci sarà una considerevole banda di velocità (in figura da A a B) in cui sarà ancora possibile forzare la massima corrente nel motore, sostenendo così la coppia ad un livello sufficientemente alto da mantenere la caratteristica approssimativamente a potenza costante, in generale fino a 2-3 volte la velocità base.

L'aumento dell'angolo di attivazione è generalmente limitato dalla necessità di evitare la conduzione continua della fase, quindi si tende a non farlo superare metà del passo polare rotorico.

Superato il punto di lavoro B, viene arrestato l'aumento dell'angolo di conduzione e per un ulteriore aumento della velocità si avrà un funzionamento di tipo "naturale", in cui la caratteristica decrescerà con il quadrato della velocità.

Può essere importante notare che, a velocità molto basse, la caratteristica meccanica potrebbe deviare dall'andamento piatto mostrato in figura 22. Se la frequenza del choppaggio o la banda del regolatore di corrente sono limitate, potrebbe risultare difficile contenere i picchi di corrente senza l'aiuto della fem del motore e potrebbe in questo caso essere necessario abbassare la corrente di riferimento (traiettoria (i) in figura 22).

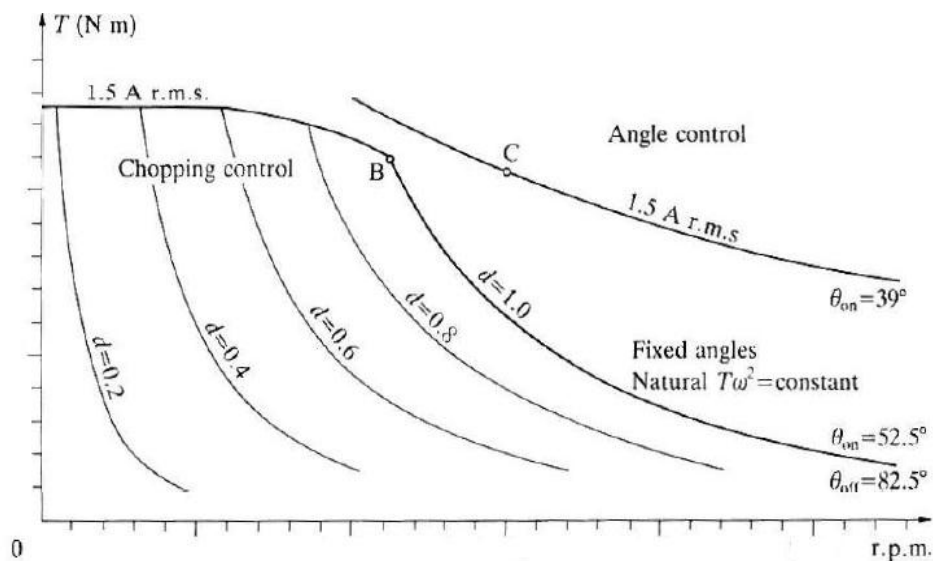


Figura 23 – Caratteristica coppia/velocità

In figura 23 possiamo vedere l'andamento della caratteristica naturale coppia/velocità, con una strategia di controllo PWM, per differenti valori fissati di duty-cycle δ . La variazione di questo parametro ha praticamente lo stesso effetto della variazione della tensione di alimentazione V_{dc} , essendo la tensione media applicata δV_{dc} .

È possibile notare anche l'effetto di un'eventuale azione di controllo sugli angoli di conduzione. Con la saturazione della parzializzazione ($d = 1$) la tensione applicata sarà uguale alla tensione nominale di alimentazione V_{dc} e all'aumentare della velocità, la coppia sarà sostenuta dall'avanzamento dell'angolo di conduzione.

La decrescita della coppia sarà principalmente dovuta al fatto che la maggior parte della corrente di fase è in conduzione quando il rotore è in una posizione di bassa $\frac{dL}{d\theta}$, posizione in cui la fase è diventata attiva a causa dell'avanzamento dell'angolo σ_e^{on} .

13. Simulazione.

A conclusione di questa trattazione si vuole presentare un modello di motore SR realizzato tramite matlab/simulink, la cui struttura principale è rappresentata in figura 24.

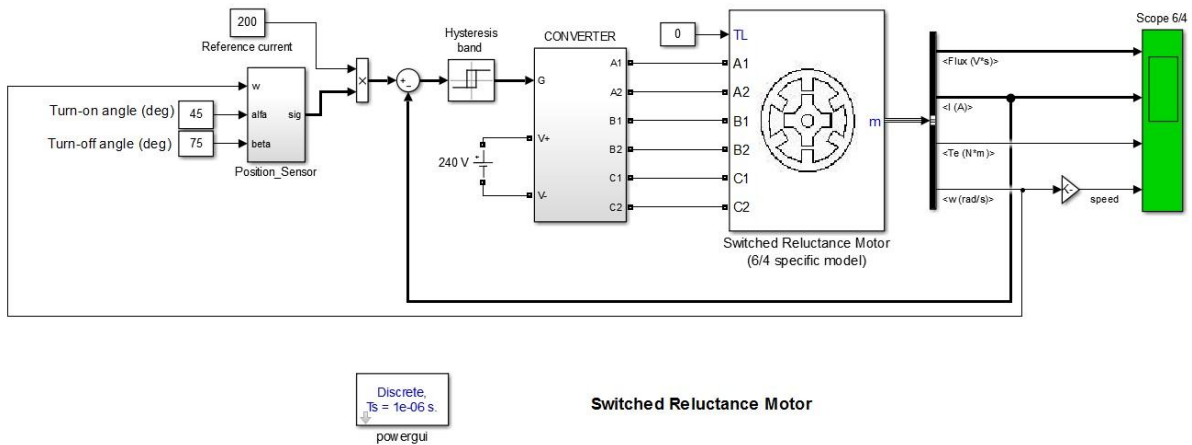


Figura 24 – modello di motore SRM 6/4 60KW

Il motore utilizzato per il modello è un SRM 6/4 60KW, con un controllo di corrente a isteresi. Nella seguente tabella si forniranno alcuni dei valori delle caratteristiche più importanti utilizzate:

Numero poli di rotore	6
Numero poli di statore	8
Induttanza in allineamento	23.6e-3 H
Induttanza in disallineamento	0.67e-3 H
Resistenza di statore	0.05 Ohms
Inerzia	0.05 Kg.m.m
Frizione	0.02 N.m.s
Corrente massima	450 A
Massimo flusso concatenato	0.486 V.s
Tensione di alimentazione convertitore	240 V
Corrente di riferimento	200 A
Finestra isteresi di corrente	+10 A/-10 A

In figura 25 è stata riportata la caratteristica meccanica nel modello del motore, in cui la prima caratteristica lineare di colore giallo e l'ultima di colore blu (in cui sono più importanti gli effetti di saturazione) rappresentano rispettivamente le posizioni di disallineamento e allineamento del rotore.

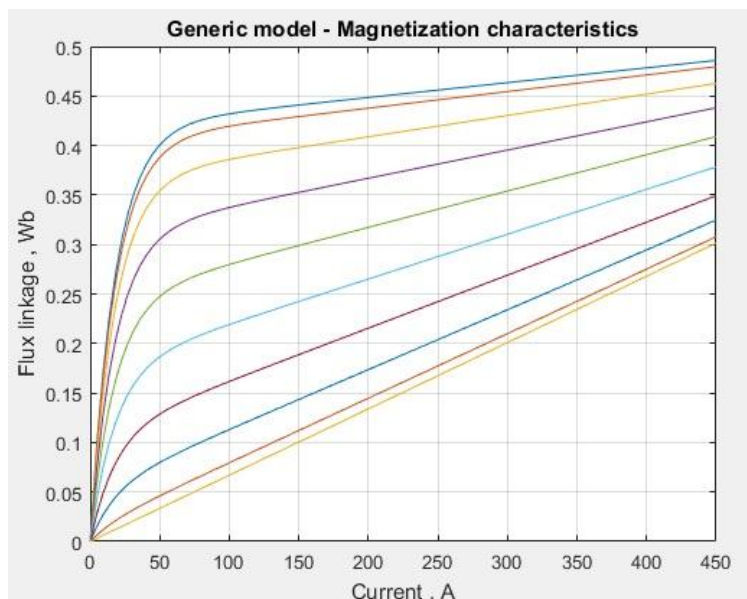


Figura 25 – Caratteristica di magnetizzazione del modello

Vengono ora mostrati 2 sottosistemi essenziali per la simulazione del modello. Il primo di questi blocchi è il Position Sensor, il cui sottosistema interno è raffigurato in figura 26.

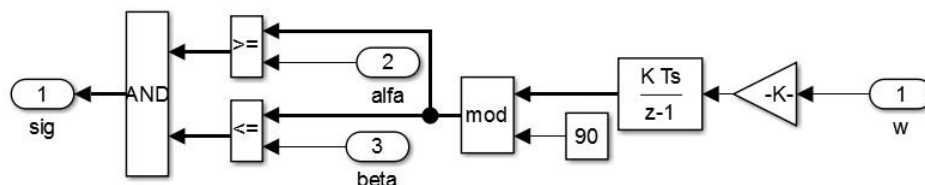


Figura 26 – Sottosistema sensore di posizione

Questo blocco si occupa del passaggio da angoli meccanici ad angoli elettrici. Infatti, per un SRM 6/4 3 fasi, ogni induttanza di fase ha una periodicità di 90° , come già mostrato nel paragrafo 3. Pertanto, è opportuno convertire l'angolo meccanico del rotore, proveniente dall'equazione meccanica, in modulo 90 . Questa operazione viene realizzata tramite la funzione mod di matlab/simulink come mostrato in figura 26.

Il secondo è il convertitore a ponte asimmetrico, blocco converter in figura 24. Il suo modello per la simulazione è mostrato (per una singola fase) in Figura 27. Ha due interruttori di alimentazione e due diodi di ricircolo per fase.

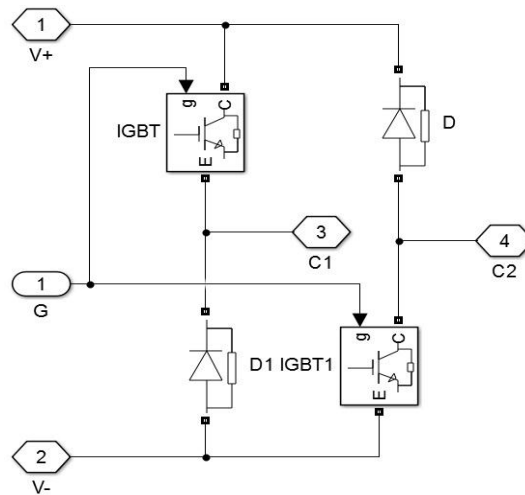


Figura 27 – Sottosistema blocco converter

Come ampiamente discusso nel testo, è fondamentale (anche in fase di simulazione) scegliere opportunamente gli angoli di conduzione delle fasi. In figura 28 è mostrato l'andamento dell'induttanza del modello in funzione dell'angolo elettrico, mettendo in evidenza i valori di θ_e per i tratti a induttanza costante.

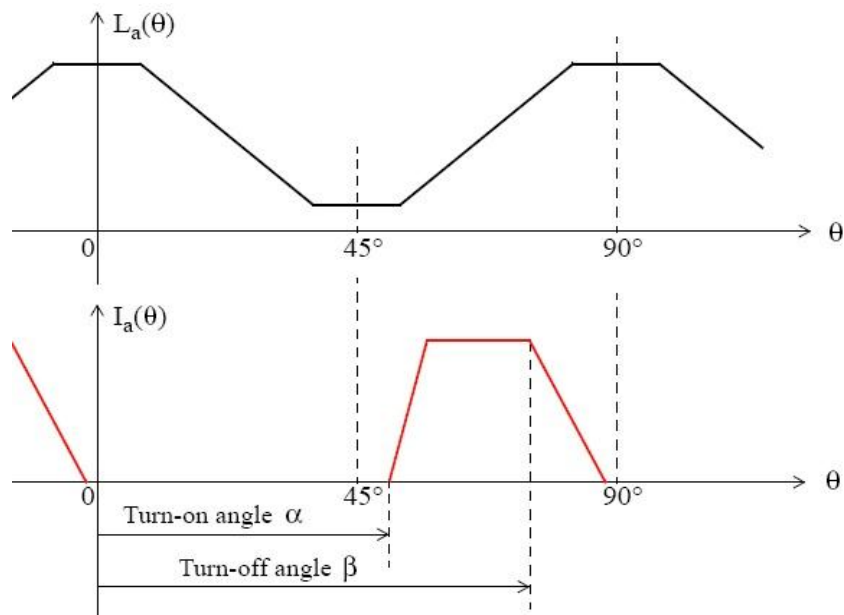


Figura 28 – Sottosistema blocco converter

Si presenta ora, in figura 29, le forme d'onda ottenute in fase di simulazione per flusso, corrente e coppia con angoli di conduzione $\sigma_e^{on} = 45^\circ$ e $\sigma_e^{off} = 75^\circ$, in un intorno della velocità base del motore di 3000 rpm.

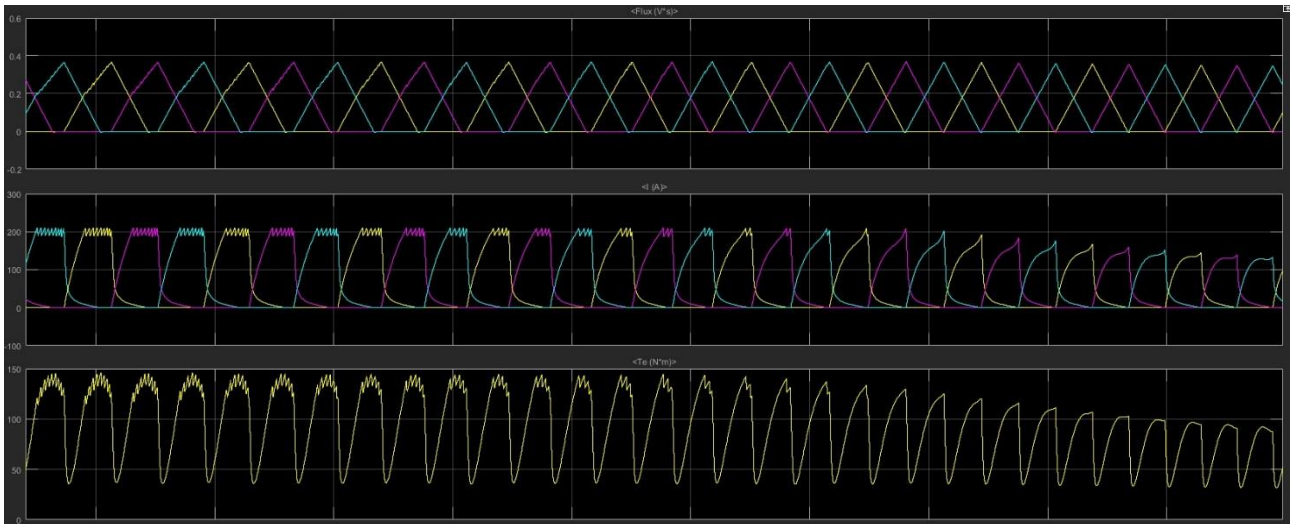


Figura 29 – Sottosistema blocco converter

I tre colori diversi per corrente e flusso rappresentano le tre diverse fasi del motore. In figura 29 si vuole far notare l'andamento della coppia e corrente al superamento della velocità base. Come si osserva, per effetto dell'aumento della fem con la velocità, la corrente non arriva più a superare la corrente di riferimento e tenderà a ridursi molto velocemente, insieme alla coppia, seguendo la caratteristica meccanica per angoli fissi riportata nel paragrafo 12.

In figura 30 si sono evidenziati gli effetti dell'hysteresis current control per basse velocità, riuscendo a mantenere pressoché costante la corrente di fase, mantenendola nel range di 200 ± 10 A.

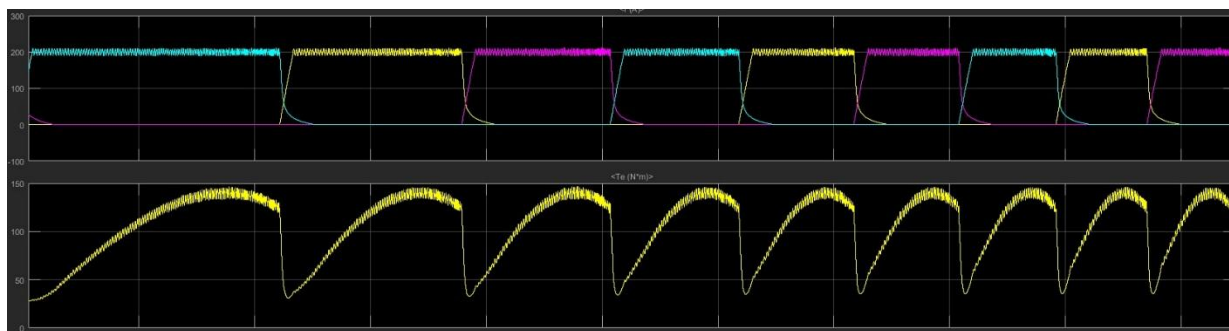


Figura 30 – Basse velocità con $\sigma_e^{on} = 45^\circ$ e $\sigma_e^{off} = 75^\circ$

In fine si vuole mostrare con un esempio come la scelta degli angoli di conduzione sia cruciale per i ripple di coppia e potenza. Infatti in figura 31 è possibile notare come un ritardo dell'angolo σ_e^{on} , da 45° a 52° , comporti un sensibile miglioramento della pendenza iniziale della coppia, dovuto al fatto di iniziare la fase di conduzione in una zona con una significativa $\Delta L/\Delta t$, avendo di contro un peggioramento delle prestazioni alle alte velocità.

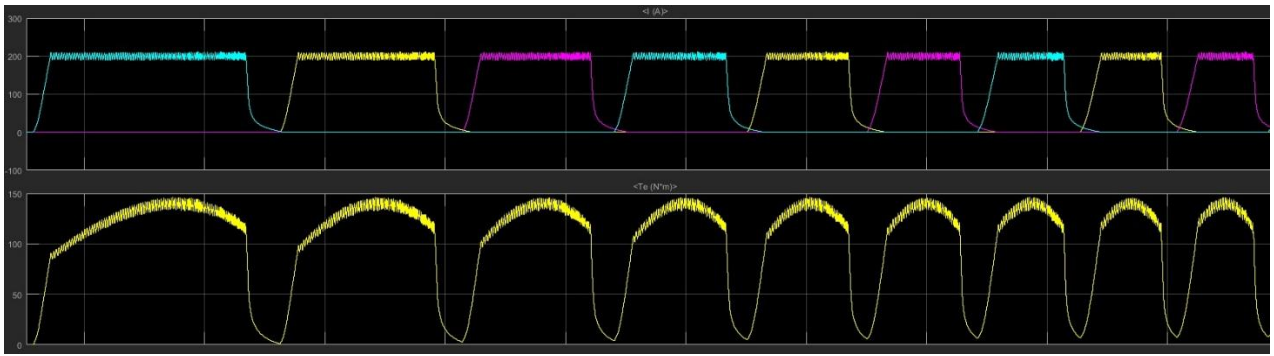


Figura 31– Basse velocità con $\sigma_e^{on} = 52^\circ$

14 Applicazioni.

Viste nella trattazione le caratteristiche più importanti e i principali svantaggi, è possibile ora intuire i tipici campi di applicazione in cui potrebbe essere coinvolto un motore SR.

Applicazioni a bassa potenza: categoria di apparati a meno di 3 cavalli, in cui il basso costo di questo motore l'ha portato ad essere una soluzione estremamente interessante.

Esempi applicativi in commercio:

- Pilotaggio del plotter: sviluppato dalla Hewlett-Packard, utilizza un SRM come servo driver in un plotter che produce circa 0.1275 Nm di coppia a 4000 giri e una potenza massima di 53W. Si tratta di una macchina trifase con statore a 6 poli e rotore a 8 poli.
- Pilotaggio motori per aria condizionata: A.O. Smith ha sviluppato un condizionatore da 0.5 cavalli, utilizzato in supermercati.
- Pilotaggio motori dei muletti: Radio Energie, ha sviluppato un'unità SRM per questa applicazione. I suoi valori sono 1.8 kW a 1500 giri.
- Porte scorrevoli: Besam produce un attuatore per porte trifase con un sistema a 12/8 poli, con coppia di 5 Nm a 300 giri al minuto. Per quest'applicazione i motori SRM sono commercializzati su scala mondiale.
- In generale si segnalano il loro utilizzo anche in utensili elettrici portatili ed elettrodomestici (come impastatrici, lavatrici, fon, ventilatori, aspirapolvere con range di potenza dai 0,5 ai 2 kW), e veicoli elettrici.

Applicazioni a media potenza: categoria di apparati con un limite minore di 300kW.

Per quanto riguarda i motori di questa fascia di potenza, le applicazioni mirate e selettive sono di gran lunga più utilizzate di quelle industriali di uso generale.

Alcuni esempi in commercio sono:

- L'unità di condizionamento aria per treni: Normalair Garrett produce compressori per aria condizionata all'interno di treni con unità trifase a 6/4 poli che genera 40 kw a 30.000 giri al minuto.
- L'unità da miniera: British Jeffrey Diamond offre macchine per miniere che vanno da 150 a 300kW a 1500 giri al minuto. Sono tutte trifase con una combinazione 12/8 poli.

Applicazioni ad alta velocità: Per le applicazioni ad elevata velocità l'unità SRM è una scelta praticamente forzata, principalmente grazie alla robusta costruzione del rotore ed all'elevata densità di potenza raggiungibile.

Grazie all'assenza sia di avvolgimenti che di magneti permanenti sul rotore, come ampiamente discusso nel testo, la sensibilità del motore a riluttanza variabile alle alte temperature è minima rispetto al motore sincrono a magneti permanente, al motore ad induzione e a quello brushless dc.

Alcuni esempi in commercio:

- Compressore a vite: molte compagnie hanno sviluppato motori SRM per queste applicazioni. Motore a due fasi, 8/4 poli in grado di sviluppare 75kW a 4500 giri al minuto, commercializzato da CompAir BroomWade.
- Centrifughe per applicazioni mediche: la Beckman commercializza una centrifuga con sistema SRM ad alta velocità. Si tratta di un trifase, 6/4 poli che offre 2.5kW a 30.000 giri al minuto.
- Applicazioni aerospaziali: il motore SRM è ideale in generale per tutte le applicazioni in ambienti ostili, tra cui l'aerospaziale. Qui viene usato come apparato di avviamento di un motore a reazione a 150kW, portandolo a girare fino a 27.000 giri al minuto. Una volta che il motore a reazione viene avviato, l'unità SRM viene portata nella modalità di rigenerazione, dove ha il compito di fornire energia elettrica per il velivolo. La velocità nello stato di rigenerazione va da 27.000 a 50.000 giri al minuto.
- Applicazioni settore della lavorazione tessile: con velocità di funzionamento di 100.000 rpm.

15. Conclusioni.

Questa tesi presenta un'analisi del motore a riluttanza variabile, chiamato anche SRM, di cui si è considerata principalmente la sua variante 6/4 a 3 fasi, iniziando dall'introduzione del suo modello lineare di autoinduttanza.

A partire dall'equazione di fase, si è estratta la relazione che lega la coppia meccanica alle sue caratteristiche principali, sia nel caso lineare che tenendo in considerazione gli effetti di saturazione magnetica, valutando quando quest'ultimi sono più evidenti e significativi.

Successivamente si sono illustrati i più diffusi convertitori utilizzati per il controllo di tali motori e le fondamentali strategie di controllo per basse ed alte velocità, descrivendone i principali vantaggi e svantaggi fino a derivarne una caratteristica meccanica.

Infine, una parte di simulazione in cui si è mostrata l'evoluzione di flusso, corrente e coppia nel superamento della velocità base e per basse velocità, evidenziando qui la necessità di un'appropriata scelta degli angoli di conduzione.

Si prevede un utilizzo sempre più massiccio di questo tipo di motori, principalmente in relazione alla loro affidabilità, robustezza, semplicità di costruzione, economicità e caratteristiche di velocità e accelerazione.

Indice delle figure

FIGURA 1 - STATORE E ROTORE DI UN MOTORE A RILUTTANZA COMMUTATA.....	1
FIGURA 2 - VALORI CARATTERISTICI DI UN SRM 6/4.....	3
FIGURA 3 - SVILUPPO LINEARE DELLA MACCHINA AL TRAFERRO	4
FIGURA 4 - ANDAMENTO FLUSSO CONCATENATO.....	4
FIGURA 5 - VARIAZIONE SEZIONE DI PASSAGGIO DEL FLUSSO CON $\beta_s < \beta_r$	4
FIGURA 6 – ANDAMENTO AUTOINDUTTANZA PER AVVOLGIMENTO S1	5
FIGURA 7 – ANDAMENTO DELLE AUTOINDUTTANZE PER LE 3 FASI.....	6
FIGURA 8 – CIRCUITO EQUIVALENTE A SINGOLA FASE DI UN SRM	8
FIGURA 9 - CARATTERISTICA MAGNETICA LINEARE	11
FIGURA 10 - ANDAMENTO CORRENTI PER COPPIA POSITIVA E COSTANTE	12
FIGURA 11 - CARATTERISTICA MAGNETICA NON LINEARE	13
FIGURA 12 – ANDAMENTO FLUSSO/CORRENTE CON ANGOLO COSTANTE.....	14
FIGURA 13 - ANDAMENTO FLUSSO/ ANGOLO CON CORRENTE COSTANTE.....	14
FIGURA 14 - AREA DI PROGETTAZIONE	15
FIGURA 15 – ALIMENTATORE.....	16
FIGURA 16 – STRUTTURA ALTERNATIVA DI CONVERSIONE.....	17
FIGURA 17 – HYSTERESIS CURRENT CONTROL	19
FIGURA 18 - FORME CON UN CONTROLLO AD ISTERESI.....	20
FIGURA 19 – FORME CON UN CONTROLLO PWM	21
FIGURA 20 – ANDAMENTO CORRENTE ALLE ALTE VELOCITÀ	23
FIGURA 21 – ANDAMENTO DELLA COPPIA ELETTROMAGNETICA PER $\Omega_M > \Omega_B$	24
FIGURA 22 – CARATTERISTICA MECCANICA	25
FIGURA 23 – CARATTERISTICA COPPIA/VELOCITÀ.....	26
FIGURA 24 – MODELLO DI MOTORE SRM 6/4 60KW	27
FIGURA 25 – CARATTERISTICA DI MAGNETIZZAZIONE DEL MODELLO	28
FIGURA 26 – SOTTOSISTEMA SENSORE DI POSIZIONE.....	28
FIGURA 27 – SOTTOSISTEMA BLOCCO CONVERTER	29
FIGURA 28 – SOTTOSISTEMA BLOCCO CONVERTER	29
FIGURA 29 – SOTTOSISTEMA BLOCCO CONVERTER	30
FIGURA 30 – BASSE VELOCITÀ CON $\Sigma_E^{ON} = 45^\circ$ E $\Sigma_E^{OFF} = 75^\circ$	30
FIGURA 31 – BASSE VELOCITÀ CON $\Sigma_E^{ON} = 52^\circ$	31

Bibliografia

- [1] Professor Francesco Castelli Dezza. Dispense del corso di Dinamica delle Macchine e degli Azionamenti Elettrici.
- [2] Rik De Donker, Duco W.J. Pulle, André Veltman. Advanced Electrical Drives. Springer, 2011.
- [3] T.J.E. Miller. Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford Science Publications, 1989.
- [4] F. Soares, P.J. Costa Branco. Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 37, 2001.
- [5] Nisha Prasad and Dr. Shailendra Jain. Simulation of Switched Reluctance Motor for Performance Analysis Using matlab/simulink Environment and use of FPGA for its control. International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering, 2012.
- [6] Huijun Zhou, Wen Ding, Zhenmin Yu. A Nonlinear Model for the Switched Reluctance Motor. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University
- [7] Appunti personali del corso di Dinamica Delle Macchine Elettriche e Degli Azionamenti
- [8] Mirco Pichetti. Controllo di motori a riluttanza variabile. Tesi di laurea in Elettronica Industriale. 2010-2011