

**ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA**

**SEDE DI CESENA**

**SECONDA FACOLTA' DI INGEGNERIA**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA**

# **Controllo di motori a riluttanza variabile**

Tesi di laurea in Elettronica Industriale

Relatore

Rudi Paolo Paganelli

Presentata da

Mirco Pichetti

Sessione: terza

Anno Accademico: 2010-2011

## **Parole chiave:**

- Motori a riluttanza variabile
- Convertitori elettronici di potenza
- Circuiti magnetici
- Coppia motrice
- Forza elettromotrice

## Indice

- **Introduzione** pag.4
  
- **Capitolo 1- La macchina, il funzionamento e le leggi fisiche** pag.5
  - 1.1. Contesto e leggi fisiche pag.5
  - 1.2. Traslazioni e rotazioni pag.29
  
- **Capitolo 2- Caratteristiche e requisiti dei convertitori** pag.37
  - 2.1 Famiglia di convertitore 2q switch per fase pag.41
  - 2.2 Famiglia di convertitori a q switch per fase pag.56
  - 2.3 Famiglia di convertitori a q+1 switch per fase pag.79
  - 2.4 famiglia di convertitori a 1.5q switch per fase pag.93
  
- **Capitolo 3- Confronti e valutazioni** pag.95
  - 3.1 Vantaggi e svantaggi dell'unità Srm e del convertitore pag. 98
  - 3.2 Applicazioni ed esiti pag.102
  
- **Conclusioni** pag. 106
  
- **Bibliografia** pag.107

## Introduzione

L'argomento di cui tratteremo in questa tesi riguarda i sistemi di pilotaggio per i motori a riluttanza variabile: tali circuiti elettronici sono generalmente indicati con il nome di convertitori di potenza.

L'argomento di questa tesi è di particolare interesse in quanto è previsto un utilizzo sempre più frequente dei motori a riluttanza variabile date le loro doti di versatilità, economicità e robustezza: infatti l'elemento rotante di queste macchine è costituito da un semplice nucleo ferroso privo di magnetizzazione permanente e di avvolgimenti elettrici.

Il campo magnetico necessario per generare lo sforzo elettrodinamico viene indotto sul rotore attraverso le espansioni polari presenti sullo statore, che prendono il nome di fasi.

Esistono diversi metodi per il controllo delle correnti sulle fasi al fine di generare una coppia il più possibile costante, ed è proprio il controllo della coppia il punto che maggiormente complica il corretto funzionamento di queste macchine.

Per un controllo ottimale delle correnti statoriche è necessario impiegare dei convertitori ad elevato rendimento in cui gli elementi di gestione delle correnti vengono equiparati a degli interruttori accesi o spenti. Tali dispositivi interruttori sono costituiti da opportuni Mosfet e/o Bjt e tanto più alta è la frequenza di commutazione tanto migliore risulterà il controllo delle correnti.

La tesi si sviluppa in diversi capitoli. Nel primo capitolo ci si focalizzerà dapprima sulle basi teoriche e applicative alla base del funzionamento di questa particolare tipologia di motore, illustrandone brevemente anche le caratteristiche strutturali. Il secondo capitolo illustrerà le possibili modalità di pilotaggio dei convertitori, argomento questo ancora di grande rilievo e di interesse teorico/applicativo per l'implementazione di queste macchine nel mercato. Infine, nell'ultimo capitolo verrà simulato il funzionamento di un particolare convertitore per cercare di capire meglio come effettivamente queste macchine si comportino.

# CAPITOLO 1

## *Il motore a riluttanza variabile: funzionamento e leggi fisiche*

### 1.1 Contesto

---

In questo capitolo tratteremo di motori a riluttanza variabile, detti anche unità SRM (switched reluctance motor), che nelle applicazioni industriali moderne sono di recente impiego e stanno suscitando interesse sempre più crescente.

Partiamo analizzando le tre componenti principali del motore a riluttanza variabile: il rotore, lo statore e gli avvolgimenti:

- **il rotore:** è la parte mobile del motore imperniata sull'albero. Esso ha forma circolare con sporgenze ai lati verso l'esterno, i poli, sui quali non presenta avvolgimenti. A seconda dei modelli il numero dei poli è variabile, purché siano presenti sempre in numero pari essendo essenziale la polarizzazione di coppie di poli.
- **lo statore:** è la parte fissa del motore. Esso ha una forma circolare con delle sporgenze verso il suo interno, dette ugualmente poli, sui quali però, a differenza del rotore, sono presenti degli avvolgimenti. Anche questo componente può avere più poli, a seconda del modello, ma ciò è sempre legato al numero di poli del rotore. In genere lo statore presenta due poli in più del rotore, ed è questo che permette la rotazione del rotore stesso per mezzo dell'eccitazione dei poli dello statore.
- **gli avvolgimenti:** sono una serie di anelli formati da materiale conduttore (detti anche spire) collocati sui poli dello statore, sono diametralmente opposti e collegati elettricamente in serie a due a due. Una volta percorsi da una corrente continua generano sui due poli dello statore polarità magnetiche opposte che esercitano forze di attrazione e/o repulsione sui poli del rotore.



**Figura 1.1 Particolare di un motore a riluttanza variabile: si nota come il rotore, privo di avvolgimenti, vada alloggiato all'interno della struttura statorica, sede degli avvolgimenti che determinano il campo capace di generare sforzi elettrodinamici**

Al fine di comprendere appieno il funzionamento delle macchine a riluttanza variabile è necessario riprendere alcuni importanti concetti, riguardanti l'elettromagnetismo.

Il primo elemento fisico da introdurre è il campo magnetico, in quanto il funzionamento del rotore si basa proprio su questo concetto.

Il motore a riluttanza magnetica non prevede l'utilizzo di magneti permanenti, bensì opera attraverso il magnetismo indotto sul rotore attraverso i poli dello statore eccitati dalle fasi opportunamente alimentate dal convertitore.

L'utilizzo di un magnete permanente non garantirebbe risultati ottimali in quanto, avendo proprietà magnetica intrinseca nel materiale, darebbe origine ad alcuni limiti nel funzionamento del motore stesso; la presenza di un campo magnetico indotto, invece, permette l'instaurarsi di un campo magnetico variabile nel tempo e gestibile dalle correnti di eccitazione delle fasi statoriche: questo permette molta flessibilità, ma anche maggiori difficoltà nel controllo. Infatti, il fatto che il campo magnetico possa essere completamente regolato e gestito in ogni momento da una corrente elettrica, fa sì che il motore sia pilotabile rendendone ottimale il funzionamento. Nello specifico, il campo magnetico è un campo solenooidale (fig. 1.2), cioè privo di sorgenti, in grado di produrre forze dipendenti dalla loro posizione nello spazio. Nella simbologia fisica viene chiamato campo  $H$  e si misura in (Ampere/metro).

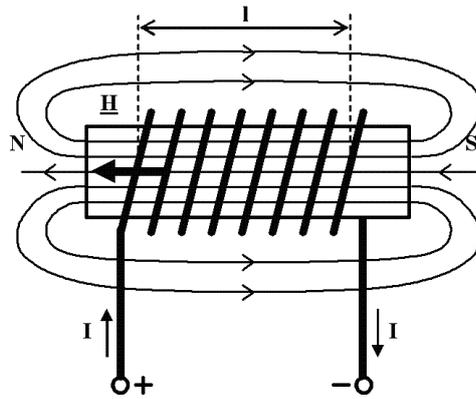


Figura 1.2 esemplificazione di campo magnetico generato nel materiale ferromagnetico avvolta da spire percorse da corrente.

Prendiamo ora in considerazione due punti  $X_1$  e  $X_2$  all'interno del campo magnetico sopra descritto. Fra essi si genera una differenza di potenziale magnetico a causa del campo indotto all'interno delle spire: tale differenza di potenziale è detta forza magnetomotrice (*f.m.m.*) ed è analiticamente esprimibile attraverso la formula:

$$f.m.m. = \int_{x_1}^{x_2} H \cdot dl$$

Operativamente, applicando questo concetto al motore è possibile far riferimento al disegno di fig.1.3, sul quale analizzeremo il dettaglio fisico-matematico della formula stessa.

Di seguito è rappresentata un'esemplificazione del motore con le singole componenti che necessariamente devono interagire tra loro.

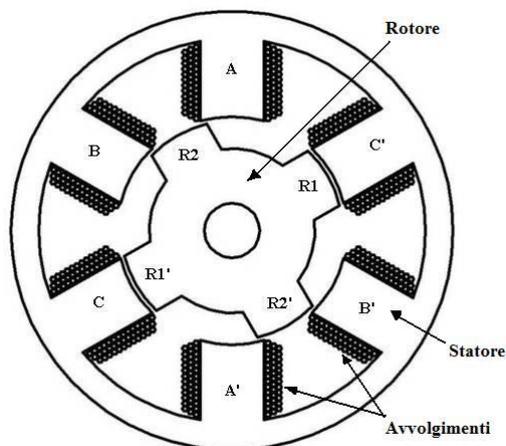


Figura 1.3 Esemplificazione del meccanismo con il quale si produce una rotazione nel motore a riluttanza variabile.

Dalla figura precedente si può osservare come i poli R1 e R1' del rotore siano allineati con i poli C e C' dello statore. Dato che i poli del rotore sono sfasati per modalità di costruzione rispetto quelli dello statore, questa particolare condizione strutturale della macchina fa sì che, per essere generata una rotazione, sia indispensabile agire tramite la circolazione di corrente sugli avvolgimenti di A e A'. La corrente così presente sugli avvolgimenti genererà un flusso magnetico che richiamerà a sua volta i poli R2 e R2'; il funzionamento continuerà alimentando gli avvolgimenti B e B' per richiamare nuovamente i poli R1 e R1'.

La rotazione avviene perciò con un'alimentazione alternata delle fasi statoriche.

Se volessimo lavorare con senso di marcia invertito sarà sufficiente invertire la sequenza di statori eccitati; con riferimento al nostro caso, alimentando per primi gli avvolgimenti B e B', successivamente A e A' ed infine C e C'.

Riconsideriamo ora la formula della forza magnetomotrice che permette questo tipo di movimento rotatorio, la cui analisi ci porterà all'individuazione ed alla definizione del valore della Riluttanza magnetica, indispensabile per il pieno controllo del funzionamento del motore oggetto di studio.

$$f.m.m. = \int_{x_1}^{x_2} H \cdot dl$$

Consideriamo il prodotto scalare ( $H \cdot dl$ ) che compare nell'equazione, il quale ci fornisce la componente del campo magnetico in una determinata direzione fornita dal vettore  $dl$  stesso. Il termine  $dl$  rappresenta infatti un vettore lunghezza orientato lungo il percorso (X1-X2) su cui si integra. Se l'intensità del campo  $H$  e la grandezza  $l$  non variano nel tempo posso riscrivere l'equazione semplificata della forza magnetomotrice come:

$$f.m.m. = H \cdot l$$

Per definire al meglio il campo magnetico  $H$  e come esso possa variare, è utile concentrarsi su ulteriori tre valori, campo di induzione magnetica  $B$ , permeabilità magnetica  $\mu$  e flusso magnetico o intensità di campo di induzione magnetica  $\Phi$ .

Sussiste la seguente relazione:

$$H = \frac{B}{\mu}$$

Analizziamo nel dettaglio questi importanti elementi:

- **B** (unità di misura Tesla) rappresenta la densità di flusso magnetico, cioè la quantità di linee di flusso che scorrono attraverso una determinata superficie; nel nostro caso una superficie che comprende il polo dello statore ed il polo del rotore (analogo alla corrente elettrica che scorre su di un conduttore generata dal campo elettrico).

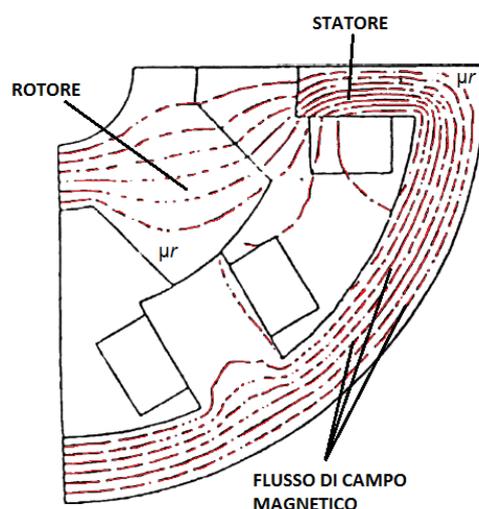


Figura 1.4 Percorso seguito dal flusso magnetico durante il richiamo del rotore.

- **μ** rappresenta la permeabilità magnetica, cioè l'attitudine di un materiale a farsi magnetizzare. Non a caso sia il rotore, sia lo statore, sono composti da materiale ferromagnetico ad elevato  $\mu$  per attirare il maggior numero di linee di flusso. Nel caso si utilizzasse un materiale omogeneo, risulterebbe avere valore costante.
- **Φ** (unità di misura Weber): rappresenta il flusso di campo magnetico, il quale è determinato dalle linee di campo magnetico nel momento in cui attraversano una certa superficie.

A differenza della densità di flusso magnetico **B** che è definita in ogni punto dello spazio sede di un campo di induzione magnetica, il flusso magnetico **Φ** ha senso

solo in riferimento ad una superficie; quindi per ricavare  $\Phi$  analiticamente è essenziale moltiplicare sotto e sopra l'equazione che descrive il campo H per la superficie A dei poli che condividono le linee di flusso.

$$H = \frac{B}{\mu} \cdot \frac{A}{A} = \Phi \cdot \frac{1}{\mu A}$$

Il flusso totale passante per una superficie è quindi rappresentato dall'integrale su tale superficie della densità di flusso magnetico B, dove dA rappresenta il vettore area in direzione normale (cioè ortogonale) alla superficie.

$$\Phi = \int B \, dA$$

Per una densità di flusso uniforme di intensità B, l'integrale si può ridurre a

$$\Phi = B \cdot A$$

Da quest'ultima definizione posso descrivere in maniera completa la forza magnetomotrice, cioè la forza che esercita attrazione e/o repulsione sui poli del rotore, introducendo la variabile che più interessa questo studio, la riluttanza R.

$$f.m.m. = H \cdot l = \frac{B}{\mu} \cdot l = \frac{B}{\mu} \cdot \frac{A}{A} \cdot l = \Phi \cdot \frac{l}{\mu A} = R \cdot \Phi$$

$$R = \frac{l}{\mu A}$$

La riluttanza, che analizzeremo più approfonditamente in seguito, indica la misura dell'opposizione che un materiale esercita al transito di un flusso magnetico; è un parametro del circuito magnetico individuato dalla linea di flusso e dipende dalla lunghezza l, dalla sezione di area A e dalla permeabilità magnetica del mezzo  $\mu$  attraversato dalle linee di flusso.

Ciò che abbiamo fin qui trovato ed analizzato è riscrivibile come

$$f.m.m. = R \cdot \Phi \quad [A]$$

Tale formula è detta legge di Hopkinson. Questa legge fisica lega in maniera direttamente proporzionale la forza magnetomotrice (differenza di potenziale magnetico) al prodotto scalare fra la riluttanza e il flusso del campo magnetico.

Le linee di flusso magnetico devono necessariamente essere chiuse: l'elevata permeabilità magnetica  $\mu$  dei materiali che costituiscono i poli sia di statore, fa sì che le espansioni polari siano un cammino preferenziale per le linee di flusso (figura 1.4). Le linee di flusso che percorrono i poli, devono necessariamente attraversare un traferro, cioè zona priva di materiale ad elevata permeabilità e a quindi a riluttanza elevatissima, dato che nel traferro la permeabilità è quella del vuoto  $\mu_0$ . Per questo motivo, come vedremo in seguito, il grosso della caduta di potenziale magnetico si concentrerà nel tratto relativo al traferro. Se prendiamo in considerazione il traferro, il legame risulterà essere

$$H = \frac{B}{\mu_0}$$

Dove  $\mu_0$  è la permeabilità dell'aria pari a  $4\pi \cdot 10^{-7}$  (Henry).

Nel caso invece di un materiale diverso dal vuoto la descrizione del campo magnetico risulta

$$H = \frac{B}{\mu}$$

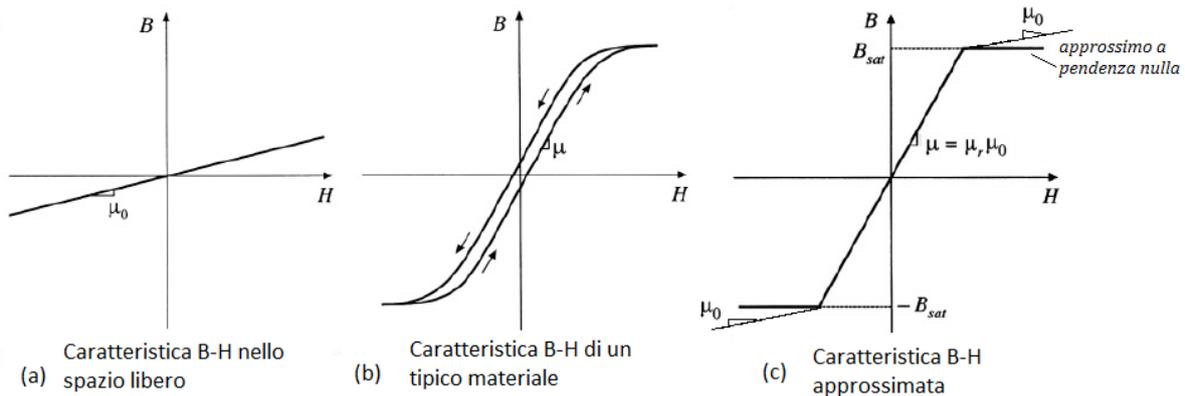
dove

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

e  $\mu_r$  varia a seconda del materiale che si utilizza.

Come mostrato in figura 1.5(b), le caratteristiche dei vari materiali si differenziano in modo notevole dalla caratteristica del vuoto figura 1.5(a). In genere queste caratteristiche non sono lineari, presentano zone di saturazione (zona appena prima del valore costante di B che diminuiscono il tratto di caratteristica utile) e una finestra di isteresi (variazione

positiva o negativa di  $H$ ) che può variare a seconda delle situazioni di lavoro. Per comodità si adotta la caratteristica 1.5(c) approssimata.



**Figura 1.5** Caratteristiche B-H nel vuoto (a) e all'interno di un materiale ferromagnetico (b), più relativa approssimazione (c)

Dalla figura 1.5(c) possiamo vedere che se il valore di  $B$  è minore o al massimo uguale al valore di saturazione, la caratteristica ha una pendenza di valore  $\mu$ , mentre se il valore di  $B$  supera il limite, la pendenza della caratteristica subisce una brusca variazione portandosi vicino al valore  $\mu_0$ , cioè quella del vuoto (nella figura 1.5 (c) la pendenza è approssimata).

Per il corretto funzionamento, e quindi un buon utilizzo della forza magnetomotrice, è bene restare all'interno della zona a pendenza maggiore. Se andassi oltre la zona di saturazione di  $B$ , aumentare l'intensità del campo  $H$  per ottenere maggior forza magnetica, non sortirebbe importanti su  $B$  in quanto esso resterebbe praticamente costante e non otterrei l'aumento di flusso desiderato.

Poiché abbiamo detto ad inizio capitolo che per un funzionamento ottimale del motore è indispensabile la presenza di una corrente elettrica che ecciti il campo  $H$ , si devono tener in considerazione le seguenti tre leggi fondamentali:

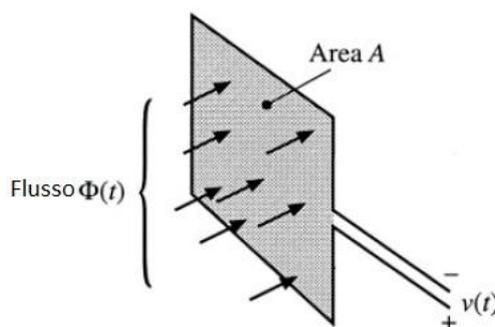
- **La legge di Faraday** che relaziona la tensione indotta ai capi di un avvolgimento con il flusso magnetico e la densità di flusso magnetico.

$$V(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

**N.B.** nel caso avessi una distribuzione di flusso uniforme è possibile riscriverla come

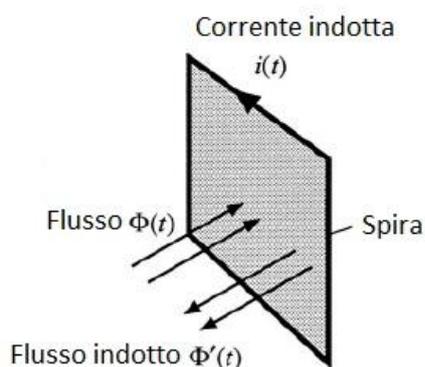
$$V(t) = A \frac{dB(t)}{dt}$$

Tale legge ci da la possibilità di affermare, come illustrato in fig. 1.6, che il voltaggio indotto ai capi di un'avvolgimento è relativo alla variazione di flusso di campo magnetico che scorre al suo interno e alla sua densità magnetica.



**Fig.1.6** Esempificazione di una spira al cui interno scorre un flusso magnetico in grado di indurre una tensione ai capi di essa

- **La legge di Lenz** la quale afferma che la tensione indotta dal flusso principale genera una corrente sulla spira capace di generare a sua volta un flusso che si oppone al flusso che l'ha generata. Graficamente rappresentata in figura 1.7.



**Figura 1.7** Corrente indotta su una spira a seguito di un attraversamento di flusso magnetico.

- **La legge di Ampère** che esprime la relazione fra la corrente e il campo magnetico affermando che l'integrale lungo una linea chiusa  $l$  idealmente percorsa

dal campo magnetico  $H$  è uguale alla somma algebrica delle correnti elettriche concatenate al percorso chiuso  $l$  (figura 1.8).

$$i(t)_{tot} = \sum_{k=1}^n i_k(t) \cdot n = \oint H \, dl = \oint \frac{B}{\mu} \, dl$$

**N.B.** nel caso di campo magnetico  $H$  uniforme e un percorso finito di lunghezza  $l$  è possibile riscriverla come

$$i(t)_{tot} = H(t) \cdot l = f.m.m.$$

Nel motore, come già detto, sono presenti un determinato numero di fasi ed ognuna di esse presenta un certo numero di avvolgimenti; la forza magnetomotrice generata con lo scorrere della corrente su di essi è legata in maniera proporzionale alla loro lunghezza oltre che all'intensità del campo magnetico. Molto spesso per comodità le spire vengono studiate come singoli anelli di materiale conduttore (vedi figura 1.6), ma in realtà si tratta di un unico filo che viene avvolto sul sostegno ferromagnetico, figura 1.8.

Il campo di forza magnetomotrice dovuto quindi ad un percorso chiuso di lunghezza  $l$  è pari alla corrente totale che scorre all'interno del circuito.

Se il campo magnetico mantiene un'intensità uniforme posso scrivere

$$f.m.m. = H(t)l = i(t) \quad (\text{caso ad una spira})$$

perciò possiamo vedere la corrente negli avvolgimenti come sorgente di forza magnetomotrice.

Considerando un numero  $n$  di avvolgimenti (spire) possiamo valutare le relazioni viste sopra (legge di Ampere e legge di Faraday) per la semplice schematizzazione dell'induttore di figura 1.8.

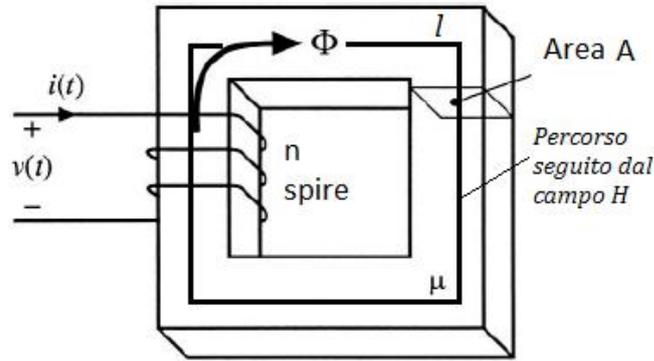


Figura 1.8 Esempificazione di un induttore con relativo flusso magnetico generato dalla corrente

La figura 1.8 mostra l'utilizzo della legge di Ampere con un induttore a  $n$  spire.

Il percorso chiuso all'interno del nucleo, sul quale ipotizzo scorrere un flusso magnetico, ha una lunghezza  $l$ .

Come nel caso di una spira, se il campo  $H$  è uniforme, la corrente totale è data dal prodotto di  $H$  per la lunghezza del percorso  $l$ . Nel caso di un induttore (composto da una serie  $n$  di spire) devo ricordare che ogni spira dà il suo contributo di corrente e quindi analiticamente avrò

$$n \cdot i(t) = H(t) \cdot l = f.m.m.$$

Nel caso in cui, all'interno dell'induttore il flusso fosse uniforme, la tensione risulterebbe (legge di Faraday)

$$V(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} = n \cdot A \frac{dB(t)}{dt}$$

Tenendo presenti le zone di saturazione della caratteristica  $B-H$  vista precedentemente in figura 1.5, si possono scrivere una serie di disequazioni che individuano la zona ottimale di lavoro della densità di campo magnetico  $B$

$$B = \begin{cases} B_{sat} & \text{dove } H \geq \frac{B_{sat}}{\mu} \\ \mu H & \text{dove } |H| < \frac{B_{sat}}{\mu} \\ -B_{sat} & \text{dove } H \leq -\frac{B_{sat}}{\mu} \end{cases}$$

Rispetto alla determinazione di questo valore consideriamo che la zona a pendenza  $\mu_0$  vista in figura 1.5 (c) non viene presa in considerazione, in quanto risulta avere un valore decisamente inferiore rispetto alla pendenza centrale dovuta a  $\mu$ ; lavorare in tale zona ( $\mu_0$ ) renderebbe la forza magnetomotrice praticamente insensibile alle variazioni d'intensità di  $H$ .

Per non finire in saturazione è necessario limitare il valore della corrente che eccita gli avvolgimenti di statore.

Per poter aver la certezza di lavorare al di fuori della zona di saturazione è necessario quindi trovare, per prima cosa, il valore limite della corrente, cioè quello di saturazione, per poi attenersi ad un valore al di sotto di esso.

La corrente di saturazione può essere ricavata sostituendo all'equazione

$$f.m.m. = n \cdot i(t) = H(t) \cdot l$$

il valore di  $H$  al momento della saturazione

$$H_{sat} = \frac{B_{sat}}{\mu}$$

e quindi

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} l}{\mu n}$$

Tenendo bene a mente che lo scopo è quello di fornire corrente agli avvolgimenti per far sì che si crei un campo magnetico in grado di attrarre o respingere il polo del rotore, devo prestare attenzione anche all'intensità di corrente.

Se utilizzo una corrente di intensità minore di quella di saturazione  $I < I_{sat}$  l'avvolgimento si comporterà come un induttore, cioè come un componente che,

attraversato da corrente, genera un campo magnetico. Se invece l'intensità di corrente supera il livello di saturazione  $I > I_{sat}$ , il nucleo satura e  $B$  sarà pari a  $B_{sat}$  cioè è un valore costante; di conseguenza il componente si comporterà come un corto circuito, con grave rischio di sovracorrenti distruttive.

Per descrivere al meglio l'elemento appena introdotto, chiamato induttore, è necessario riprendere la legge di Faraday che studia la tensione indotta ai capi di questo elemento a seguito di una data corrente.

Prima delle formule è bene evidenziare che la tensione indotta è dovuta all'induttanza, cioè una proprietà del circuito elettrico (induttore) tale per cui la corrente che lo attraversa produce una forza elettromotrice (**fem**) che, per la legge di Lenz, si oppone alla variazione dell'intensità della corrente stessa.

L'equazione della tensione indotta ai suoi capi è

$$V(t) = n \cdot A \frac{dB(t)}{dt} = n \cdot \mu \cdot A \frac{dH(t)}{dt} = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot A}{l} \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt}$$

La nuova variabile indicata con il simbolo  $L$  è appunto detta induttanza ed è fortemente legata al flusso di campo magnetico. Essa è proporzionale al quadrato del numero di avvolgimenti  $n$ , alla permeabilità magnetica del materiale  $\mu$  ed alla sezione del conduttore  $A$ , mentre risulta essere inversamente proporzionale alla lunghezza del circuito  $l$ .

$$L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot A}{l} \quad \text{si misura in Henry} \quad [H = \frac{Wb}{A}]$$

Tutte queste relazioni che vedono l'induttanza quale elemento fondamentale per l'analisi dell'eccitazione del motore fanno sì che proprio le variazioni impresse in conseguenza del moto siano quelle desiderabili, mentre le variazioni di induttanza derivanti da altri variabili (temperatura e saturazione del materiale in primis) rappresentino il principale problema per i motori a riluttanza variabile. Vediamo nel dettaglio come sia possibile valutare e arginare questo problema.

L'induttanza deve le sue oscillazioni alle variazioni di permeabilità magnetica  $\mu$ , la quale è strettamente influenzata a sua volta dalla temperatura e dal punto di lavoro. Se il valore

di  $L$  variasse a causa dei disturbi di cui sopra, si genererebbe una variazione sul flusso  $\Phi$  in quanto per un circuito magnetico a geometria costante, vale la seguente relazione

$$V = \frac{d\Phi(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{valutazione per una spira})$$

**N.B.** nel caso di valori costanti nel tempo avrò

$$L = \frac{\Phi}{i}$$

Un flusso variabile genererebbe una variazione sulla forza magnetomotrice  $f. m. m.$

$$f. m. m. = R \cdot \Phi$$

Variazioni di forza magnetomotrice devono essere il più possibile limitate perché produrrebbero delle forti sollecitazioni del componente mobile (rotore) e dell'albero su cui è montato, con variazioni repentine di velocità e direzione, andando a limitare la vita del componente stesso a discapito inoltre di un aumento considerevole della rumorosità durante il funzionamento.

Devo trovare quindi il sistema di rendere l'induttore  $L$  insensibile alle variazioni della permeabilità magnetica  $\mu$  del sistema rotore/statore. Per fare ciò si deve studiare a fondo tutte le componenti che contribuiscono alla determinazione del valore di induttanza.

Vediamo come fare partendo da un caso semplificato di induttore con presenza di air gap, cioè una piccola intercapedine d'aria lungo il percorso del flusso magnetico.

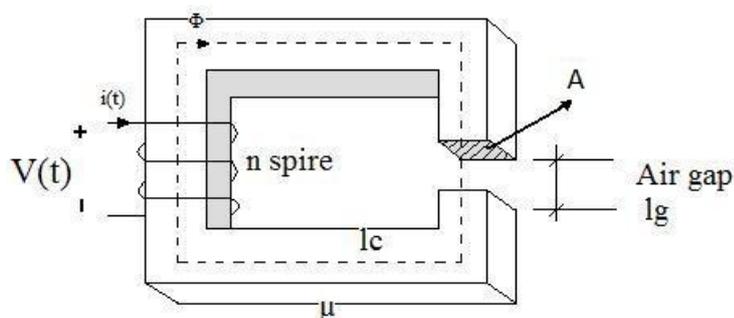


Figura 1.9 Esempio di induttore con presenza di air gap (traferro)

Il percorso del flusso passa attraverso il nucleo del componente con permeabilità magnetica  $\mu$  per un tratto lungo  $l_c$ , attraversa l'air gap con permeabilità  $\mu_0$  (essendo aria) per un tratto  $l_g$  e si richiude. Le sezioni dei due tratti si ipotizzi essere all'incirca le stesse (figura 1.9).

Dal punto di vista operativo l'induttore in studio è esprimibile attraverso un circuito a parametri concentrati. Questa semplificazione ci permette l'analisi del componente tenendo presente che un circuito magnetico è essenzialmente assimilabile ad un circuito elettrico.

Partendo dal circuito elettrico elementare che rappresenta la legge di Ohm, figura 1.10, possiamo ricondurci alla legge di Hopkinson, figura 1.11, seguendo alcune semplici analogie.

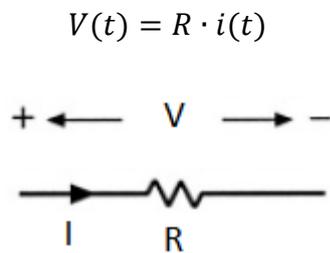


Figura 1.10 Resistore percorso da corrente

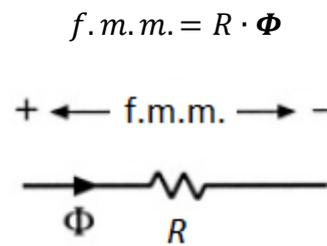


Figura 1.11 Riluttanza percorsa da flusso

Il voltaggio è sostituito dalla forza magnetica, la corrente dal flusso e la resistenza è assimilabile alla riluttanza.

Utilizzando circuiti magnetici equivalenti, come quello in figura 1.11, si è in grado di rappresentare strutture anche molto complesse con vari tipi di materiale, con o senza presenza di air gap. Per studiarli sono sufficienti i consueti sistemi di analisi circuitale per determinare correnti, tensioni, flussi e forze magnetiche.

Per quanto riguarda le correnti, la legge di Kirchoff si applica anche ai circuiti magnetici e segue direttamente i principi delle leggi di Maxwell. Infatti, la divergenza della densità di flusso magnetico  $B$  è pari a zero

$$\nabla \cdot B = 0$$

il che indica mancanza di sorgenti di cariche magnetiche e linee di flusso continue. Perciò il flusso entrante in una superficie chiusa (attraverso tubi di flusso) è pari a quello uscente, in modo del tutto analogo a quanto avviene con le correnti entranti in un nodo.

Per quanto riguarda gli avvolgimenti sui quali circola corrente, possono essere considerati come sorgenti di forza magnetica e di conseguenza analoghi alla sorgente di tensione. Quando si considera l'intero percorso del flusso sul circuito, la forza magnetica totale alle maglie è nulla, come recita la seconda legge di Kirchoff inerente alle tensioni.

Tornando ora all'esempio di induttore con air gap in figura 1.9 , il circuito magnetico equivalente è il seguente

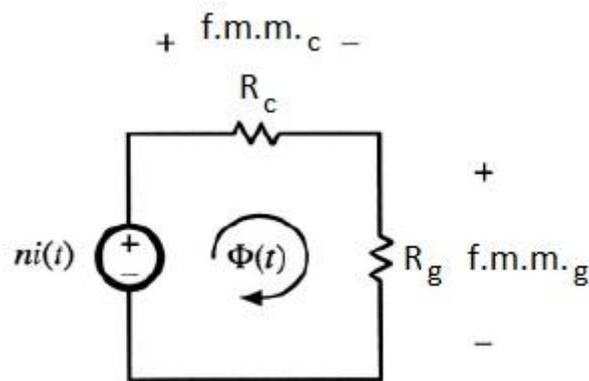


Figura 1.12 Circuito equivalente all'induttore con air gap

Il generatore rappresenta le spire percorse da corrente, la riluttanza  $R_c$  è legata al nucleo ferromagnetico del componente mentre  $R_g$  rappresenta la riluttanza dovuta al traferro.

Applicando l'analisi circuitale al componente descritto in figura 1.12 si ottiene

$$f.m.m._c + f.m.m._g = n \cdot i(t) = \Phi \cdot (R_c + R_g)$$

Come per una serie di resistenze all'interno di un circuito elettrico, la riluttanza totale è data dalla serie delle due riluttanze presenti sul circuito magnetico.

La riluttanza relativa all'induttore risulterà quindi essere

$$R_c = \frac{l_c}{A \cdot \mu}$$

Dove  $l_c$  è la lunghezza del percorso del flusso all'interno del nucleo ferromagnetico,  $A$  è la sezione delle spire e  $\mu$  è la permeabilità del materiale in oggetto.

La riluttanza del gap risulterà invece

$$R_g = \frac{l_g}{A \cdot \mu_0}$$

Dove  $l_g$  è la lunghezza del traferro, cioè il tratto che il flusso percorre nel vuoto,  $A$  la stessa sezione dovuta al nucleo e  $\mu_0$  la permeabilità dell'aria.

Ricordando che il flusso passa attraverso gli avvolgimenti si richiama come di consueto la legge di Faraday

$$V(t) = n \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

si sostituisce il flusso trovato sopra a seguito dell'analisi circuitale del modello in fig.1.12, nell'equazione della tensione indotta

$$\Phi = \frac{n \cdot i(t)}{R_c + R_g}$$

$$V(t) = n \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{n^2}{R_c + R_g} \frac{di(t)}{dt}$$

si ottiene così l'equazione che lega direttamente induttanza e riluttanza

$$L = \frac{n^2}{R_c + R_g}$$

Si può chiaramente vedere che la presenza dell'air gap incrementa la riluttanza totale del circuito magnetico e diminuisce il valore di induttanza.

Se non avessi  $R_g$ , l'induttanza sarebbe direttamente dipendente da  $\mu$  e sarebbe impossibile costruire un induttore con un valore controllato perché come detto prima la costante di permeabilità magnetica varia a seconda delle condizioni di lavoro.

La riluttanza  $R_g$  che ottengo con il traferro (air gap) è molto maggiore di  $R_c$ , che è quella ottenuta dal circuito, quindi  $L$  dipenderà quasi unicamente da  $R_g$  e sarà pressoché insensibile alle variazioni di  $\mu$  che di fatto influenza unicamente  $R_c$ .

L'inserimento di un traferro all'interno del circuito ha un'ulteriore funzione, permette di operare ad elevati livelli di corrente nell'avvolgimento aumentando di fatto la zona attiva a pendenza elevata.

A parità di tensione, con valori più bassi d'induttanza avrò maggior range di corrente, come si può dedurre dall'equazione della tensione ai capi di un induttore

$$V(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

Considerando il flusso magnetico in funzione della forza magnetomotrice (legge di Hopkinson), dal momento che  $\Phi$  è proporzionale a  $B$ , e quando il nucleo non è in saturazione,  $ni$  è proporzionale al campo  $H$  all'interno del nucleo stesso, la figura 1.13 ha lo stesso andamento della caratteristica  $B - H$ .

Per comprendere al meglio l'importanza dell'air gap si possono considerare inoltre due differenti caratteristiche del flusso in funzione del campo magnetico.

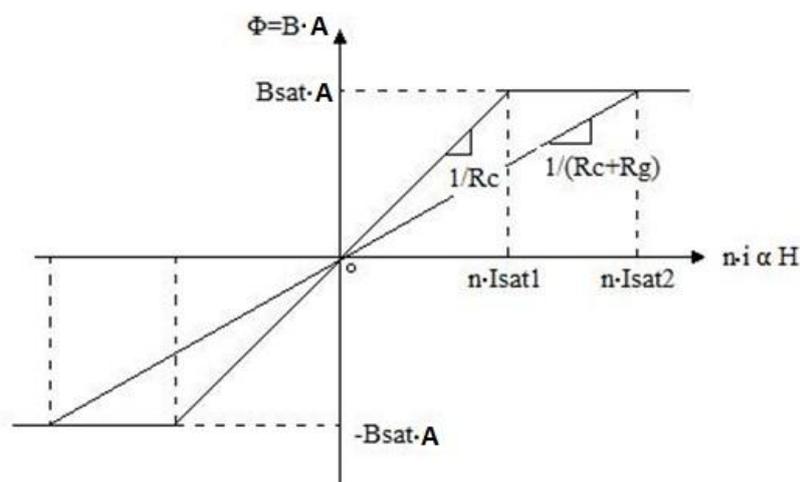


Figura 1.13 Caratteristica che rappresenta l'effetto dell'air gap sul flusso magnetico rispetto al campo H

La figura 1.13 mostra due esempi differenti di come la relazione tra il flusso e il campo  $H$  vari: il primo, quello con pendenza  $\frac{1}{R_c}$  raffigura l'andamento in caso di assenza di air gap, il secondo con pendenza  $\frac{1}{R_c+R_g}$  invece l'andamento in presenza di traferro.

Come si vede graficamente, il secondo esempio rispetto al primo, a parità di numero di spire, ha un range di corrente più ampio in quanto la corrente di saturazione è maggiore

$$I_{sat2} > I_{sat1}$$

Analizzando la figura 1.13 si può notare che prima della saturazione il flusso è direttamente proporzionale alla corrente

$$n \cdot i = \Phi(R_c + R_g)$$

mentre, avvicinandosi alla zona di ginocchio si entra nella zona di saturazione e si avrà

$$\Phi_{sat} = B_{sat} \cdot A$$

dando come valore limite di saturazione

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A}{n} \cdot (R_c + R_g)$$

Quando il nucleo satura, il componente si comporterà come un corto circuito, la densità di flusso magnetico  $B$  sarà praticamente costante

$$V(t) = n \cdot A \frac{dB(t)}{dt}$$

perciò la tensione sarà

$$V(t) = 0$$

Occorre infine ricordare che solo con  $I < I_{sat}$  l'avvolgimento si comporterà come un induttore.

## Geometria variabile delle linee di flusso magnetico

Come appena detto, un valore importante di riluttanza è essenziale per aver un buon controllo del valore di induttanza e deriva dall'inserimento di un traferro nel circuito su cui si chiude il flusso magnetico.

Per sottolineare l'importanza del traferro si può valutare un esempio di funzionamento con due differenti valori di air gap, per comodità detti  $X_1$  e  $X_2$  con  $X_1 > X_2$ .

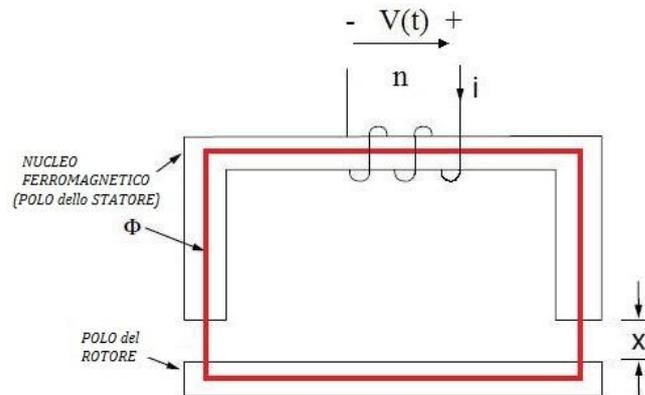


Figura 1.14 Circuito percorso da flusso magnetico

La figura 1.14 rappresenta il nucleo su cui sono avvolte le spire ed il polo da richiamare o respingere. Quando gli avvolgimenti sono percorsi da una corrente, si genera un flusso magnetico  $\Phi$  (rappresentato dalla linea color rosso). Aumentando l'intensità di corrente aumenta l'intensità di flusso magnetico prodotto. Il sistema, se libero di modificare la propria configurazione geometrica, tenderà a ridurre l'air gap in maniera tale da minimizzare il valore complessivo di riluttanza. In definitiva, regolando l'intensità della corrente si può regolare la forza di attrazione che la parte fissa esercita sulla parte mobile, ottenendo un avvicinamento dei materiali ferromagnetici.

Proprio tramite questo spostamento si variano però i valori di air gap, la diminuzione di questi, a seguito dell'avvicinamento del polo, diminuirà la riluttanza relativa del circuito permettendo un passaggio maggiore di flusso. Un campo magnetico infatti tenderà ad avere maggiore intensità dove incontrerà meno riluttanza. Questo ha la conseguenza di acuire notevolmente la forza di attrazione, che deve venire dunque opportunamente gestita a livello di corrente magnetizzante.

Nella figura 1.15, si mostra il grafico che descrive il flusso magnetico in funzione della forza magnetomotrice prendendo in considerazione i due valori di air gap sopra citati.

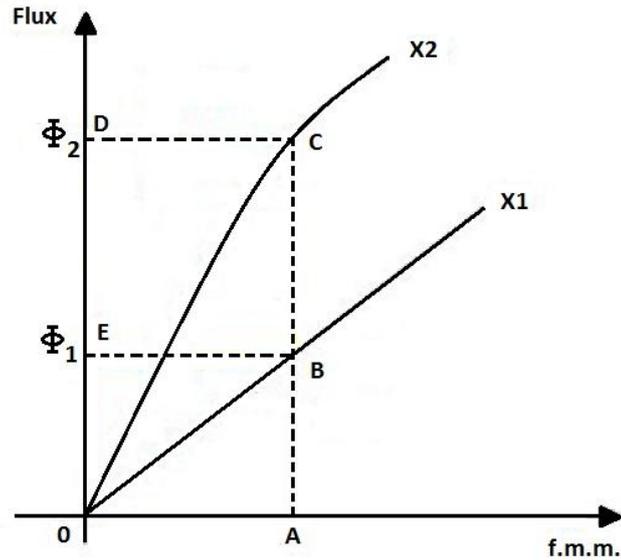


Figura 1.15 Flusso magnetico in funzione della f.m.m.

La caratteristica del primo gap  $X_1$ , è lineare perché la riluttanza del traferro è dominante rispetto a quella del circuito, essendo molto del percorso di flusso in aria quando i due materiali sono distanti. In questo caso

$$R_g \gg R_c$$

La pendenza sarà circa  $\frac{1}{R_g}$ , perciò se aumentasse l'intensità di corrente aumenterà il flusso e in maniera proporzionale aumenterà anche la *f. m. m.*

Si può capire ricordando l'equazione

$$f.m.m._c + f.m.m._g = n \cdot i(t) = \Phi \cdot (R_c + R_g)$$

Nel caso di un air gap ampio

$$f.m.m. \simeq \Phi \cdot R_g$$

La caratteristica del secondo gap  $X_2$  invece non è lineare in quanto risulta una riluttanza del traferro non particolarmente maggiore di quella del circuito. Perciò, in questo caso, non è più possibile trascurare  $R_c$ . La pendenza sarà  $\frac{1}{R_c + R_g}$ , dove i valori di  $R_g$  sono decisamente stati ridotti rispetto a quelli ottenuti in precedenza essendoci meno distanza in aria.

Sempre facendo riferimento al grafico di figura 1.15, si osservino le molteplici zone delimitate dal tratteggio, descritte dalle due caratteristiche; tali zone sono dette "zona di energia" per quel che riguarda l'area circoscritta alla parte superiore della caratteristica e "zona di coenergia" per quel che concerne la zona sottostante.

Considerando ora le approssimazioni geometriche del caso, le zone descritte sono pari a superfici triangolari. Riferendosi alla formula classica dell'area del triangolo,  $\frac{Base \times Altezza}{2}$ , considero come altezza del triangolo il valore di flusso magnetico  $\Phi$  (in ordinata) e considero come base la f.m.m. (in ascissa). L'area di tali triangoli risulta proporzionale all'energia immagazzinata nel circuito magnetico.

$$W = \frac{\Phi \cdot f.m.m.}{2} = \frac{1}{2} \frac{(n \cdot i)}{R} (\Phi \cdot R) = \frac{1}{2} \frac{(n \cdot i)}{R} \left( \frac{(n \cdot i)}{R} \cdot R \right) = \frac{1}{2} \frac{(n^2 \cdot i^2)}{R} = \frac{1}{2} L i^2$$

$$W = \frac{1}{2} L i^2$$

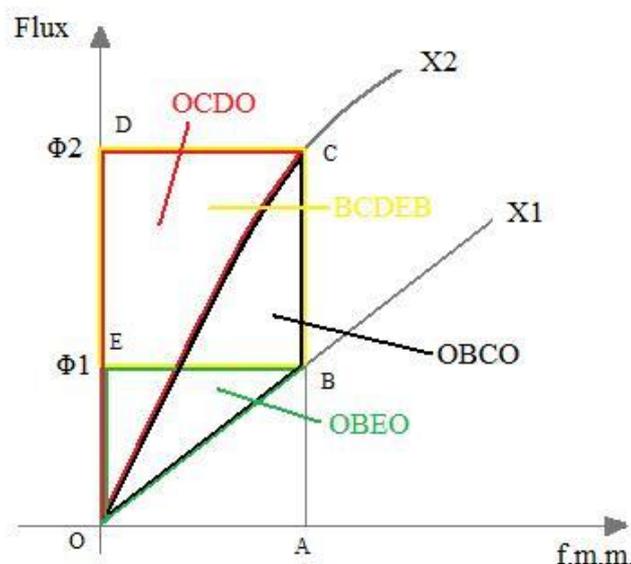


Figura 1.16 Settori di energia evidenziati

Arrivati a questo punto, per poter calcolare il lavoro prodotto dall'avvicinamento del rotore allo statore, è necessario procedere calcolando le variazioni di energia immagazzinate all'interno del circuito magnetico, al loro volta valutabili solo a seguito dell'analisi dell'origine delle energie stesse.

Analiticamente quindi l'energia elettrica data in ingresso all'avvolgimento sullo statore è pari a

$$W_e = \int e i dt = \int i dt \frac{d n \Phi}{dt} = \int n i d\Phi = \int f.m.m. d\Phi$$

dove  $e$  rappresenta la **fem** (forza elettromotrice) indotta, che per la legge di Faraday è pari alla variazione di flusso magnetico nell'unità di tempo, come ricordava la formula vista precedentemente

$$e(t) = V(t) = n \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Questa energia  $W_e$ , è composta a sua volta dalla somma di due ulteriori forme,  $W_f$  che rappresenta l'energia immagazzinata nell'induttore dovuta al campo elettromagnetico e  $W_m$  che rappresenta l'energia trasformata in lavoro meccanico dovuta al fatto che l'air gap è mobile

$$W_e = W_f + W_m$$

Si prenda ora in considerazione la situazione di immobilità del rotore in cui l'armatura parta dalla posizione X1: questa particolare condizione, priva di movimento farà sì che non si generi un lavoro. In questa situazione quindi, l'energia immagazzinata nella bobina  $W_f$ , sarà pari all'energia elettrica  $W_e$  data in ingresso che, con riferimento ad X1, corrisponderà all'area OBEO di figura 1.15, infatti

$$W_e = W_f$$

La coenergia equivarrà all'area OBAO, matematicamente esprimibile come

$$OBAO = \int \Phi d(f.m.m.)$$

Passando ora al caso in cui l'armatura sia ferma nella posizione  $X_2$ , l'energia di campo sarà corrispondente all'area OCDO e la coenergia sarà pari all'area OCAO.

Avendo ora chiare le formule precedenti è possibile calcolare il gap di energia. Nel caso quindi in cui si avessero aumenti di energia in ingresso, l'equazione che definisce  $\delta W_e$  diviene

$$\delta W_e = \delta W_f + \delta W_m$$

Conoscere i valori dell'energia quando il lavoro è pari a zero, è indispensabile per poter operare attraverso la formula della variazione dell'energia del campo magnetico  $\delta W_f$ :

$$\delta W_f = W_{f(x2)} - W_{f(x1)} = W_{e(x2)} - W_{e(x1)}$$

Per valutare ora le alterazioni di energia meccanica  $\delta W_m$  occorre conoscere quelle dell'energia elettrica e dell'energia immagazzinata del campo magnetico.

Fornendo un valore costante di forza magnetomotrice, rappresentato dal punto operativo A (figura 1.16), la variazione di energia elettrica risulta data da

$$\delta W_e = \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} (f.m.m.) d\Phi = (f.m.m.) \cdot (\Phi_2 - \Phi_1) = \text{area (BCDEB)}$$

mentre i cambiamenti di energia immagazzinata nella bobina saranno dati dalla differenza dell'energia immagazzinata nei punti X1 e X2 fissi

$$\delta W_f = W_{fx2} - W_{fx1} = W_{ex2} - W_{ex1} = \text{area (OCDO)} - \text{area (OBEO)}$$

Dalla differenza di questi ultimi si ricava la variazione di energia meccanica, cioè il lavoro servito per spostare il componente dal punto  $X_1$  al punto  $X_2$  vale

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f = \text{area (OBEO)}$$

Graficamente si tratta dell'area compresa fra le due funzioni di figura 1.16.

## 1.2. Traslazioni e rotazioni

---

Finora si è discusso di energia considerando unicamente transizioni rettilinee delle parti meccaniche, ma quando si tratta di rotazioni, è necessario introdurre un'altra grandezza detta coppia elettromagnetica  $Te$ . Questo termine corrisponde al momento meccanico applicato al rotore del motore, ed è dato dal rapporto fra la variazione di energia meccanica  $\delta W_m$  e la variazione dell'angolo di rotazione del rotore  $\delta\theta$  (figura 1.17)

$$Te = \frac{\delta W_m}{\delta\theta}$$

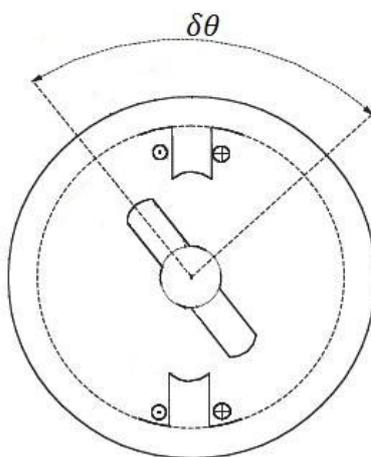


Figura 1.17 Variazione dell'angolo di rotazione del rotore all'interno del motore

Per capire al meglio cosa accade durante la rotazione del rotore è utile fare un esempio. Ipotizzando che il motore sia già avviato e portato ad un certo numero di giri, si decide di fornire una corrente costante in ingresso. In questa maniera non si rileveranno variazioni di *f. m. m.*

Dall'equazione di partenza

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f$$

$\delta W_e$  sarà pari a zero avendo in ingresso una corrente costante quindi

$$\delta W_m = -\delta W_f = \delta W_f'$$

Perciò le variazioni di energia meccanica, nonché di coppia, saranno dovute unicamente alla variazione di coenergia  $\delta W_f'$ , cioè al complemento di energia dovuto al campo magnetico immagazzinato nella bobina.

I cambiamenti di  $W_f'$  avvengono fra due posizioni ben definite del rotore, dall'angolo  $\theta_1$  all'angolo  $\theta_2$ , quest'ultimo pari a  $\theta_1 + \beta_s$ , figura 1.18.

Nei tratti di rotazione in cui i poli del rotore sono distanti dai poli dello statore (tratto antecedente a  $\theta_1$  e seguente a  $\theta_4$  di figura 1.19), non si ha variazione apprezzabile di coenergia, e quindi non c'è produzione di alcuna coppia motrice e una eventuale rotazione deve avvenire grazie all'energia cinetica immagazzinata sul rotore stesso.

Il campo di coenergia  $W_f'$  lo si può trovare integrando il flusso in funzione delle variazioni di forza

$$W_f' = \int \Phi d(f.m.m.) = \int \Phi d(ni) = \int \Phi n di = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta, i) i di$$

Con alcune semplice sostituzioni è possibile mettere in evidenza la dipendenza dell'energia dall'induttanza  $L$  e dalle linee di flusso magnetico  $\lambda$  che, a loro volta, sono funzione della posizione del rotore e dell'intensità di corrente. Quindi la coppia, parlando in termini di coenergia, è funzione della corrente e della posizione del rotore.

$$T_e = \frac{\delta W_f'(i, \theta)}{\delta \theta} \quad i=cost$$

Ipotizzando che l'induttanza vari in maniera lineare (caso ideale), cioè senza essere condizionata dalla permeabilità magnetica del materiale  $\mu$ , si può sostituire l'equazione dell'energia di campo in funzione dell'induttanza e definire la coppia come segue

$$T_e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{i^2}{2}$$

dove

$$\frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \quad i=cost$$

In sintesi la coppia  $T_e$  dipende direttamente dalle variazioni di induttanza che a sua volta dipendono dal flusso magnetico e dalla posizione del rotore descritta dall'angolo  $\theta$ .

### Circuito equivalente del motore a riluttanza variabile

Trascurando il mutuo accoppiamento fra le diverse fasi del motore, è possibile derivare il circuito elementare equivalente del motore SRM. Il voltaggio applicato ai capi della fase sarà dato da due contributi: la caduta di tensione sulla resistenza parassita  $R_s$  degli avvolgimenti, la variazione del flusso totale concatenato agli avvolgimenti:

$$V = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt}$$

$\lambda$  può essere scritta in funzione dell'induttanza della bobina:

$$\lambda = L(\theta, i) i$$

L'induttanza  $L$  dipende dalla posizione del rotore e dalla corrente di fase. L'equazione della tensione di fase, esplicitando  $L$ , sarà data da tre contributi:

$$v = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

ricordando che

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m$$

si ottiene

$$v = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i$$

i tre termini che compaiono nell'equazione rappresentano rispettivamente la caduta di tensione sulla resistenza di fase, la caduta di tensione sull'induttore e la fem indotta. Tale risultato è del tutto simile all'equazione della tensione del motore dc.

La fem indotta ( $e$ ) è ottenuta da

$$e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i = K_b \omega_m i$$

dove  $K_b$  può essere interpretato come una costante di macchina legata alla pendenza con cui sale il valore di induttanza (figura 1.19).

$$K_b = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$$

Questa costante dipende dal punto di lavoro ed dal livello di corrente costante.

Dall'equazione di tensione e l'espressione della fem indotta si può dedurre il circuito equivalente relativo ad una fase del motore SRM.

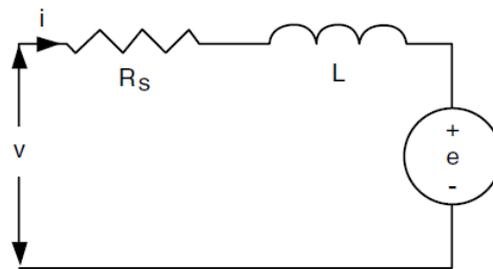


Figura 1.22 circuito equivalente a singola fase per il motore Srm

Riprendendo l'equazione della tensione definita dai tre contributi e moltiplicando per la corrente  $i$  si ottiene l'espressione della potenza istantanea in ingresso:

$$p_i = vi = R_s i^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt}$$

Per definire meglio l'ultimo termine è utile ricordare la formula notevole:

$$\frac{d\left(\frac{1}{2}L(\theta, i)i^2\right)}{dt} = L(\theta, i)i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i^2$$

Sostituendo quanto trovato sopra nell'equazione della potenza, si ottiene:

$$p_i = R_s i^2 + \frac{d\left(\frac{1}{2}L(\theta, i)i^2\right)}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$$

Scritta in questi termini la potenza in ingresso sarà quindi data da tre contributi: la potenza dissipata sulla resistenza degli avvolgimenti di fase ( $R_s i^2$ ), la potenza dovuta alla variazione dell'energia di campo ( $\frac{d\left(\frac{1}{2}L(\theta, i)i^2\right)}{dt}$ ) e la potenza impiegata nella variazione di

induttanza, per gran parte attribuibile alla variazione della dimensione dell'air gap, detta quindi  $p_a$ , dovuta al termine  $(\frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta})$ .

Sostituendo alla variabile temporale  $t$ , il rapporto fra la posizione del rotore e la velocità di rotazione

$$t = \frac{\theta}{\omega_m}$$

nella formula relativa alla potenza sviluppata dall'air gap risulta:

$$p_a = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \omega_m$$

Ricordando che avevamo già posto

$$T_e = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta}$$

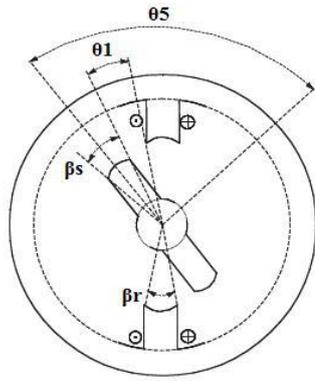
la potenza prodotta dall'air gap può scriversi come il prodotto della coppia elettromagnetica e dalla velocità di rotazione del rotore:

$$p_a = T_e \omega_m$$

che effettivamente è la relazione nota fin dall'inizio, a conferma della correttezza delle definizioni poste sopra.

Come si era asserito ad inizio trattazione, le variazioni di induttanza sono il problema che preme maggiormente risolvere o senz'altro diminuire. Da quest'ultima equazione della coppia infatti si nota immediatamente il legame di  $T_e$  con le suddette variazioni di  $L$ . Una grossa variazione comporterebbe una sollecitazione notevole sul rotore e sull'albero su cui esso è sistemato, diminuendo la durata del componente e aumentando il rumore acustico prodotto durante il funzionamento.

Per cercare una soluzione si può studiare un caso semplificato e valutare le fasi in cui l'induttanza è maggiormente soggetta a variazioni. Valutando, per una rapida comprensione, solo una bobina sullo statore e una coppia di poli sul rotore, è possibile descrivere quattro zone di lavoro a differente valore di induttanza, evidenziate in figura 1.19.



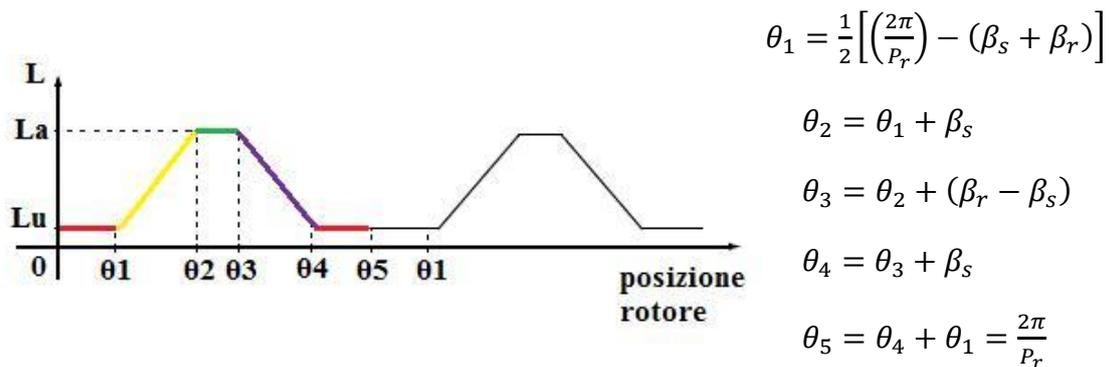
$\beta_r$  = arco del rotore

$\beta_s$  = arco dello statore

$P_r$  = numero poli del rotore

$\beta_r > \beta_s$  per un corretto funzionamento

Figura 1.18 Esempificazione di un motore ad una fase



$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{2\pi}{P_r} \right) - (\beta_s + \beta_r) \right]$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r}$$

Figura 1.19 Grafico che descrive l'andamento del valore di induttanza al variare dell'angolo  $\theta$

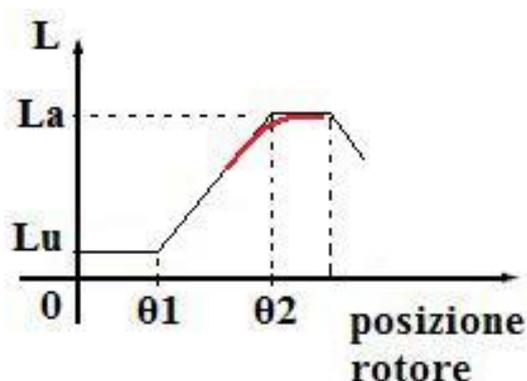
Nella prima zona di color rosso, definita fra  $0 - \theta_1$  (e in ugual modo fra  $\theta_4 - \theta_5$ ) il rotore e lo statore non sono ancora sovrapposti: il flusso in questa zona è regolato principalmente dalla riluttanza del consistente gap ( $R_g$ ), che determina il valore dell'induttanza di disallineamento (**Lu**), che è di valore minimo e circa costante. Poiché si genera coppia solo con variazione di induttanza, in questa zona non si ha produzione di coppia.

Nella seconda zona di color giallo, definita fra  $\theta_1 - \theta_2$  (e in ugual modo fra  $\theta_3 - \theta_4$ ) il flusso passa principalmente sulla porzione affacciata dei poli di rotore e di statore. Vista la posizione del rotore, molto prossima allo statore per l'angolo solido appartenente all'intervallo sopra menzionato, ho un aumento di induttanza dovuto alla diminuzione della riluttanza del gap  $R_g$ , tanto più importante quanto maggiore è l'area disponibile a farsi attraversare dal flusso. Questa variazione di posizione genera il tratto di caratteristica a pendenza positiva vista in figura 1.19, e quindi una produzione di coppia.

Nella terza zona, di color verde, definita fra  $\theta_2 - \theta_3$  il movimento del rotore non altera la completa sovrapposizione con lo statore, perciò non si modifica il percorso di flusso e non si genera coppia. Tale zona a induttanza allineata (**L<sub>a</sub>**) è detta di saturazione, in quanto la densità di flusso magnetico **B** è costante.

Nella quarta area che va da  $\theta_3 - \theta_4$  il polo del rotore si allontana dall'allineamento con lo statore; la similitudine tra questa zona e quella compresa tra  $\theta_1 - \theta_2$  è evidente, tuttavia in questo caso il valore di induttanza è decrescente, e la coppia tenderebbe a riportarmi nella condizione di allineamento dei poli. Continuare ad alimentare la macchina durante questo tratto, genera una coppia negativa: si dovrà quindi evitare di alimentare la bobina di statore prima di entrare in questa zona, se si desidera assecondare la rotazione continua del rotore.

Nella realtà operativa, non sarà possibile ottenere dei profili di induttanza netti come quelli in figura 1.19. Infatti, avvicinandosi all'area di saturazione nell'intorno a **L<sub>a</sub>**, il profilo tenderà a curvarsi riducendo la pendenza della zona attiva, come si può notare in figura 1.20, riducendo la coppia.



**Figura 1.20** Riduzione della zona attiva ad elevata pendenza nei pressi della zona di saturazione

Alla luce di quanto detto fin ora, va ricordato che attraverso la gestione della corrente fornita in ingresso alle bobine, grazie ai sistemi di pilotaggio del convertitore (capitolo 2), è possibile avvicinarsi alle caratteristiche ideali di funzionamento con un conseguente miglioramento del controllo di coppia. Infatti, il pilotaggio ha il compito di dare alla corrente un andamento rettangolare in modo da produrre impulsi di coppia di breve durata. Questa strategia presenta tuttavia un limite dovuto al ripple di coppia, cioè una variazione rapida di coppia che genera affaticamento dell'albero e un significativo aumento del rumore acustico, dovuto all'azionamento non omogeneo.

Una buona progettazione della macchina e dei driver che la pilotano, rappresentano un valido metodo per risolvere tale problema. Sarà opportuno sovrapporre due profili a induttanza crescente, di due fasi successive, per far sì che il raggiungimento della zona di saturazione della prima coincida con il tratto lineare della seconda, figura 1.21.

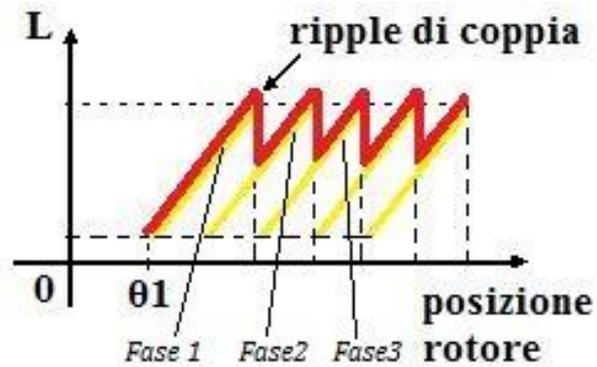


Figura 1.21 Grafico che denota il ripple di coppia (evidenziato in rosso)

La fase di progettazione richiederà quindi sia una scelta accurata del numero di poli dello statore che del rotore e dei loro archi  $\beta_r$ ,  $\beta_s$ .

## CAPITOLO 2

### *Caratteristiche e requisiti dei convertitori*

Nei capitoli precedenti si è parlato, in modo prevalente, del componente motore in senso stretto e di tutte le leggi fisiche che ne regolano il funzionamento. Tuttavia il controllo di questo singolo elemento non può avvenire tramite alimentazione diretta, è necessaria infatti un'unità elettronica in grado di gestire in maniera appropriata il segnale d'ingresso. Tale unità elettronica prende il nome di convertitore.

Come si è visto, i motori a riluttanza variabile basano il loro funzionamento sull'alimentazione delle fasi statoriche e la tipologia di movimento generato è dovuto quindi alla sequenza di accensione/spengimento di esse. Il verso con cui scorre la corrente nelle induttanze di fase è ininfluente, perciò sarà sufficiente utilizzare convertitori monopolari che consentano il passaggio di corrente in un solo verso.

Ovviamente si potrebbe progettare anche in versione bipolare, ma in molti progetti le caratteristiche dei convertitori, in termini soprattutto di prestazioni ed aumento dei costi, sono determinanti ed è necessario in molti casi raggiungere un compromesso; il progetto dell'unità di potenza, cioè del convertitore, deve pertanto essere progettato in maniera accurata in modo da poter rispondere a tali richieste.

Per la categoria dei motori a riluttanza variabile, la coppia generata risulta essere indipendente dalla polarità della corrente, perciò sarà sufficiente un solo interruttore per ogni fase. Ogni interruttore deve essere collegato in serie con la propria fase in maniera tale da poterla isolare in caso di sovraccarico o rottura; l'induttanza dell'avvolgimento limitando la crescita di corrente, fornisce il tempo necessario per l'isolamento del guasto.

Va ricordato infine che nella trattazione dei convertitori il mutuo accoppiamento, cioè la capacità di una fase percorsa da corrente di indurre un flusso magnetico su una fase vicina, viene trascurato. Questa approssimazione garantisce l'indipendenza delle fasi, in quanto permette di considerare il singolo campo magnetico prodotto senza possibili influenze indotte da campi magnetici vicini. Durante il pilotaggio delle fasi statoriche è opportuno evitare voltaggi eccessivi sulle bobine e/o sovracorrenti sugli interruttori di potenza.

La frequenza di commutazione è il numero di commutazioni per unità di tempo con cui carico e scarico le fasi attraverso componenti MOS (Fig.2.1) che fungono da interruttore. Esiste proporzionalità diretta fra la frequenza di commutazione degli elementi di potenza e le perdite energetiche presenti nel convertitore. La frequenza di commutazione determinerà le prestazioni e dovrà essere scelta in funzione delle potenze che l'interruttore deve gestire. In virtù della sua natura unipolare, il MOS di potenza può commutare a velocità molto elevate; l'unica limitazione intrinseca alla velocità di commutazione è dovuta alle capacità interne del MOS stesso. Queste capacità devono essere caricate e scaricate quando il transistor commuta.

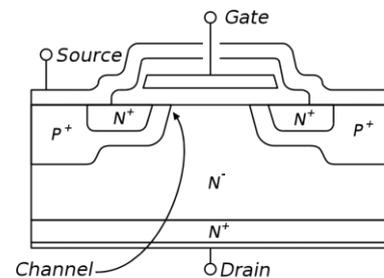
La commutazione può essere relativamente lenta se la corrente che fluisce attraverso le capacità di gate è limitata dai circuiti di driver esterni. Infatti, il MOSFET deve essere connesso ad un circuito esterno di pilotaggio: l'induttanza parassita di questa connessione, che non è una caratteristica intrinseca della tecnologia del MOS, ma ha importanti effetti a causa delle elevate velocità di commutazione, può degradare notevolmente le prestazioni del componente di potenza.

Quindi è necessario adottare un opportuno circuito di pilotaggio.

Ad ogni terminale del MOS è associata un'induttanza parassita che produce specifici effetti:

- **L'induttanza di gate:** ha poca influenza poiché i gradienti di corrente sul gate sono relativamente piccoli. In alcuni casi, comunque, questa particolare induttanza e la capacità di ingresso del transistor possono costituire un oscillatore, cioè un circuito in grado di generare un sovra e sotto tensioni indesiderate. Ciò deve essere evitato poiché può causare elevate perdite di commutazione, o persino portare alla distruzione del dispositivo. Tipicamente le induttanze parassite sono mantenute abbastanza basse in modo da prevenire questo fenomeno.
- **L'induttanza di drain:** tende a ridurre la tensione di drain quando il MOS si accende, in modo da ridurre le perdite al turn-on (accensione). Comunque, esso crea una sovratensione durante lo spegnimento, aumentando le perdite al turn-off. (spegnimento);

Fig.2.1 Sezione verticale di un MOS



- **L'induttanza parassita di source** ha lo stesso comportamento dell'induttanza di drain, più un effetto di feedback che rende la commutazione più lunga, così da aumentare le perdite di commutazione.

Le capacità parassite invece sono:

- **Capacità gate-source**

La capacità  $C_{GS}$  è costituita dal parallelo di

$C_{oxN+}$ ,  $C_{oxP}$  e  $C_{oxm}$  (vedi figura 2.2 ). Poiché le

regioni  $N^+$  e  $P$  sono fortemente drogate, le prime

due componenti possono essere considerate costanti.

$C_{oxm}$  è la capacità tra la gate e l'elettrodo

di source, cosicché anche questa è costante.

Perciò è pratica comune considerare  $C_{GS}$  come una

capacità costante, cosicché il suo valore non dipende dallo stato del transistor.

- **Capacità drain-source**

Siccome la metallizzazione del source si sovrappone alla regione  $P$  (vedi figura 2.1), i terminali di drain e source sono separati da una giunzione  $P-N$ . Quindi la  $C_{DS}$  è la capacità di giunzione.

- **Capacità gate-drain**

La capacità  $C_{GD}$  può essere vista come la serie di due capacità elementari. La prima è la capacità dell'ossido ( $C_{oxD}$ ), costituita dall'elettrodo di gate, dal biossido di silicio e dallo strato epitassiale  $N$  ed ha un valore costante. La seconda capacità  $C_{CDj}$  è dovuta all'allargamento della regione di carica spaziale quando il MOSFET è nello stato di OFF e dipende quindi dalla tensione tra drain e source. Di conseguenza, il valore di  $C_{GD}$  è:

$$C_{GD} = \frac{C_{oxD} \cdot C_{GDj}(V_{GD})}{C_{oxD} + C_{GDj}(V_{GD})}$$

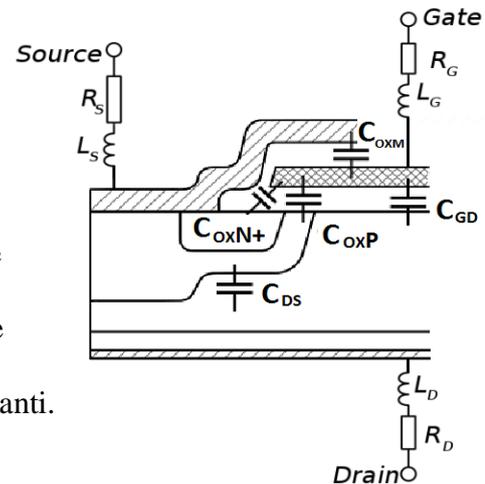


Fig.2.2 Sezione verticale di un MOS con capacità e induttanza parassite

Tornando all'unità SRM, le fasi del motore, come detto sopra, devono quindi poter essere alimentate in maniera indipendente in modo da permettere l'isolamento dell'elemento danneggiato senza interrompere il funzionamento del motore, anche se con una riduzione di potenza in uscita.

Il modo in cui viene gestita l'energia accumulata su ogni singola bobina, la rapidità di commutazione, il controllo dei costi di produzione, la scelta fra dispositivi unipolari o bipolari e l'indipendenza del controllo delle fasi, determina numerose tipologie di convertitore (vedi figura 2.3).

Tenendo presente i modelli esplicitati nello schema sottostante, che riprenderemo in analisi in un secondo momento, ciò su cui ci soffermeremo inizialmente con maggiore interesse è quello *Two Switch/phase*, presentato nel primo ramo di figura 2.3.

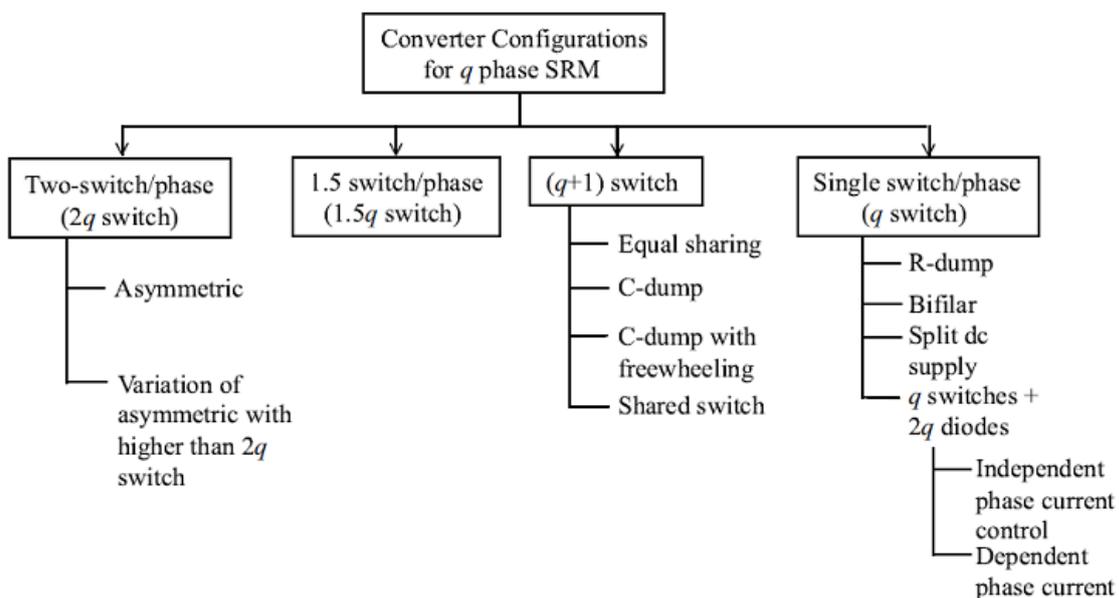


Figura 2.3 Classificazione di convertitori di potenza per macchine a riluttanza variabile

## 2.1 Famiglia di convertitore a due switch per fase (2q switch)

Si presenta di seguito il più classico modello di convertitore, quello a ponte asimmetrico, esaminandone non solo le caratteristiche di base, ma anche le relative migliorie per ottimizzarne il funzionamento ottenendo basse perdite e conversioni rapide.

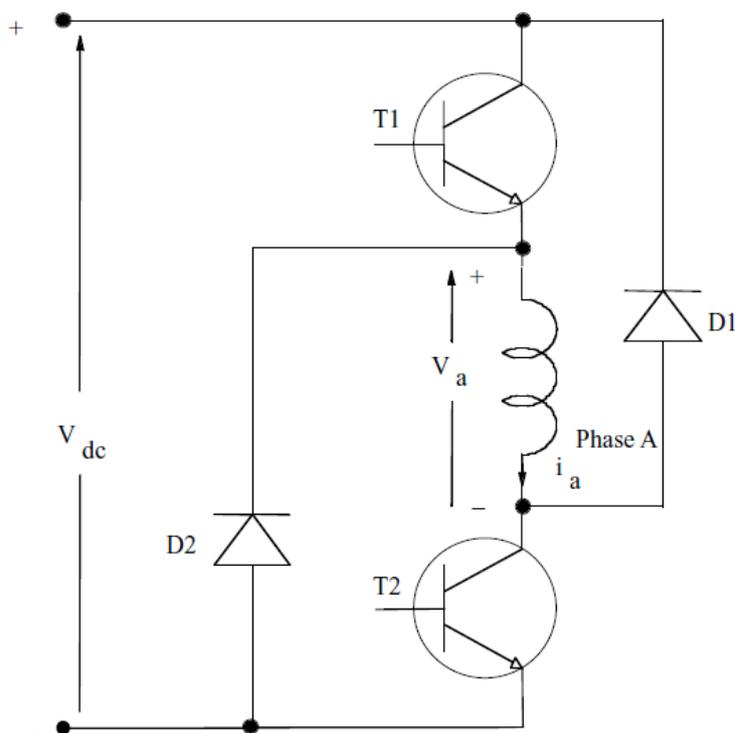


Figura 2.4 Schema circuitale del convertitore di potenza a ponte asimmetrico

La progettazione quindi del convertitore deve far in modo che:

- le fasi possano essere alimentate in maniera indipendente: deve poter essere possibile alimentare anche una sola delle fasi del motore;
- le fasi debbano poter essere scaricate e caricate rapidamente, in quanto l'energia immagazzinata che viene dissipata in parte in energia meccanica ed in parte sugli avvolgimenti stessi sotto forma di calore, rischierebbe il danneggiamento degli interruttori per sovraccarico;
- si possa caricare una fase alimentandola prima che quella commutata in off si scarichi completamente, in modo da limitare le variazioni di coppia, permettendo così il riutilizzo dell'energia di scarica, reindirizzandola verso l'alimentazione.

La caratteristica di asimmetria, da cui il nome, deriva dalla presenza di solo due componenti di potenza e due soli diodi all'interno del convertitore. Se lo confrontassimo con un circuito a ponte intero (figura 2.5 a) potremmo vedere come esso sia composto da quattro interruttori di potenza con relativi diodi di scarica.

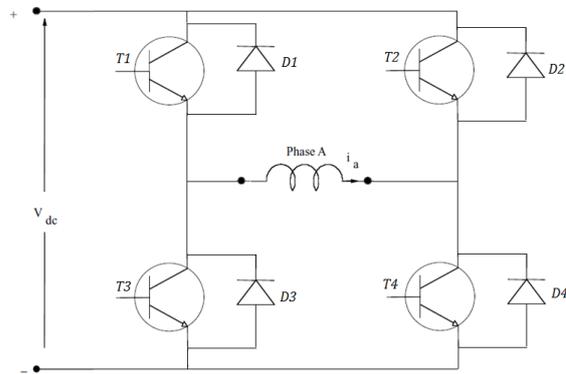


Figura 2.5 Convertitore a ponte intero

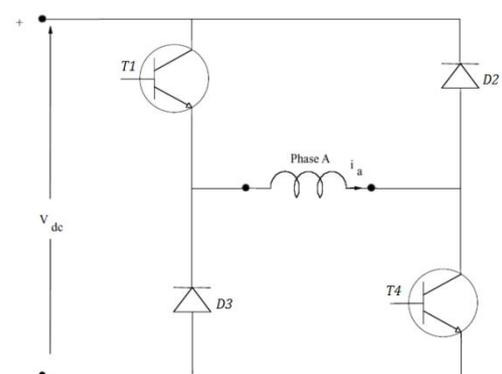


Figura 2.5 b Convertitore a ponte asimmetrico

Il circuito asimmetrico (figura 2.4) è quindi caratterizzato da una coppia di transistor di potenza T1 - T2 e da una coppia di diodi D1 - D2 , per fase. Questo particolare modello operativo viene utilizzato soprattutto nelle applicazioni in cui le perdite del convertitore non sono una variabile di progetto rilevante. In questo circuito i tempi di scarica non risultano essere particolarmente veloci e il rendimento non particolarmente brillante.

Come si può vedere dalla figura 2.4 il controllo di una fase è completamente indipendente dagli altri in quanto l'aggiunta di altre fasi avviene parallelamente all'alimentazione e il controllo degli elementi di potenza è realizzato direttamente su di essi da un controllore esterno.

Caratteristica molto interessante derivante dall'indipendenza del controllo delle fasi è la possibilità di fermo in coppia, ovvero la capacità di controllare velocità e coppia del motore senza disconnettere l'alimentazione dagli avvolgimenti e mantenendo alimentate più fasi contemporaneamente. Tale fermo si verifica operativamente quando si dà riferimento di velocità zero all'apparato di controllo che gestisce i mos del convertitore: l'azionamento tenderà a mantenere fermo il motore nella posizione in cui si trova sino a che la coppia resistente, dovuta al carico, non supererà la coppia motrice. In caso si verificasse questo superamento l'apparato correggerà questo squilibrio riportando il motore in posizione iniziale.

Per quanto riguarda in dettaglio il funzionamento del circuito rappresentato in figura 2.4, possiamo verificare come la tensione fornita ai gate dei mos T1 e T2 crea un canale fra drain e source che permette il passaggio di corrente sulla fase A, caricandola.

La corrente di fase A (fig. 2.6) tuttavia non è graficamente rappresentabile da un valore costante, ma bensì è delimitata da valori oscillanti all'interno di un range descritto dalle variazioni di corrente ( $\Delta i$ ). Le variazioni sono regolate grazie al metodo chiamato Current Chopping, detto anche controllo ad isteresi. Tale metodo infatti ha la funzione di gestire il convertitore controllando e limitando la corrente fornita dall'alimentazione entro due limiti prefissati:  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$ . Il controllo ad isteresi rilevando costantemente i valori di corrente forniti, disattiva i mos in presenza di un valore pari a  $(I_p + \Delta i)$  e riattiva gli interruttori di potenza quando tale valore scende al punto corrispondente a  $(I_p - \Delta i)$ .

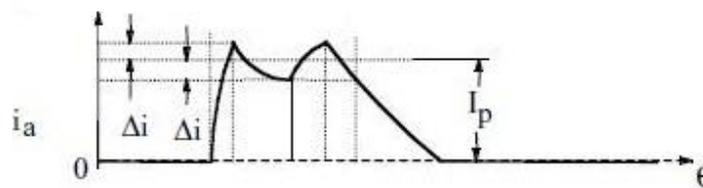


Figura 2.6 Esempio di controllo ad isteresi

Per comprendere come viene eseguito tale controllo di corrente è utile introdurre uno schema logico semplificato dove è ben evidenziato il blocco relativo al feedback di corrente, figura 2.7.

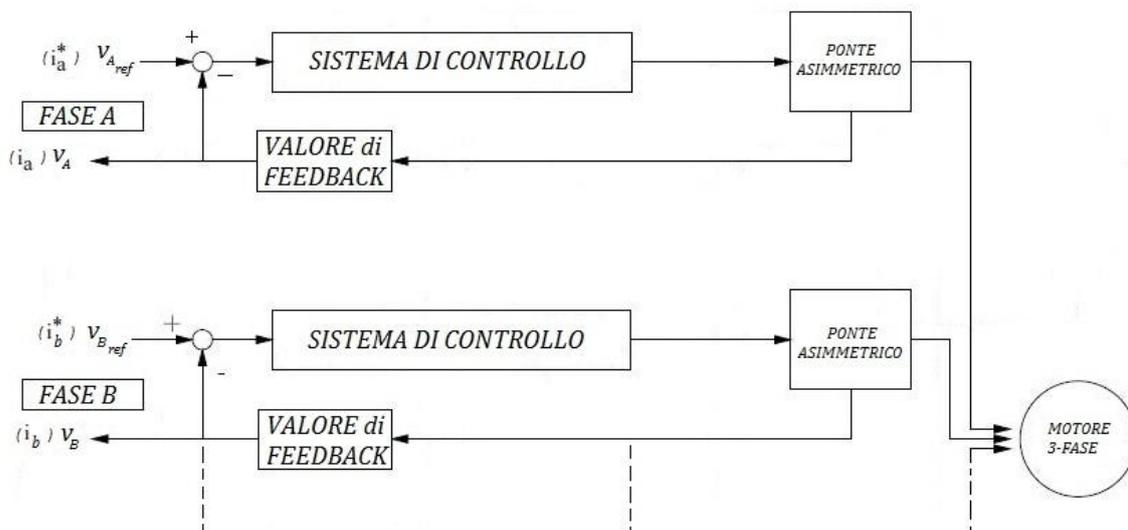


Figura 2.7 Schema a blocchi esemplificativo di un sistema di controllo per motori SRM

La regolazione di corrente su cui si basa il controllo ad isteresi viene fatta attraverso il confronto continuo tra il segnale di riferimento, proveniente da un dispositivo esterno (per esempio un computer) ed il segnale fornito dal sensore di corrente (segnale di feedback). Questi segnali inoltre sono valori in tensione, quello proveniente dal ramo di feedback è un valore di tensione proporzionale alla corrente misurata dal sensore sulla fase, mentre il valore di riferimento è impostato esternamente dall'utente, così come vengono impostate anche la costante di proporzionalità e il guadagno del circuito amplificatore.

L'operazione di confronto viene effettuata quindi tramite un amplificatore differenziale. Questo dispositivo produce una tensione di uscita proporzionale alla differenza tra i due segnali in ingresso (tensione di riferimento e tensione del sensore).

Poiché in precedenza avevamo spiegato come la regolazione di corrente sia alla base del funzionamento del motore, verifichiamo ora cosa accade nel momento in cui viene superato il livello di corrente prestabilito e che cosa succede alla sorgente.

Una volta che la corrente sulla fase supera il livello di corrente stabilito ( $I_p + \Delta i$ ), automaticamente si spengono entrambi i transistor. Questo fa sì che l'induttanza della fase A, essendo un componente reattivo, imponga la conservazione del valore di corrente istantanea presente nella fase al momento della commutazione. L'andata in conduzione dei diodi di scarica determinerà un calo di corrente e al valore limite ( $I_p - \Delta i$ ), il controllore riaccenderà il mos.

Quando il controllo decide di annullare la corrente di fase, i due transistor verranno mantenuti spenti e avrà luogo il recupero sulla sorgente dell'energia immagazzinata nella bobina attraverso i diodi che permetteranno alla corrente di scorrere fino al suo totale esaurimento. Tale decadimento avviene molto rapidamente in quanto la tensione ai capi della fase ( $-V_a$ ) va in opposizione a quella della sorgente  $V_{dc}$ .

Il risparmio energetico legato alla possibilità di regolare la corrente e di fornire direttamente energia alla sorgente, rappresenta sicuramente uno dei punti di forza di questa tipologia di convertitori.

La tensione ai capi della fase durante la conduzione dei due diodi assume un valore negativo e di modulo pari a  $V_{dc}$ ; viceversa, durante la conduzione dei mos assume un valore positivo e di modulo pari a  $V_{dc}$ . Durante le numerose commutazioni la tensione della bobina subirà salti di tensione pari a  $2V_{dc}$  e questo aumenta le perdite di commutazione e determina rendimenti non ottimali.

Tale problematica viene parzialmente superata alternando le accensioni degli interruttori e adottando la strategia a switching alternato.

➤ **Prima strategia "switching on/off di un solo mos"**

Il metodo a switching rappresenta un primo tentativo risolutivo per cercare di limitare le perdite sugli interruttori. Come visto nel paragrafo precedente, tale perdita rappresentava indubbiamente il principale limite funzionale.

La strategia a switching offre un maggior risparmio energetico grazie allo spegnimento di un solo transistor durante il controllo a isteresi. Si prendono a riferimento, per comprendere al meglio il funzionamento, le figure 2.4 per la rappresentazione grafica del circuito e la figura 2.8 per quel che concerne le forme d'onda.

Come visto nei paragrafi precedenti, il valore ideale di corrente  $I_p$  è dato da una media di valori ottenuti grazie allo spegnimento ed accensione degli interruttori una volta raggiunti il limite superiore ( $I_p + \Delta i$ ) ed inferiore ( $I_p - \Delta i$ ).

Quello che accade nello specifico in questo particolare sistema è che anziché agire su entrambi i transistor T1 e T2, si va ad agire su uno solo dei due. Spegnendo e accendendo quindi un solo interruttore otterremo un numero minore di sbalzi di tensione sulla fase, una minor usura di uno dei 2 mos e, soprattutto, una minor dissipazione energetica. Va sottolineato però che a fronte di tanti vantaggi vi è tuttavia il peggioramento significativo dei tempi di scarica, che risultano dilatati rispetto al caso in cui si utilizzino entrambi i transistor (figura 2.9). Questo rallentamento (figura 2.8) è derivante dal fatto che la tensione sulla bobina durante la scarica si trova a zero volt, cosa che non si verifica invece se si utilizzassero tutti e due i transistor, in cui invece è pari a  $-V_{dc}$ .

Nel momento in cui è necessario annullare la corrente sulla fase, questo avverrà attraverso i diodi D1 e D2, i quali entrano in conduzione non appena spengo entrambi i mos e vi rimarranno fino a quando la corrente sulla fase non si è completamente annullata.

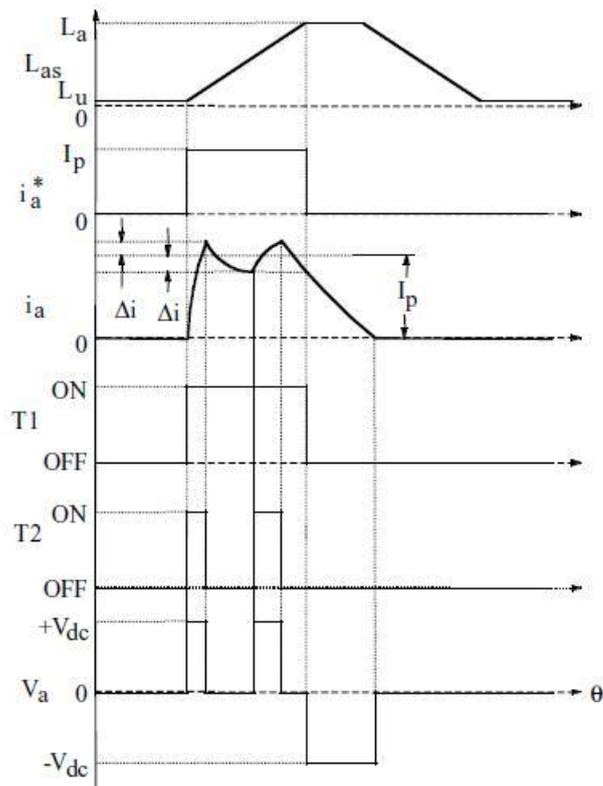


Figura 2.8 prima strategia "switching on/off di un solo transistor"

Passando ora all'analisi di quanto riportato in figura 2.8, si osservino le forme d'onda nel dominio del tempo, ricordando che nei periodi di conduzione dei mos, la tensione ai loro capi è idealmente nulla:

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$  oltre ai quali la corrente non deve andare.
- Il quarto grafico mostra il periodo di conduzione del transistor T1. Utilizzando questa strategia il mos viene lasciato sempre acceso fino a che il controllore vuole regolare il valore di corrente  $I_p$ .

- La quinta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor T2, dedicato alla commutazione. Come si può vedere, il mos viene spento quando la corrente raggiunge il valore limite ( $I_p + \Delta i$ ) e viene riacceso quando scende all'altro valore limite ( $I_p - \Delta i$ ).
- La sesta forma d'onda evidenzia la tensione ai capi dell'avvolgimento durante le varie fasi di lavoro. Non appena il controllore decide di fornire corrente alla bobina, su questa vi sarà un alternarsi di tensioni +Vdc e 0 in funzione del comando sul mos T2. Quando il controllore decide di annullare la corrente sulla bobina, ai capi di essa verrà applicata la tensione -Vdc fino a quando la corrente non sarà completamente esaurita.

La strategia sopra descritta limita le variazioni di tensione sulla fase, passando ad ogni scambio di conduzione dal valore Vdc al valore 0 volt. Questa caratteristica pur salvaguardando la vita dei componenti limitando le perdite di potenza, aumenta tuttavia i tempi di scarica diminuendo la frequenza di lavoro.

Di seguito si introducono due concetti. Quelli di rating di tensione e di rating di corrente.

Il primo (**rating di tensione**) è definito come il **voltaggio massimo** che il componente è in grado di sopportare: se si presentasse un voltaggio superiore si verificherebbe la rottura del componente.

Il secondo (**rating di corrente**), è definito come il **massimo valore di corrente** che l'interruttore può supportare: tale valore non deve essere superato per evitare ogni possibile danneggiamento.

Tornando alla descrizione del circuito di figura 2.4, adottando la prima strategia di switching, il voltaggio sull'interruttore T2, quando T2 è spento e T1 è acceso, sarà pari a Vdc. Di conseguenza il rating di tensione per gli switch e per i diodi deve essere al minimo pari al valore della sorgente. Il rating di corrente dei componenti, durante gli scambi on/off nei cicli di conduzione, deve essere uguale a  $\frac{I_p}{\sqrt{q}}$ , dove Q rappresenta il numero di fasi.

La tipologia di figura 2.4 è in grado di recuperare l'energia. Infatti, terminato il ciclo di carica, una parte di energia viene mandata verso la sorgente attraverso il ricircolo della corrente permesso dai due diodi. Una quota dell'energia immagazzinata nell'induttore viene convertita in energia meccanica attraverso il movimento del rotore.

La ricarica della sorgente è un metodo vantaggioso in quanto si ha meno dispendio energetico, ma è utilizzabile unicamente quando la corrente scende rapidamente. Se il valore di corrente resta ad un valore diverso da zero sino al tratto a pendenza decrescente, si corre il rischio di generare una coppia negativa.

➤ **Seconda strategia "switching on/off di entrambi i mos"**

Questa seconda strategia rappresenta un tentativo di miglioramento rispetto ai limiti presentati dalla prima strategia a switching (frequenza di lavoro bassa e scarica lenta).

Nello specifico questa nuova variante agisce su entrambi gli interruttori spegnendoli in contemporanea. Prendendo a riferimento la figura di partenza (figura 2.4), una volta avviato il motore i due interruttori T1 e T2 vengono accesi entrambi durante le fasi di carica e spenti entrambi durante la fase di scarica.

Dopo che il controllore avrà interrotto il segnale di corrente sulla fase entrambi i mos verranno spenti. I diodi D1 e D2 andranno in conduzione e la corrente sulla fase verrà lasciata decadere verso il valore zero; la tensione ai capi della bobina sarà quindi pari a  $-V_{dc}$  e resterà tale finché la corrente accumulata non sarà del tutto esaurita.

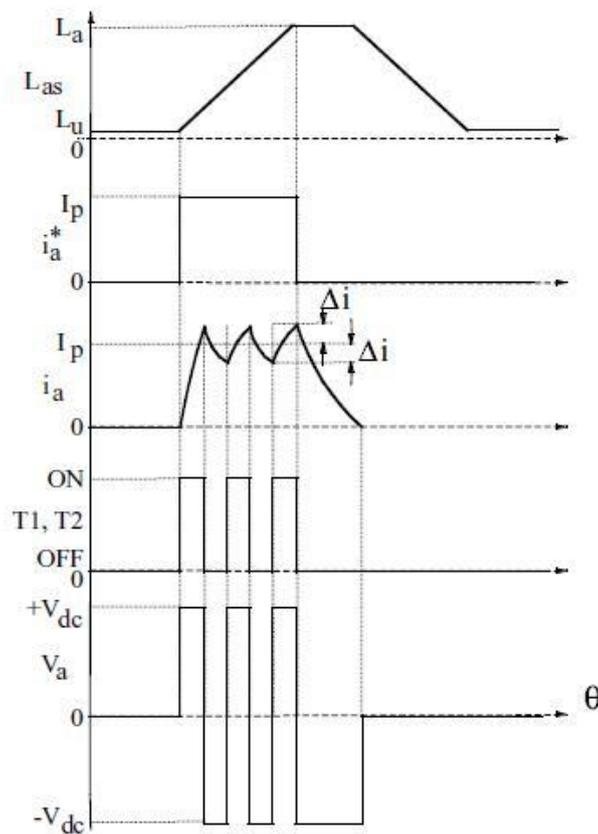


Figura 2.9 seconda strategia "on/off di entrambi i transistor"

Passando all'analisi delle forme d'onda di figura 2.9 è possibile comprendere in dettaglio questa seconda ipotesi operativa, ricordando che nei periodi di conduzione dei mos, la tensione ai loro capi è idealmente nulla:

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$  oltre ai quali la corrente non deve andare. Si può notare durante il transitorio come la seconda strategia abbia portato ad avere scariche di corrente più rapide. Questo è dovuto alla tensione  $-V_{dc}$  ai capi della bobina durante la fase di scarica.
- La quarta forma d'onda mostra il periodo di conduzione dei transistor T1 e T2, in questo caso sarà la medesima per entrambi i componenti, con un valore di tensione in caso di conduzione pari al valore di sorgente
- L'ultima forma d'onda mostra la tensione ai capi della fase. Gli sbalzi di tensione vanno da  $V_{dc}$  a  $-V_{dc}$  senza passare dal valore 0. Immaneabilmente la scarica sarà più rapida rispetto la prima strategia, ma si avranno maggiori perdite di potenza sui componenti.

Tramite questa nuova strategia si andrà ad usare allo stesso modo entrambi i transistor con un conseguente allungamento della vita dell'unità. D'altro canto a causa delle commutazioni fra T1 e T2, gli avvolgimenti della macchina saranno sottoposti ad una variazione di tensione doppia rispetto all'alimentazione, con il risultato di un elevato deterioramento dell'isolamento dovuto a perdite di potenza sui componenti.

➤ **Terza strategia "switching on/off alternato di entrambi i mos"**

Questa terza strategia rappresenta una combinazione delle strategie sopradescritte: della prima presentata (switching on/off di un solo mos), sfrutta le capacità di applicare ai capi della fase anche un valore nullo di tensione, permettendo una dissipazione minore di

potenza e riducendo i gap di tensione al minimo. Dalla seconda (switching on/off di entrambi i mos) la capacità di sfruttare e usurare in modo omogeneo i componenti.

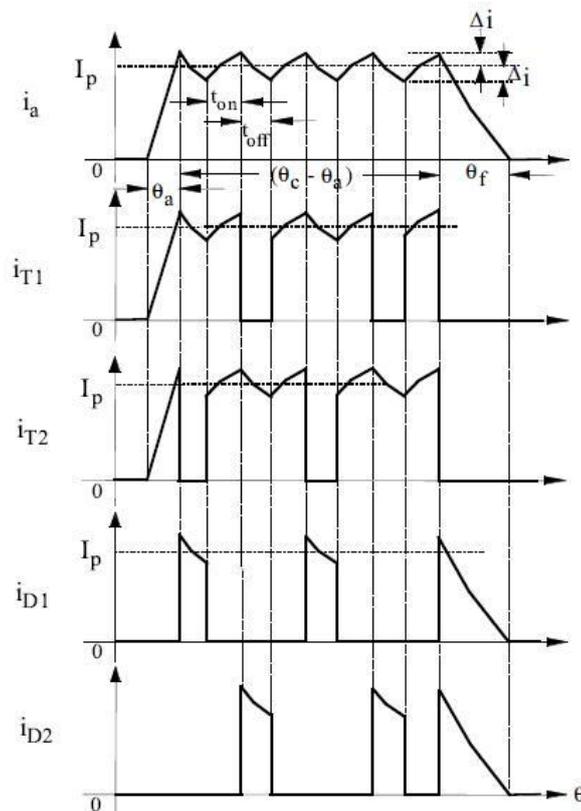
Quel che ne risulta quindi è una strategia che prevede la commutazione di un unico transistor per volta, ma alternando T1 con T2, permettendo di dissipare la stessa potenza su entrambi i componenti. Saranno alternate inoltre le fasi di scarica su D1 e D2; l'usura risulterà quindi omogenea sia per i diodi che per i mos.

La scelta fra le tre strategie sopra descritte (switching on/off con un solo mos, switching on/off di entrambi i mos o switching on/off alternata) deriva quindi dal tipo di risultato che si vuol ottenere dall'unità SRM. La prima opzione permette infatti di minimizzare le perdite di potenza aumentando i tempi di commutazione, la seconda strategia offre un'elevata frequenza di commutazione, ma elevate perdite sui componenti, mentre l'ultima strategia garantisce un'usura omogenea dell'unità, ma tempi di commutazione alla stregua della prima strategia.

### **2.1.1 Scelta dei rating di tensione e di corrente per i componenti**

Dal punto di vista operativo il rating di tensione, per questa unità, non rappresenta un problema di progettazione, in quanto rimane inalterato per qualsiasi componente del convertitore ed è pari al valore di sorgente  $V_{dc}$ .

Per quanto riguarda il rating di corrente l'analisi non è altrettanto immediata, in quanto la corrente ideale  $I_p$  deriva da una media di valori ottenuti tramite il controllo ad isteresi. Come si può osservare dalla figura 2.10 i valori di corrente sui componenti risultano essere tutt'altro che costanti. Utilizzando però il convertitore con la terza strategia è possibile applicare lo stesso rating di corrente efficace a tutti i mos e lo stesso valore di corrente media a tutti i diodi.



**Figura 2.10** Forme d'onda che evidenziano i valori di corrente sui vari componenti di un convertitore pilotato secondo la terza strategia di switching

Prima di procedere alla valutazione dei valori di corrente sui componenti è necessario definire analiticamente, all'interno del tratto  $\theta_A - \theta_C$  (figura 2.10), il valore medio del duty cycle  $d_1$  (cioè il rapporto tra la durata del segnale "alto" e il periodo totale del segnale) rispetto alla corrente  $i_a$  sulla fase:

$$d_1 = \frac{I_p(R_s + K_b \omega_m)}{V_{dc}}$$

dove  $R_s$  è la resistenza della bobina,  $K_b$  è una costante di macchina,  $\omega_m$  è la velocità di rotazione del rotore,  $I_p$  è il valore di corrente ideale sulla fase e  $V_{dc}$  la tensione di alimentazione.

A questo punto è possibile calcolare i due valori di corrente:

- **Valore efficace di corrente sugli interruttori:**

la variazione di corrente nel tratto  $\theta_A - \theta_C$  è assunta pari a  $2\Delta i$  e il valore efficace sull'interruttore sarà:

$$I_{T1} = \sqrt{\frac{1}{\theta_{rp}} \left\{ (I_p + \Delta i)^2 \frac{\theta_a}{3} + \left\{ I_p^2 + \frac{7}{3} (\Delta i)^2 \right\} \frac{(\theta_c - \theta_a)}{2} (1 + d_1) \right\}}$$

- **Valore medio di corrente sui diodi:**

il valore medio della corrente sui diodi è approssimativamente:

$$I_{D1(\text{medio})} \cong \frac{I_p}{\theta_{rp}} \left( (1 - d_1) \frac{(\theta_c - \theta_a)}{2} + \frac{\theta_f}{2} \right)$$

Facendo riferimento alla figura 2.11

- $\theta_c$  rappresenta l'angolo di conduzione
- $\theta_a$  rappresenta l'angolo di crescita della corrente (si ipotizza di non avere commutazioni)
- $\theta_f$  rappresenta l'angolo di decadimento della corrente (si ipotizza di non avere commutazioni)
- $\theta_{rp}$  rappresenta il passo del polo del rotore dato da  $\theta_{rp} = \frac{2\pi}{P_r}$
- $P_r$  indica il numero di poli del rotore

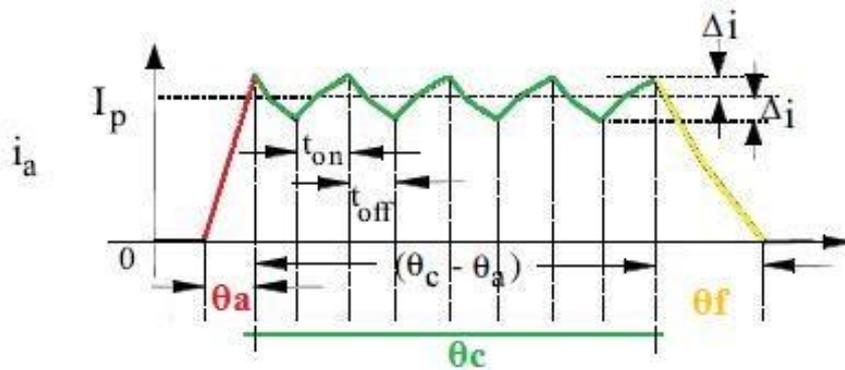


Figura 2.11 Caratteristica di corrente sulla fase in carica

In conclusione, il rating di corrente dei componenti è direttamente proporzionale al valore di corrente desiderato  $I_p$ . La tipologia di mos e di diodo verrà scelta in base al valore massimo di corrente raggiunto durante la fasi di conduzione a velocità variabile, considerando che il picco si avrà con  $\omega_m$  massima, come si può notare dalla formula del duty cycle  $d_1$ .

## Modifica per convertitore asimmetrico

Il modello di convertitore descritto fin ora, nonostante la possibilità di scelta fra più strategie di utilizzo, presenta comunque limitazioni che precludono uno scarso impiego nella pratica. Le grosse perdite di potenza e l'utilizzo dalla strategia a switching alternato provocano, una diminuzione della frequenza di lavoro e un aumento di ripple di coppia.

Esiste però una modifica, che permette di ridurre il consumo di potenza riducendo il numero di mos presenti all'interno del convertitore, tramite l'inserimento di componenti per il controllo di fase detti tiristori o **silicon controlled rectifiers (SCR)** figura 2.12.

Questo componente, del tutto simile ad un diodo, differisce da quest'ultimo poiché per farlo entrare in conduzione è necessario fornire un opportuno segnale di innesco su di un terzo terminale, detto gate.

Il segnale generato per attivare il componente, deve superare uno specifico valore di corrente determinato dal modello di tiristore inserito; una volta che tale segnale non sarà più presente al gate, esso continuerà tuttavia a condurre finché la corrente che scorre su di esso non sarà scesa al di sotto del valore di mantenimento (valore anch'esso definito dalla tipologia di tiristore).

Sebbene si effettui tale modifica, alcuni limiti sono sempre presenti. Nel caso specifico della variante in oggetto, per ottenere un miglioramento sulla frequenza di lavoro, sarà necessario inserire un circuito ausiliario in grado di pilotare i tiristori durante le fasi di commutazione. Necessariamente il circuito ausiliario andrà ad aumentare lo spazio occupato dal convertitore ed il costo di produzione.

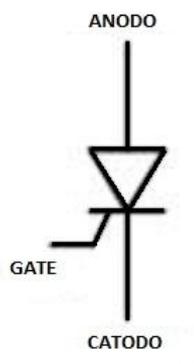


Figura 2.12 Esempio di tiristore (Src)

Il convertitore a ponte asimmetrico, a seguito della variante descritta, assume l'aspetto di figura 2.13. La capacità  $C_f$  in parallelo alla sorgente viene inserita per assorbire le variazioni di tensione in ingresso.

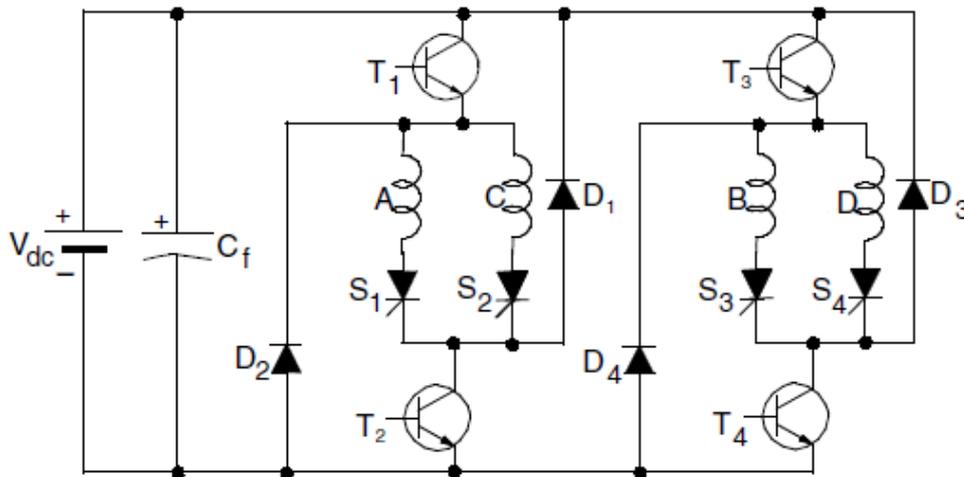


Figura 2.13 Circuito raffigurante il convertitore asimmetrico a seguito della variante

E' bene precisare, prima di introdurre le modalità di funzionamento, che nel caso in cui i componenti del circuito fossero ideali, una volta entrati in conduzione essi genererebbero una caduta di tensione ai propri estremi pari a zero. Nel caso reale tuttavia questo non è possibile in quanto durante la fase di dissipazione una parte dell'energia viene dissipata sui componenti di potenza in quanto le tensioni non saranno mai nulle.

Facendo riferimento alla sola fase A, si può brevemente descrivere il funzionamento dell'unità di figura 2.13.

Per attivare il sistema occorre energizzare la bobina tramite l'accensione dei transistor T1, T2 e del tiristore S1 che a loro volta si azioneranno solo in presenza di un segnale "alto" sui gate. Raggiunto il valore del limite massimo del controllo ad isteresi, il transistor T1 viene spento e la corrente dissipa attraverso il percorso descritto dalla fase A, S1, T2 e il diodo di scarica D2.

Dissipata l'energia e raggiunto il limite inferiore di corrente del controllo ad isteresi, il mos T1 potrà essere riacceso ed il procedimento potrà seguire esattamente la terza strategia sopra descritta fino alla fine del periodo di conduzione, dove entrambi i mos potranno essere spenti simultaneamente.

I diodi D1 e D2 entreranno in conduzione invertendo la polarità della tensione sulla bobina (la tensione sulla fase sarà pari a  $-V_{dc}$ ) permettendo il trasferimento di energia verso la sorgente;

Il tiristore S2 presente sul ramo parallelo è essenziale che resti interdetto durante il ciclo operativo della fase A, per impedire il fluire della corrente verso la fase C, garantendo l'indipendenza del controllo delle due fasi.

Questa versione di convertitore ha chiaramente il vantaggio di un notevole risparmio dovuto all'eliminazione sia di un mos che di un diodo di scarica per ogni fase presente sul motore. Inoltre la tensione di fase può assumere tre diversi valori possibili  $V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$  e zero, garantendo un'elevata flessibilità di controllo della corrente e una diminuzione delle perdite di potenza.

Analizzando adesso la struttura del convertitore (figura 2.13) è evidente come le fasi debbano essere obbligatoriamente in numero pari e non consecutive ma bensì alternate. Quest'ultima caratteristica fornisce alla corrente il tempo necessario a commutare durante il duty cycle e rende impossibile la sovrapposizione di correnti di fase.

A seguito della modifica i componenti del circuito, dovranno gestire due correnti di fase anziché una, andando ad aumentare l'usura.

I tiristori inoltre, essendo perennemente sul percorso della corrente, saranno soggetti a surriscaldamento, necessitando di grossi dissipatori che andranno a diminuire ulteriormente l'efficienza.

## 2.2 Famiglia di convertitori a singolo switch per fase (q switch)

Fino ad ora si è discusso di una tipologia di convertitore che prevedeva una coppia di interruttori di potenza e una coppia di diodi di scarica per ogni singola fase della macchina. Questa particolarità permetteva a seconda del tipo di strategia adottata per il funzionamento, una frequenza di lavoro più o meno lenta e un consumo di potenza controllato, correndo il rischio però di mandare costo di produzione e compattezza in secondo piano.

I convertitori detti a singolo switch per fase (figura 2.14) hanno preso piede nel mercato proprio per cercare di risolvere gli inconvenienti appena menzionati.

Lo svantaggio maggiore in cui si può incorrere utilizzando questa tipologia di macchine consiste nell'impossibilità di poter applicare una tensione di valore nullo sulla fase durante la conduzione di corrente, come invece accadeva con la prima tipologia di convertitore vista.

Anche in questo circuito le variazioni di tensione raggiungono il doppio del valore di alimentazione, in quanto la tensione ai capi della bobina nel periodo di commutazione raggiunge il valore  $-V_{dc}$ . Tali variazioni incrementano l'energia circolante fra la fase della macchina e la sorgente continua con un conseguente aumento delle perdite sui componenti e una riduzione dell'efficienza.

Per un'ampia comprensione si vedranno alcune configurazioni di convertitori a singolo switch.

### R-Dump

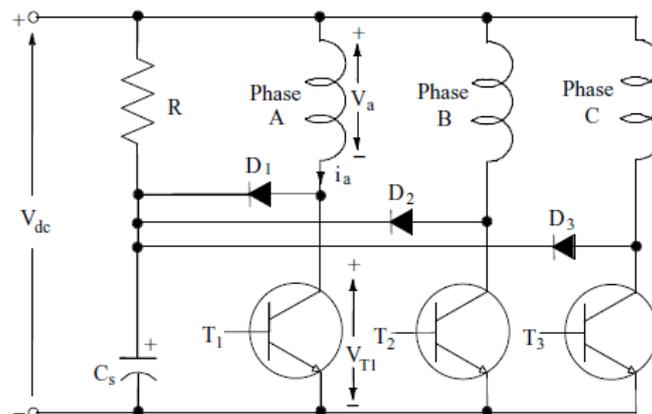


Figura 2.14 Circuito raffigurante il convertitore a singolo switch detto R-Dump

Come detto nell'introduzione si tratta di un convertitore munito di un solo transistor e di un solo diodo per fase. Il nome R-dump è dovuto alla resistenza R, in parallelo alle fasi, che viene utilizzata per scaricare l'energia immagazzinata in esse una volta che il relativo diodo entra in conduzione.

L'utilizzo di questa versione di convertitore permette di minimizzare il numero di componenti, ma presenta il suo limite più grosso proprio sull'efficienza, in quanto l'energia in esubero sulla fase non ha più modo di essere reindirizzata sull'alimentazione, bensì viene dissipata sulla resistenza; inoltre il tempo che si impiega nella dissipazione con questo metodo è estremamente maggiore a quello impiegato ricaricando la sorgente.

Si passa ora alla descrizione del funzionamento del dispositivo facendo riferimento alla sola fase A.

Accendendo il mos T1 si determinerà l'aumento di corrente  $i_a$  sulla fase e conseguentemente si genererà ai suoi capi una tensione pari a Vdc. Lo spegnimento del mos invece, imporrà una diminuzione di energia per dissipazione su R, imponendo ai capi dell'avvolgimento una forza elettromotrice pari a  $-(I_p + \Delta i)R$  (tensione presente su R) di verso concorde con la tensione sorgente, in grado di polarizzare direttamente il diodo D1 e sostenere  $i_a$  nella stessa direzione.

Il voltaggio sulla fase quindi sarà di segno negativo rispetto a Vdc e pari al valore di tensione ai capi del resistore. Il ciclo PWM continuerà tramite il controllo ad isteresi che regolerà la corrente sulla fase entro i limiti imposti, fino a che il controllore non avrà rimosso il segnale di riferimento per la corrente.

Passando ora all'analisi di quanto riportato in figura 2.15, si osservino le forme d'onda relative alla configurazione R-dump, ricordando che nei periodi di conduzione dei mos, la tensione ai loro capi è idealmente nulla:

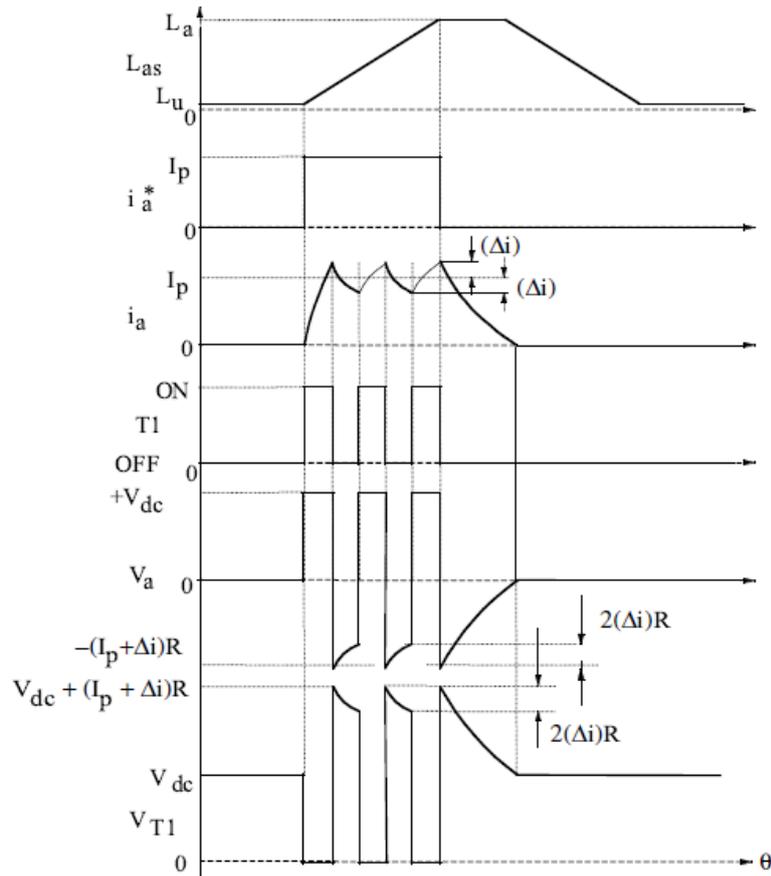


Figura 2.15 Forme d'onda del convertitore a singolo switch detto R-Dump

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$  oltre ai quali la corrente non deve andare. Il controllo su questo tipo di convertitore agisce unicamente sull'accensione e sullo spegnimento di T1.
- La quarta caratteristica mostra il periodo di conduzione dell'unico transistor dedicato alla fase A. Le commutazioni avvengono sino a che il controllore non rimuove il segnale di riferimento della corrente.

- La quinta forma d'onda evidenzia la tensione ai capi dell'avvolgimento durante le varie fasi di lavoro. Come si può notare, i salti di tensione vanno dal valore di sorgente  $V_{dc}$ , fase di conduzione del mos, al valore  $-(I_p + \Delta i)R$ , cioè la tensione presente ai capi del resistore durante l'interdizione di T1. Osservando la caratteristica, è chiaro che la tensione non passa dal valore zero, peculiarità che permette di avere una scarica più rapida, ma un maggior dispendio di potenza. I tratti di scarica che si possono vedere, rappresentano la lenta scarica della corrente sul resistore R che mantiene il valore all'interno del range del controllo ad isteresi.
- L'ultima forma d'onda mostra la tensione ai capi dell'interruttore di fase T1. Fuori dal transitorio di conduzione, ai capi del mos si avrà una tensione pari al valore di sorgente  $V_{dc}$ , mentre durante il ciclo PWM si alternerà una tensione nulla (mos On) e una tensione pari a  $V_{dc} + (I_p + \Delta i)R$  (mos Off). Come prima, il tratto di scarica presente durante l'interdizione del mos è dovuto alla corrente che dissipa sul resistore. Quando il controllore rimuoverà il segnale, l'energia si dissiperà lentamente su R fino a riportare il valore di tensione a  $V_{dc}$ .

### Scelta dei rating di tensione e di corrente per i componenti

Il **rating di tensione** su T1, una volta spento, sarà dato dalla somma del voltaggio di sorgente più la caduta sul resistore e diminuirà con il dissiparsi della corrente

$$V_{T1} = V_{dc} + i_a R$$

dove nell'istante di massima intensità

$$i_a = I_p + \Delta i$$

mentre nel transitorio di off sarà di default

$$V_{T1} = V_{dc}$$

Sarà d'obbligo perciò prestare attenzione al rating di potenza del componente anche per quanto riguarda quest'ultimo tratto al di fuori del ciclo PWM.

Come si può vedere dalla prima equazione, la scelta del resistore non determina solo la potenza da dissipare, ma anche il voltaggio sull'interruttore. Scegliere un valore basso di  $R$  significa incrementare il tempo di caduta della corrente, rischiando di farla perdurare sino alla zona di induttanza a pendenza negativa, generando una coppia negativa e quindi un abbassamento della coppia media del motore.

Scegliere invece un valore elevato di  $R$  vuol dire incrementare la caduta di tensione ai capi degli avvolgimenti e quindi ai capi di  $T1$ , diminuendo il tempo di scarica della bobina, ma aumentando le perdite di potenza che in questo convertitore sono già consistenti.

Il **rating di corrente** del diodo e dell'interruttore di potenza è possibile derivarlo tramite alcune assunzioni; l'interruttore  $T1$  deve condurre tutta la corrente di fase fino all'istante di spegnimento, dove si verifica il valore massimo di corrente.

Le forme d'onda di figura 2.16 prendono in considerazione una corrente di fase con un angolo di incremento di  $\theta_a$ .

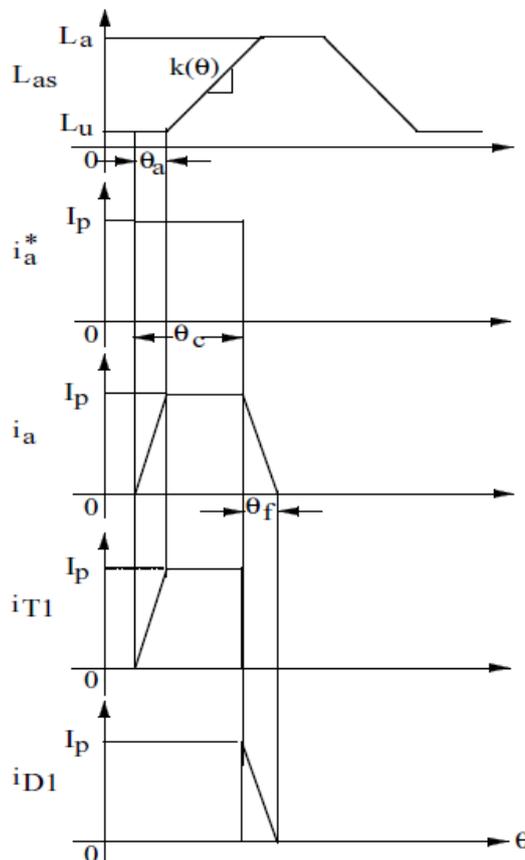


Figura 2.16 Forme d'onda del convertitore a singolo switch detto R-Dump con commutazioni PWM trascurate

Il comando di corrente viene mantenuto per il tratto rappresentato dell'angolo  $\theta_c$  con una intensità di corrente  $I_p$  che segue l'andamento di figura 2.16. Per rendere possibili le valutazioni del rating di corrente per i diodi e gli interruttori, le commutazioni del segnale PWM sono state trascurate, come si può vedere dalla caratteristica di  $i_a$  di figura 2.17.

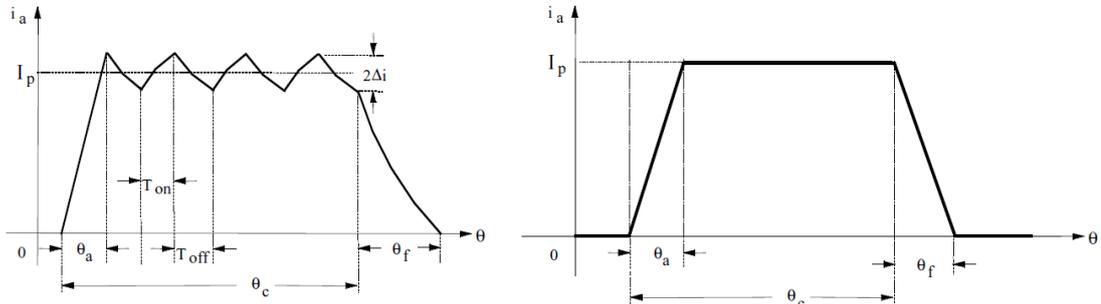


Figura 2.17 Forma d'onda della corrente sulla fase con commutazioni PWM trascurate

### Valutazione del valore efficace di corrente sull'interruttore T1

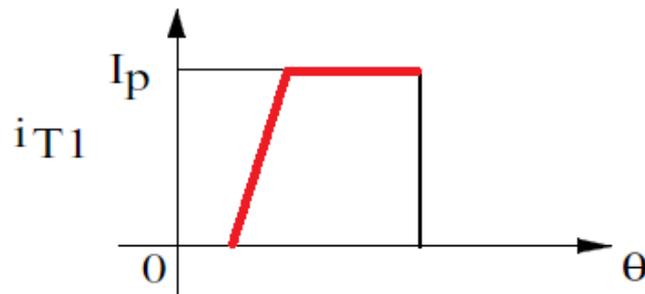


Figura 2.18 Caratteristica di corrente durante la conduzione di T1

Come si può vedere dalla figura 2.18, la corrente massima che scorre su T1 è approssimata ad  $I_p$  e il valore efficace è calcolabile come

$$I_T = I_p \sqrt{\frac{\theta_c}{\theta_{rp}} \left\{ 1 - \frac{2}{3} \cdot \frac{\theta_a}{\theta_c} \right\}}$$

dove  $\theta_{rp}$  è la larghezza del polo del rotore,  $\theta_a$  e  $\theta_c$  sono rispettivamente l'angolo di incremento della corrente per raggiungere il valore  $I_p$  e l'angolo di durata del comando di corrente necessario a raggiungere e mantenere il valore  $I_p$ , come esplicitato nella figura 2.16.

Nella formula precedente il rapporto fra gli angoli  $\frac{\theta_c}{\theta_{rp}}$  è detto  $Kc$  e il rapporto fra  $\frac{\theta_a}{\theta_c}$  è detto  $Ka$ . Per macchine costituite da due o quattro fasi, le due costanti hanno un range di valori dati da

$$0.2 \leq Kc \leq 0.6$$

$$0 \leq Ka \leq 0.4$$

### Valutazione di corrente sul diodo D1

Per calcolare la corrente circolante sul diodo è necessario tener conto anche del contributo presente durante il periodo di off del segnale PWM. Infatti non si avrà un valore fisso, ma un valore delimitato dalla finestra di isteresi in quanto non è più possibile trascurare le commutazioni del segnale.

Assumendo di lavorare con un'induttanza a pendenza lineare rispetto la posizione del rotore e trascurando la mutua induttanza fra le fasi, le equazioni relative la fase A saranno

$$R_s i + \omega_m i k(\theta) + L \frac{di}{dt} = V_{dc} \quad \text{per il periodo di on}$$

$$R_s i + R_i + \omega_m i k(\theta) + L \frac{di}{dt} = 0 \quad \text{per il periodo di off}$$

dove  $k(\theta)$  è il tasso di variazione dell'induttanza in funzione della posizione del rotore e  $R_s$  è la resistenza parassita della fase.

Durante il periodo di On, grazie al controllo ad isteresi, si ha

$$\frac{di}{dt} \cong \frac{2\Delta i}{T_{on}}$$

mentre durante il periodo di Off

$$\frac{di}{dt} \cong -\frac{2\Delta i}{T_{off}}$$

Sostituendo queste ultime due equazioni nelle precedenti e considerando un valore medio di corrente pari a  $I_p$ , il duty cycle  $d_1$  può essere calcolato come

$$d_1 = \frac{I_p [R_s + R + \omega_m k(\theta)]}{V_{dc} + R I_p}$$

dove

$$d_1 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T_c} = t_1 f_c$$

$f_c$  è la frequenza portante del segnale PWM.

Per il tratto  $\theta_c - \theta_a$  questo duty cycle può essere considerato come una media. Quindi il valore medio di corrente sul diodo è ottenibile come

$$I_d = I_p \{k_c(1 - k_a)(1 - d_1) + 0.982k_f\}$$

con

$$k_f = \frac{\theta_f}{\theta_{rp}}$$

Questo valore di corrente trovato comprende anche la caduta di corrente di durata  $\theta_f$ .

La corrente di commutazione si presuppone diminuisca del 2% rispetto a  $I_p$  entro quattro volte la costante di tempo  $\tau_f$  data da

$$\tau_f \cong \frac{L_a}{R_s + R}$$

L'angolo di caduta della corrente  $\theta_f$  lo posso scrivere come

$$\theta_f = \omega_m t_f = \omega_m (4\tau_f) = 4\omega_m \tau_f$$

Il rating di corrente del diodo è derivato dall'angolo di incremento di conduzione e di caduta della corrente e dal duty cycle medio.

In corrispondenza della velocità più bassa di pilotaggio del motore si ottiene il valore di duty cycle  $d_1$  minimo, per il quale ha luogo la massima corrente sul diodo, ovvero il rating.

L'angolo di incremento della corrente è calcolato assumendo che l'induttanza all'inizio assume il valore  $L_u$ , cioè il valore minimo.

$$\theta_a = \omega_m \tau_u \ln \frac{1}{1 - \frac{I_p R_s}{V_{dc}}} \quad [rad]$$

dove la costante di tempo di disallineamento del rotore  $\tau_u$  è data da

$$\tau_u = \frac{L_u}{R_s} \quad [s]$$

Il tempo di crescita della corrente normalizzata rispetto alla costante di tempo di disallineamento è

$$\frac{t_a}{\tau_u} = \frac{\theta_a}{\omega_m \tau_u} = \ln \frac{1}{1 - \frac{I_{pn} R_{sn}}{V_{dcn}}} \quad [p.u.]$$

come si può vedere nella figura 2.19 per l'utilizzo di progettazione

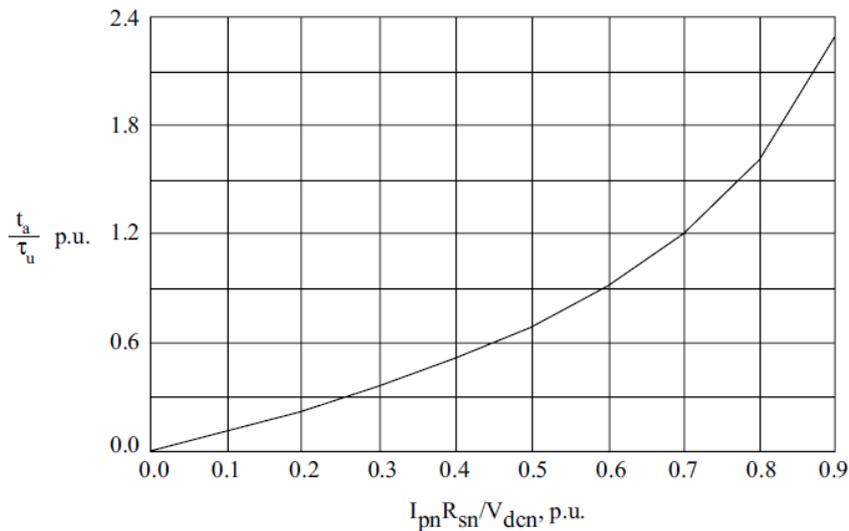


Figura 2.19 grafico normalizzato per il tempo di incremento della corrente di fase

### Rating del resistore di dump

Il calcolo del valore efficace di corrente sul diodo è indispensabile ai fini di ottenere il rating di potenza veritiero del resistore di dump.

Il valore efficace di corrente sul diodo vista in precedenza è

$$I_D = I_p \sqrt{(1 - d_1) k_c (1 - k_a) + \frac{1}{2} k_f}$$

e la potenza sul resistore di dump è

$$P = qI_D^2 R$$

tale valore è massimo quando il duty cycle è minimo, cioè a velocità  $\omega_m$  minima di rotazione e con un valore di corrente pari a  $I_p$ .

La scelta di R è basata sul massimo voltaggio ai capi dello switch e del diodo, sul tempo di caduta della corrente e sulla dissipazione di potenza.

## Convertitore bifilare

Questa configurazione di convertitore (figura 2.20) rientra nella categoria "q switch", dalla quale differisce tuttavia per la sua capacità di ricaricare la sorgente, riducendo le perdite e migliorando l'efficienza.

La rigenerazione della sorgente avviene grazie alla presenza di avvolgimenti bifilari, cioè avvolgimenti formati da due conduttori distinti, isolati uno rispetto all'altro e percorsi da corrente in verso opposto (principio del trasformatore). Le polarità dei due avvolgimenti risultano contrarie in quanto la corrente che scorre sul primo deve, attraverso la legge di Faraday, indurre una corrente di verso opposto sul secondo.

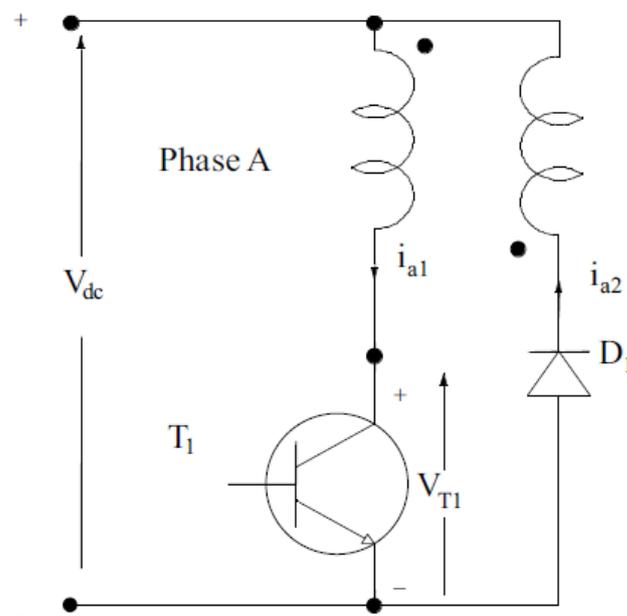


Figura 2.20 Circuito raffigurante il convertitore a tipologia bifilare

Per comprendere al meglio il funzionamento del circuito vanno ricordati alcuni semplici principi che descrivono il trasformatore ideale rappresentato in figura 2.21.

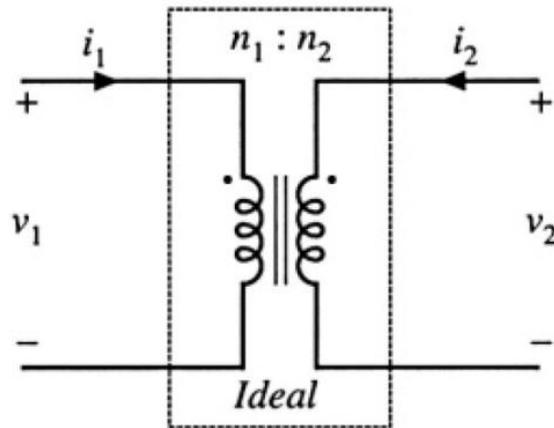


Figura 2.21 Rappresentazione di un trasformatore ideale

A seguito di una corrente in ingresso all'avvolgimento primario (quello di sinistra) si genera ai suoi capi una fem indotta e quindi una variazione di flusso, che a sua volta induce sull'avvolgimento secondario una seconda fem e un relativo flusso di corrente.

Le equazioni che regolano il trasformatore sono principalmente due:

$$1) n_1 i_1 = -n_2 i_2$$

$$2) V_1 = n_1 \frac{d\theta}{dt} \quad e \quad V_2 = n_2 \frac{d\theta}{dt}$$

dove  $n_1$  e  $n_2$  rappresentano il numero di spire negli avvolgimenti.

La prima equazione considerando le polarità del convertitore bifilare in studio diviene

$$n_1 i_1 = n_2 i_2$$

mentre la seconda equazione, considerando lo stesso flusso su entrambi gli avvolgimenti, diviene

$$\frac{V_{dc}}{n_1} = \frac{V_{dc}}{n_2}$$

Il convertitore opera quindi in questa maniera:

a seguito dell'accensione di T1, la corrente scorrerà e caricherà il primo avvolgimento inducendo ai suoi capi una tensione  $V_{dc}$  pari alla tensione sorgente. Il controllo ad isteresi agirà come di consueto sul mos affinché la corrente sia limitata all'interno di un

range attiguo al valore  $I_p$ . La scarica di corrente, durante le regolazioni, avviene grazie alla fem indotta sul primo avvolgimento, la quale polarizza il diodo e permette alla corrente indotta sul secondo avvolgimento di scaricarsi verso la sorgente.

Le forme d'onda in figura 2.22 mostrano nel dettaglio il funzionamento del convertitore.

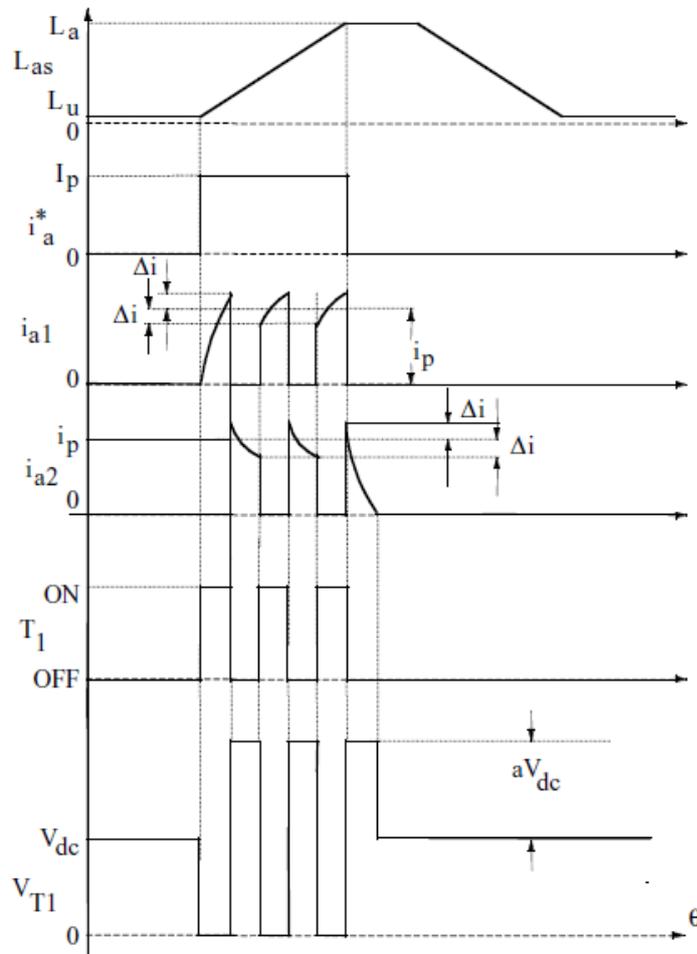


Figura 2.22 Forme d'onda del convertitore a tipologia bifilare

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra l'andamento di corrente sull'avvolgimento primario. La fase di scarica, dovuta al controllo ad isteresi, non è effettuata

sull'avvolgimento stesso, ma viene trasferita sul secondario che, a seguito della polarizzazione del diodo, rigenera direttamente la sorgente.

- La quarta forma d'onda, mostra il periodo di scarica della corrente presente sul trasformatore durante il ciclo PWM gestito dal mos T1.
- La quinta forma d'onda mostra il periodo di conduzione dell'unico transistor dedicato alla fase. Le commutazioni avvengono sino a che il controllore non interrompe il segnale di riferimento di corrente.
- La quinta forma d'onda descrive la differenza di potenziale ai capi dell'interruttore di potenza. Durante il transitorio di off, ai capi di T1 è sempre presente la tensione di sorgente  $V_{dc}$ , ma a seguito del comando di corrente fornito dal controllore, si alternerà una tensione pari a zero, durante la fase di conduzione del mos e una tensione proporzionale al numero di spire  $aV_{dc}$  (vedi sotto la definizione) durante la fase di interdizione.

Durante il periodo di interdizione del mos, la tensione ai capi dell'avvolgimento secondario è pari alla tensione  $V_{dc}$  di sorgente, mentre la tensione riflessa sull'avvolgimento principale dipende dal rapporto spire  $aV_{dc}$ .

Per poter calcolare quest'ultimo termine, si deve richiamare il concetto di "rapporto spire", ovvero la relazione tra il numero di spire presenti nell'avvolgimento primario, e quelle presenti sull'avvolgimento secondario. Tale rapporto è definito con il termine  $a$ .

$$a = \frac{n_1}{n_2}$$

Il voltaggio sull'interruttore di potenza è definito come

$$V_{t1} = V_{dc} + aV_{dc}$$

come si può vedere dall'ultima forma d'onda di figura 2.22.

La tecnologia bifilare presenta quindi un neo per quanto riguarda la tensione ai capi degli switch, come dimostra il voltaggio  $V_{t1}$  che può raggiungere valori anche molto superiori a quello d'alimentazione.

La potenza dissipata da un convertitore che adotta questa tecnologia bifilare non differirà significativamente da quella dissipata dal modello a due switches per fase.

Questa configurazione inoltre per poter funzionare necessita dell'avvolgimento bifilare. Tale soluzione non solo non risulta essere economica e funzionale per motori di grosse

dimensioni, ma prevede inoltre un ingombro eccessivo riducendo la densità di potenza dell'unità SRM.

### Convertitore split dc supply detto anche convertitore Buck

Il convertitore split dc supply appartiene alla famiglia dei convertitori "q switch" per fase e in maniera analoga al circuito precedente, garantisce la rigenerazione della sorgente. Come suggerito dal nome, presenta un limite che consiste nella divisione in più parti della tensione di sorgente in funzione del numero di fasi (figura 2.23).

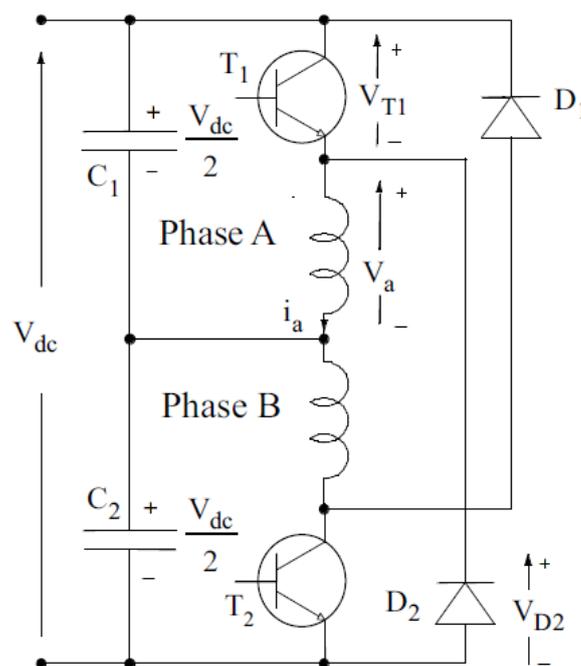


Figura 2.23 Circuito raffigurante il convertitore Split DC supply

Facendo riferimento alla figura sopra, il funzionamento avrà inizio con l'accensione del transistor T1 che permetterà alla fase A di caricarsi. La corrente seguirà il percorso definito dal mos T1, dalla bobina A e dalla capacità C1.

Come di consueto il controllo ad isteresi regolerà il valore di corrente sulla fase. Una volta spento il primo switch, la corrente continuerà a scorrere sulla fase A, sulla capacità C2 e sul diodo D2. Durante questo processo l'energia si trasferirà dalla fase A al condensatore C2, caricandolo e facendo esaurire rapidamente il transitorio.

Per quanto riguarda la tensione sulla fase, sarà pari a  $\frac{V_{dc}}{2}$  quando il transistor T1 risulterà acceso, mentre varrà  $-\frac{V_{dc}}{2}$  una volta spento T1.

Come detto ad inizio trattazione, il voltaggio ai capi del transistor acceso è idealmente trascurabile, mentre sarà pari a  $V_{dc}$  nel caso in cui sia spento, imponendo un rating di voltaggio per il mos almeno pari alla tensione di alimentazione.

Quando il controllore interrompe il segnale di corrente,  $i_a^*$  va a zero e il transistor T1 viene spento a prescindere dal valore di corrente  $i_a$  che si ha sulla fase. Quando anche la corrente sull'avvolgimento sarà scesa a zero allora la tensione ai capi di T1 scenderà a  $\frac{V_{dc}}{2}$  e così anche il voltaggio su D2.

Con questa configurazione di convertitore è necessario scegliere con cura le due capacità C1 e C2 e bilanciare le tensioni su di esse scegliendo sempre un numero pari di fasi.

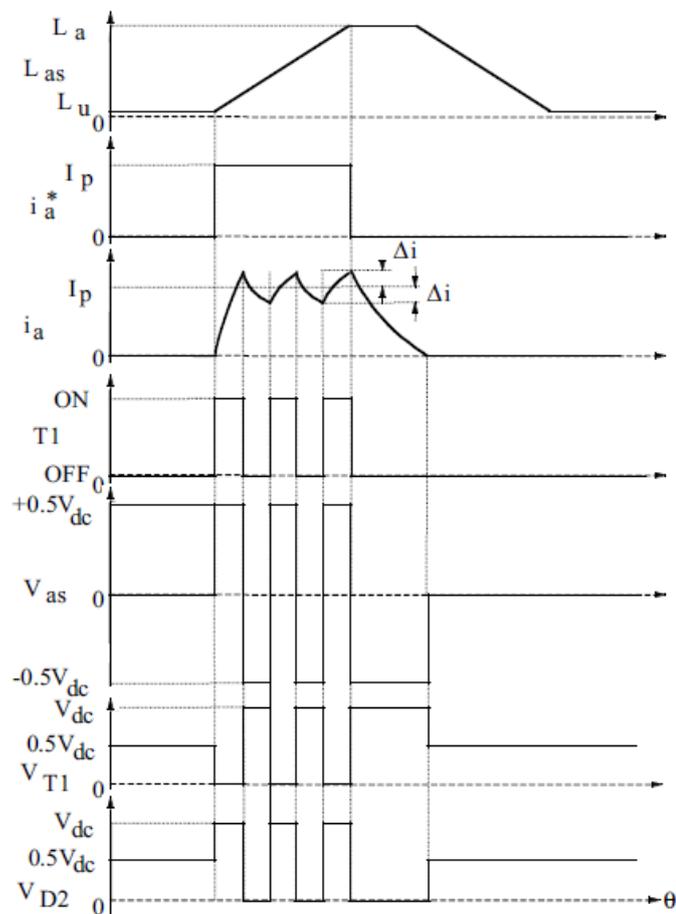


Figura 2.24 Forme d'onda del convertitore Split DC supply

Le forme d'onda in figura 2.24, mostrano nel dettaglio il funzionamento del convertitore, con una tensione pari a zero ai capi del mos durante la fase di conduzione.

Descrivendone ora le caratteristiche dall'alto al basso:

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$  oltre ai quali la corrente non deve andare. Il controllo su questo tipo di convertitore agisce unicamente sull'accensione e sullo spegnimento di T1.
- La quarta forma d'onda, mostra il periodo di conduzione del mos T1 che perdurerà sino a che il controllore non interromperà il segnale di riferimento di corrente.
- La quinta forma d'onda descrive la differenza di potenziale ai capi della fase. Come si può notare durante le commutazioni in On del mos T1 la tensione ai capi della fase sarà pari a  $\frac{V_{dc}}{2}$ , dovuto alla partizione della tensione di sorgente, mentre varrà  $-\frac{V_{dc}}{2}$  durante le commutazioni in off, in quanto la corrente circola sul condensatore C2, caricandolo.
- La sesta forma d'onda mostra la tensione ai capi dell'interruttore di fase. Esso sarà sottoposto ad una differenza di potenziale pari a  $\frac{V_{dc}}{2}$  (dovuta alla tensione ai capi del condensatore) durante il transitorio di off, mentre durante il ciclo PWM, alternerà una tensione pari a zero per le commutazioni in On di T1 e una tensione pari a Vdc per le commutazioni in Off (l'ultimo valore Vdc è dato dalla somma della tensione su C1  $\frac{V_{dc}}{2}$  e la tensione sulla capacità C2  $\frac{V_{dc}}{2}$ )
- L'ultima forma d'onda mostra la tensione ai capi del diodo D2. Esso come il mos T1, è sottoposto ad una tensione pari a  $\frac{V_{dc}}{2}$  durante il transitorio di off, mentre durante il ciclo PWM alternerà una tensione pari a Vdc durante la conduzione del mos (dovuta alla somma della tensione sul condensatore C1 più la tensione sul condensatore C2) e una tensione nulla durante la sua conduzione.

Per quanto riguarda le ultime tre forme d'onda descritte, l'ultima commutazione del ciclo PWM persiste sino a quando la corrente di fase non si sarà definitivamente esaurita.

### Convertitore a q interruptori e 2q diodi

Rientra nella categoria "q switch", ma come si vedrà in seguito, necessita dell'utilizzo simultaneo di una coppia di interruptori di potenza per poter energizzare un avvolgimento. Grazie alla presenza dei diodi di scarica e non, questa versione permette la rigenerazione della sorgente.

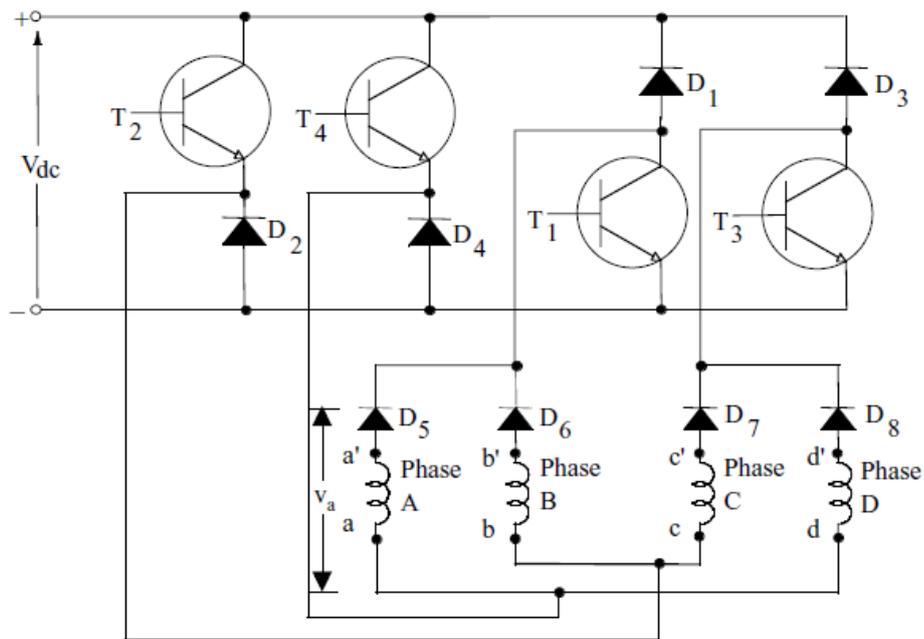


Figura 2.25 Circuito raffigurante il convertitore a Q interruptori e 2Q diodi (Q rappresenta il numero di fasi)

I diodi D1, D2, D3 e D4, sono diodi a commutazioni rapida, adibiti al ricircolo di corrente durante le fasi di scarica. Essi devono indirizzare l'energia verso la sorgente per evitare la sovrapposizione di correnti sulle fasi; i diodi D5, D6, D7 e D8, sono diodi comuni a commutazioni più lente, i quali impediscono unicamente la circolazione di corrente nel verso opposto sulle bobine.

Il funzionamento è il seguente. La carica della fase A avviene attraverso l'accensione degli interruptori T1 e T4; quando la corrente supera il valore di riferimento  $i_a^*$  di un gap

superiore alla finestra di isteresi  $\Delta i$ , i due interruttori vengono spenti simultaneamente (seconda strategia).

In questo modo si permette la polarizzazione dei diodi D1 e D4, essendo sottoposti alla differenza di potenziale fra la tensione di sorgente e quella di fase.

Il voltaggio sulla fase, a sua volta cambierà polarità divenendo  $-V_{dc}$ , iniziando il trasferimento di energia verso la sorgente; la corrente perciò trasferirà energia tramite il diodo D4, fase A, D5 e D1 per terminare sull'alimentazione dc che permetterà una veloce scarica.

Questo metodo utilizza la seconda strategia citata ad inizio trattazione riguardo la scarica del convertitore asimetrico e, come detto, la scarica avviene in minor tempo, ma con perdite notevoli sui componenti.

E' possibile ovviare a questo limite adottando la terza strategia, che consiste nello spegnimento alternato di un solo transistor per volta, in maniera da ridurre le variazioni di corrente fra i cicli di switching ed, inoltre, usurando in minor modo i componenti di potenza.

Esempio di funzionamento. Con la corrente ancora presente sulla fase A, se la fase B è la fase successiva da dover caricare, si dovranno accendere i transistor T1 e T2.

L'accensione di T1 disabiliterà automaticamente il diodo D1 e la scarica di corrente proveniente dalla fase A sarà indirizzata su D5, T1 e infine sul diodo di ricircolo D4, riducendo gradualmente la corrente sulla fase A a zero.

Come in ogni strategia, l'utilizzo della terza oppure della seconda, comporta ad ogni modo pregi e difetti. Si può scegliere di avere una scarica rapida con un'importante sollecitazione dei componenti o un transitorio più lento che permette di risparmiare stress agli interruttori, ma rallenta la scarica della corrente.

Quest'ultima particolarità non è da sottovalutare in quanto una sovrapposizione di corrente implica la non indipendenza del controllo delle fasi e quindi delle correnti su di esse.

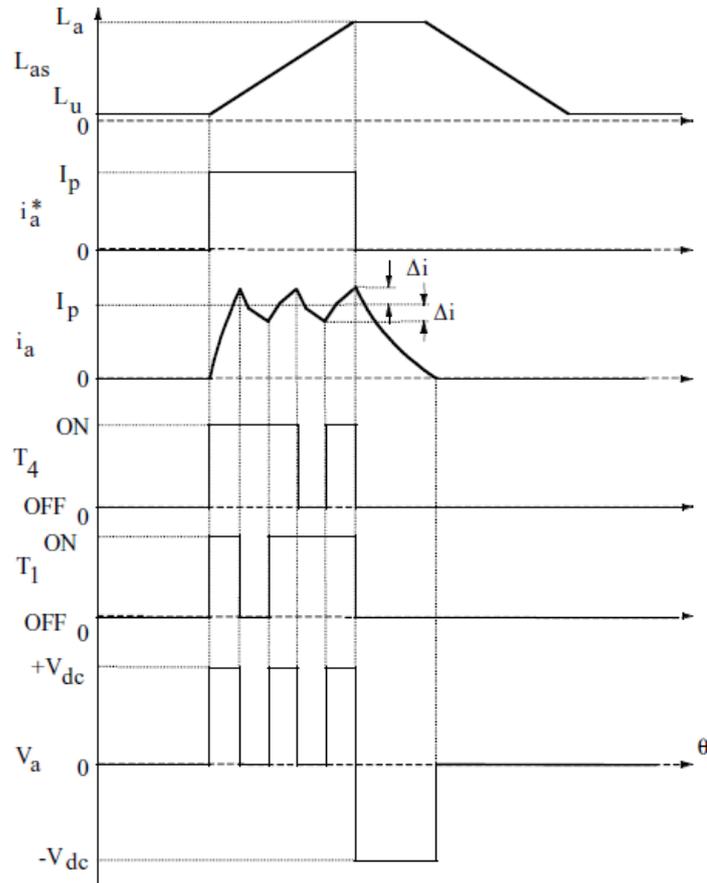


Figura 2.26 Forme d'onda del convertitore Q mos e 2Q diodi (prima strategia)

Facendo riferimento alla figura 2.26, le forme d'onda raffigurate mostrano nel dettaglio il funzionamento del convertitore. Come di consueto, durante la fase di conduzione si assume una tensione pari a zero ai capi dei mos. Descrivendo le caratteristiche dall'alto al basso:

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e  $(I_p - \Delta i)$ .

- La quarta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor T4 dedicato alla fase A. Come è possibile notare confrontando questa caratteristica con la successiva, si è scelto di seguire la terza strategia. Le commutazioni avvengono sino a che il controllore non interrompe il segnale di corrente.
- La quinta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor T1 dedicato alla fase A. Come per il transistor T4 le commutazioni avvengono sino a che il controllore non interrompe il segnale di corrente.
- La sesta forma d'onda mostra la tensione ai capi dell'interruttore di fase, durante il ciclo PWM esso sarà sottoposto ad una differenza di potenziale pari a  $V_{dc}$ , durante la conduzione di entrambi i mos, e una tensione pari a 0 durante l'interdizione di uno dei due. Terminato il segnale di corrente del controllore, i due mos saranno spenti definitivamente facendo entrare in conduzione i due diodi di scarica che porteranno la tensione di fase a  $-V_{dc}$ , sino a quando tutta la corrente immagazzinata non sarà stata dissipata verso la sorgente.

E' bene sottolineare che la tensione sulla fase in merito, grazie all'utilizzo della terza strategia di switching, passa dal valore a 0, indice d'aumento di efficienza e di diminuzione di potenza dissipata.

### **Rating di corrente e rating di tensione per i componenti del q switch**

Sebbene questo convertitore utilizzi solo quattro interruttori per gestire quattro fasi, ognuno di essi conduce la corrente di due fasi. Quindi il rating di corrente sarà

$$I_{max} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

dove  $I_p$  rappresenta il valore di picco ideale della corrente di fase (assumendo che la corrente sia un unico blocco rettangolare).

Il rating di tensione dei componenti, invece è pari al valore di alimentazione  $V_{dc}$ .

Il rating di corrente elevato, l'impossibilità di lavorare con un numero dispari di fasi o con più avvolgimenti in contemporanea senza imbattersi nella limitazione dell'indipendenza delle correnti, restringe l'applicabilità di questo convertitore nella pratica.

## Convertitore a $q$ interruptori e $2q$ diodi con controllo di fase indipendente

Si va ora ad introdurre una nuova configurazione in grado di eliminare i problemi riscontrati nel convertitore sopra descritto. La configurazione mostrata in figura 2.27 prevede una variante rispetto al convertitore di figura 2.25 e consiste nell'aggiunta di  $q$  diodi ( $D_c$ ,  $D_b$  e  $D_a$ ) e altrettante capacità sulla linea di alimentazione.

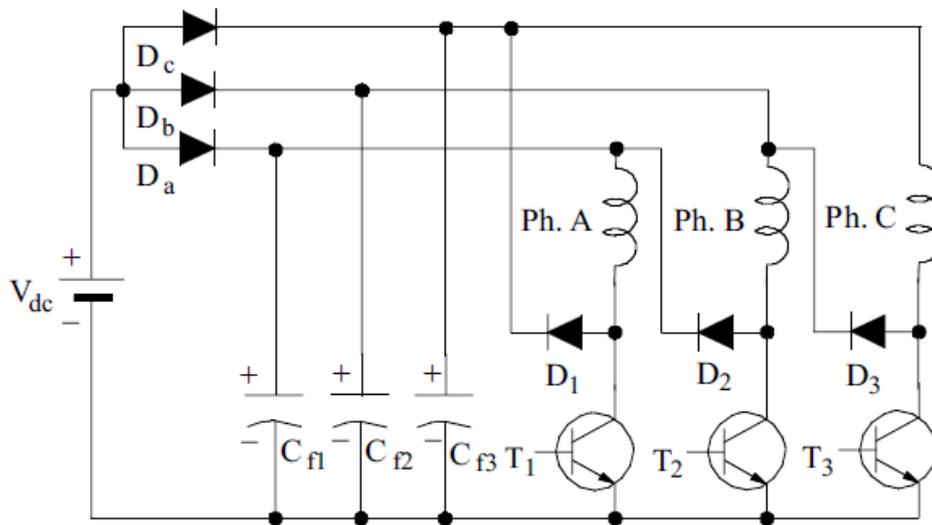


Figura 2.27 Convertitore a  $Q$  interruptori e  $2Q$  diodi con indipendenza di controllo

I diodi  $D_a$ ,  $D_b$  e  $D_c$  introdotti possono essere di tipologia a scarica lenta siccome non devono contribuire al deflusso dell'energia accumulata sulla fase; essi servono unicamente a indirizzare la sorgente continua sulla bobina che richiede l'energizzazione.

Il funzionamento rispetto la sola fase A è il seguente:

Per eccitare la bobina è necessario attivare il transistor  $T_1$  e come di consueto una volta che la corrente supera il limite prestabilito dalla finestra di isteresi, viene spento. Tolta l'alimentazione al mos, la corrente immagazzinata nella fase carica, percorrerà il circuito definito dal diodo  $D_1$  e la capacità  $C_{f3}$ , trasferendo gran parte dell'energia sulla capacità stessa che incrementerà il suo voltaggio sino oltre il valore di sorgente, ma comunque mai sopra  $2V_{dc}$ .

Il valore di tensione ai capi della fase in esame durante il ciclo PWM con  $T_1$  interdetto e corrente di fase non nulla, è dato dalla differenza fra il voltaggio della sorgente  $V_{dc}$  e il voltaggio su  $C_{f3}$  che, durante la scarica, sarà negativo rispetto la sorgente.

Quando il livello di corrente sarà di nuovo pari al valore minimo d'isteresi, il mos  $T_1$  verrà riaccessato.

Questo processo perdurerà per tutto il ciclo PWM sino a che il controllore non interromperà il segnale di corrente, spegnendo definitivamente T1.

L'energia immagazzinata nella capacità Cf3 durante la fase operativa dell'avvolgimento A, verrà esaurita durante la carica della fase C. Questo accade perché il voltaggio sulla capacità, essendo maggiore di Vdc, polarizza inversamente il diodo Dc permettendo la carica della fase C solo da parte del condensatore Cf3. Fino a quando il voltaggio sulla capacità sarà maggiore di quello di sorgente, si avrà quindi una rapida crescita di corrente sulla fase e un'efficienza maggiore della macchina. Una volta che la tensione sulla capacità Cf3 andrà sotto la tensione di sorgente, la fase C acquisirà energia direttamente dalla sorgente.

Al contrario dei modelli precedenti questa configurazione, che utilizza comunque un solo switch per fase, non incappa negli svantaggi visti in precedenza, poiché garantisce il controllo indipendente della corrente sulle fasi e migliora l'efficienza del circuito.

L'energia trasferita al condensatore in parallelo all'alimentazione, durante il controllo ad isteresi, è utilizzata per ottenere una risposta di corrente più rapida, con il risultato di una coppia dinamica più veloce e maggior controllo di velocità del motore.

L'aggiunta dei q diodi e dei (q-1) condensatori, (ottenuti dalla divisione del condensatore di sorgente continua in q capacità dello stesso valore) non può che essere un aspetto negativo per quanto riguarda i costi di produzione e il packaging del convertitore.

Inoltre l'incapacità della macchina di fornire una tensione nulla ai capi della fase, genera ingenti perdite dovute alle variazioni di tensione ed elevato rumore acustico durante la fase di lavoro.

Il rating di tensione che definisce la scelta dei mos e dei diodi D1, D2 e D3 è 2Vdc e ciò incrementa altresì il rating di potenza del convertitore.

Infine per connettere il convertitore all'unità SRM servono necessariamente 2q terminali, quando in genere per i convertitori a singolo mos di fase ne sono richiesti (q+1), ciò incrementa il costo della macchina e il lavoro di assemblaggio.

## 2.3 Famiglia di convertitori a (q+1) diodi e switch

### Convertitore in configurazione equal sharing

Questa famiglia presenta un diodo e un transistor in più del numero di fasi con cui si è scelto di lavorare. Come si vede da figura 2.28, grazie alla capacità di condivisione degli interruttori, la tipologia q+1 diviene applicabile ad un motore con un qualsiasi numero di fasi, ma pone limitazioni sul controllo di corrente nel caso in cui più avvolgimenti lavorassero simultaneamente. Ad esempio, lavorando con un sistema a quattro fasi, solamente due potranno lavorare in modo indipendente, mentre le rimanenti saranno costrette a condividere un interruttore di potenza.

Se si prendono in considerazione le fasi A, B e C di figura 2.28, è possibile verificare quanto detto, in quanto i componenti T2, T3, D2 e D3 condividono due correnti di fase durante il periodo di carica e scarica.

Questa caratteristica oltre a limitare l'indipendenza di controllo di fase, aumenterà il rating di corrente dei componenti.

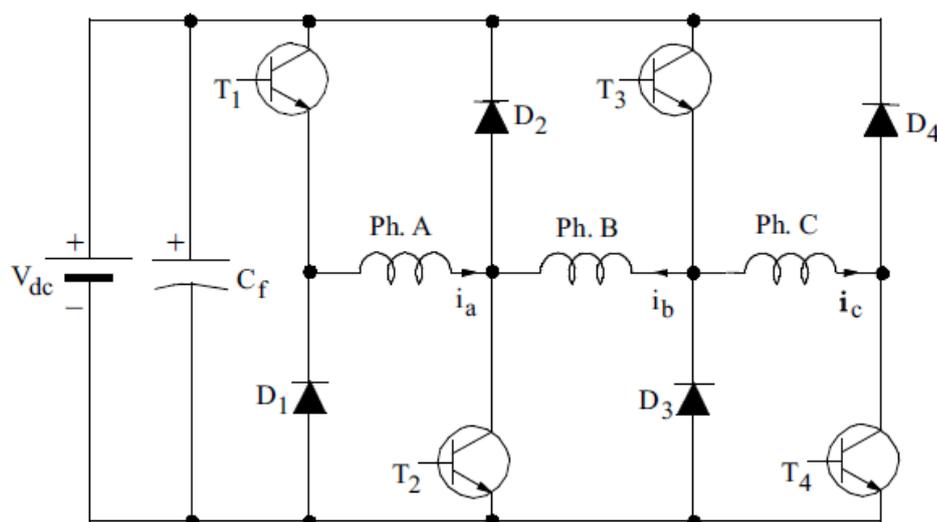


Figura 2.28 Convertitore a q+1 interruttori e q+1 diodi (q rappresenta il numero di fasi)

Focalizzandosi sulla sola fase A per capirne il funzionamento, essa viene energizzata tramite l'accensione degli interruttori T1 e T2. Una volta che  $i_a$  supera il valore limite impostato dal controllo ad isteresi, la regolazione della corrente può avvenire tramite l'utilizzo della terza strategia o tramite l'utilizzo della seconda.

La prima scelta impone lo spegnimento di un transistor per volta, ad esempio spegnendo T1 l'energia in esubero sarà portata a dissiparsi attraverso D1 e T2, mentre spegnendo T2 l'energia si scaricherà attraverso D2 e T1. La seconda strategia impone invece di spegnere sia T1 che T2 portando ad avere  $-V_{dc}$  ai capi della fase, motivo della scarica.

Terminato il ciclo PWM i mos verranno spenti entrambi.

Facendo l'esempio in cui la fase A risulti carica e la si volesse scaricare, mentre la fase B venisse caricata, si dovrà spegnere T1, lasciare invariato T2 e accendere T3.

In seguito, ai capi dell'avvolgimento commutato si avrà una tensione pari a 0 volt e su quello caricato una tensione pari alla sorgente  $+V_{dc}$ .

Come già detto più volte si preferirebbe avere  $-V_{dc}$  sulla fase commutata per garantire una rapida dispersione dell'energia da essa, ma questo non è possibile in questa configurazione in quanto metà degli avvolgimenti presenti condividono interruttori.

Inoltre va ricordato che il ricircolo sulla fase A dovuto al percorso formato dal diodo D1 e dal transistor T2 ancora polarizzati, prolungherà la conduzione di corrente su di essa, tale effetto potrebbe portare alla rigenerazione di una forza magnetomotrice non trascurabile e quindi ad una diminuzione di coppia elettromagnetica media.

La rigenerazione della sorgente sarà possibile unicamente quando le fasi che godono di un controllo indipendente, vengono commutate definitivamente alla fine del ciclo PWM.

## Convertitore C-dump

Il circuito mostrato in figura 2.29 prende il nome di convertitore C-dump e all'interno del modello che verrà presentato è inserito un circuito chopper di rigenerazione, grazie al quale sarà possibile risolvere il problema della ricarica della sorgente.

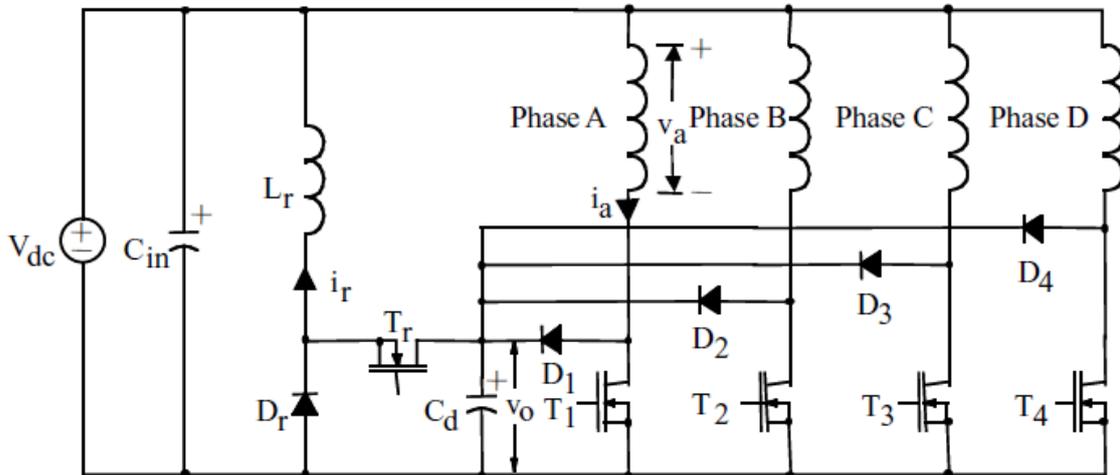


Figura 2.29 Circuito raffigurante il convertitore C-Dump con circuito di rigenerazione

Il funzionamento è il seguente. L'energizzazione della fase A avviene con l'accensione del transistor  $T_1$  e una volta che la corrente di fase avrà superato il limite prestabilito dal controllo ad isteresi verrà riportato nello stato off. Con il transistor  $T_1$  spento e la fase carica si avranno le condizioni necessarie ad abilitare il diodo  $D_1$  polarizzandolo direttamente; ciò permetterà all'energia presente sulla bobina di scaricarsi sul condensatore  $C_d$ , il quale incrementerà la tensione ai suoi capi. L'accumulo di energia sul condensatore diminuirà la corrente sulla fase A e quando essa sarà scesa al disotto della finestra d'isteresi  $\Delta i$  sarà possibile riaccendere il transistor  $T_1$ .

Una volta che la fase dovrà commutare in maniera definitiva, si terrà spento  $T_1$  fino a quando il transitorio non richiederà di caricare nuovamente la fase A. L'energia magnetica contenuta nell'avvolgimento verrà in gran parte trasferita sulla capacità  $C_d$ , come durante il ciclo PWM, e in parte convertita in energia meccanica.

Lo stesso procedimento si ha per tutte le fasi del convertitore; l'energia magnetica immagazzinata nelle bobine durante le fasi di carica viene parzialmente deviata sul condensatore di dump  $C_d$  (condensatore addetto alla scarica).

Per recuperare tale energia e dirigerla verso la sorgente dc, si utilizza il circuito chopper a singolo quadrante composto dai componenti  $T_r$ ,  $L_r$  e  $D_r$ , che è possibile vedere in parallelo alla sorgente  $V_{dc}$  in figura 2.29.

Seppur questo modello abbia un numero minimo di interruttori come quello precedente, viene garantito il controllo indipendente delle correnti di fase. Lo svantaggio principale è che la corrente di commutazione, durante la fase di scarica, è limitata dalla differenza di potenziale fra  $v_0$  (tensione ai capi del condensatore  $C_d$ ) e dalla tensione di sorgente  $V_{dc}$ . Infatti, essendo  $-(v_0 - V_{dc})$  la tensione ai capi della fase che si sta scaricando, si preferirebbe avere il modulo di tale tensione il più elevato possibile.

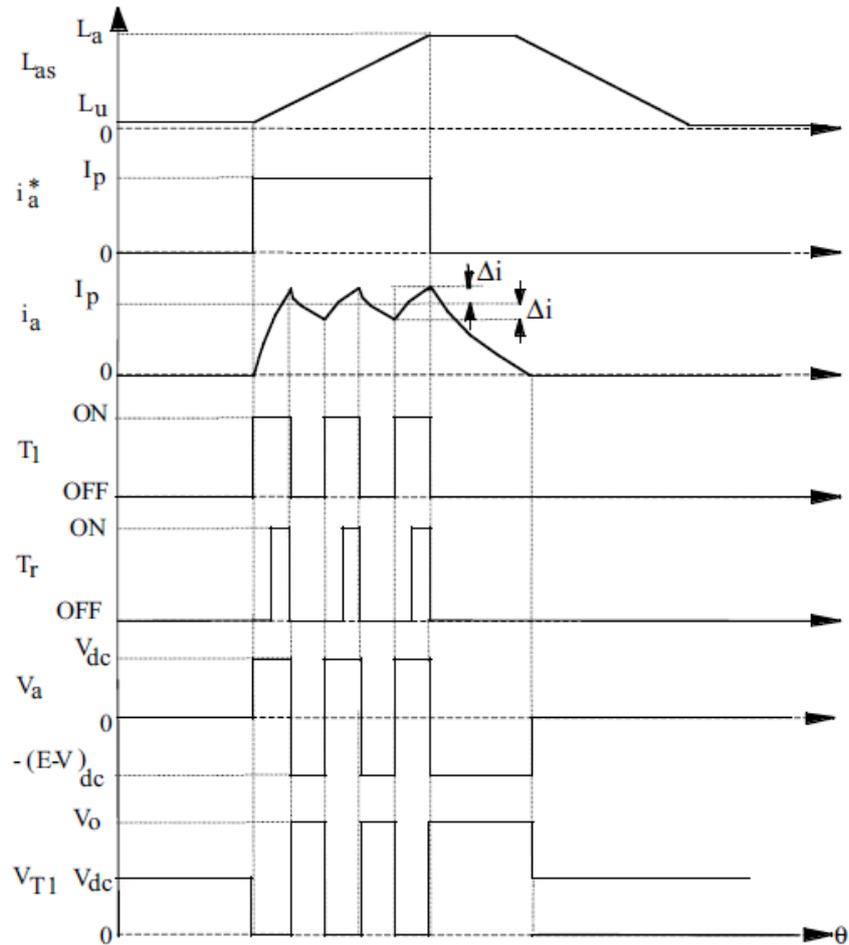
Chiaramente se si intendesse diminuire il tempo di scarica occorrerebbe aumentare il valore di  $v_0$ , procedura che richiede un'attenta analisi in quanto si andrebbe ad incrementare il rating di tensione dei componenti di potenza.

In aggiunta al calo di efficienza dovuto all'incremento di tensione  $v_0$ , si deve tenere in considerazione l'energia circolante fra  $C_d$  e la sorgente, in grado di generare ulteriori perdite sui componenti del circuito chopper.

Per quanto riguarda il funzionamento del circuito di recupero, il mos  $T_r$  viene attivato solamente quando  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  o  $T_4$  conducono, in maniera tale da evitare il libero defluire della corrente di fase.

L'accensione di  $T_r$  polarizza il diodo  $D_r$  che collega il circuito con la fase  $L_r$ . L'energia immagazzinata sul condensatore  $C_d$  verrà quindi pilotata sulla bobina  $L_r$  che ricaricherà la sorgente.

La fine degli impulsi di controllo a  $T_r$  avviene in concomitanza con lo spegnimento di tutti gli interruttori di fase. Tali impulsi di controllo sono generati tramite la comparazione di un valore di riferimento di tensione attribuita alla capacità  $C_d$  e il valore effettivo di  $v_0$ , con l'aggiunta di una finestra di isteresi utile a minimizzare l'azione di switching di  $T_r$  altresì troppo sensibile. Il principio è lo stesso del sistema di feedback atto al controllo di corrente sulla fase.



**Figura 2.30** Forme d'onda del convertitore C-Dump  
(E rappresenta la media del fem indotte nella fase durante la conduzione)

Le forme d'onda in figura 2.30 mostrano nel dettaglio il funzionamento del convertitore, come detto si assume una tensione pari a zero ai capi del mos durante la fase di conduzione. Descrivendo le forme d'onda dall'alto al basso:

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva, ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.
- La seconda forma d'onda mostra il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), che impone un ipotetico valore di corrente  $I_p$  costante.
- La terza forma d'onda, mostra il valore reale di corrente sulla fase, monitorato dall'apparato di feedback che presenta una finestra di isteresi di valore  $(I_p + \Delta i)$  e

$(I_p - \Delta i)$ . Il controllo su questo tipo di convertitore agisce unicamente sull'accensione e sullo spegnimento dell'unico mos dedito a tale fase.

- La quarta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor dedicato alla fase A. Le commutazioni avvengono sino a quando il controllore non interrompe il segnale di corrente.
- La quinta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor  $T_r$  del circuito chopper. Il duty cycle è minimo in modo tale da scaricare  $C_d$  ed evitare il libero defluire della corrente di fase. Allo stesso modo delle forme d'onda dei mos di fase, le commutazioni avvengono sino a quando il controllore non interrompe il segnale di corrente.
- La sesta forma d'onda descrive la differenza di potenziale ai capi della fase. Come si può notare, durante le commutazioni in On del mos la tensione ai capi della bobina sarà pari alla tensione di fase  $V_{dc}$ , mentre varrà  $-(v_0 - V_{dc})$  durante le commutazioni in Off, tenendo presente che  $v_0 > V_{dc}$  per cui la caduta sulla fase assumerà un valore negativo.
- La settima forma d'onda mostra la tensione ai capi dell'interruttore di fase. Esso sarà sottoposto ad una differenza di potenziale pari a  $V_{dc}$  durante il primo transitorio di Off, mentre durante il ciclo PWM alternerà una tensione pari a zero volt, durante la conduzione del mos, e una tensione pari a  $v_0$  durante la sua interdizione. Una volta annullata la corrente di fase, la tensione torna al valore  $V_{dc}$ .

Per quanto riguarda le ultime due forme d'onda citate, l'ultima commutazione del ciclo PWM persiste sino a quando la corrente di fase non sarà definitivamente esaurita.

## Convertitore C-Dump con Freewheeling

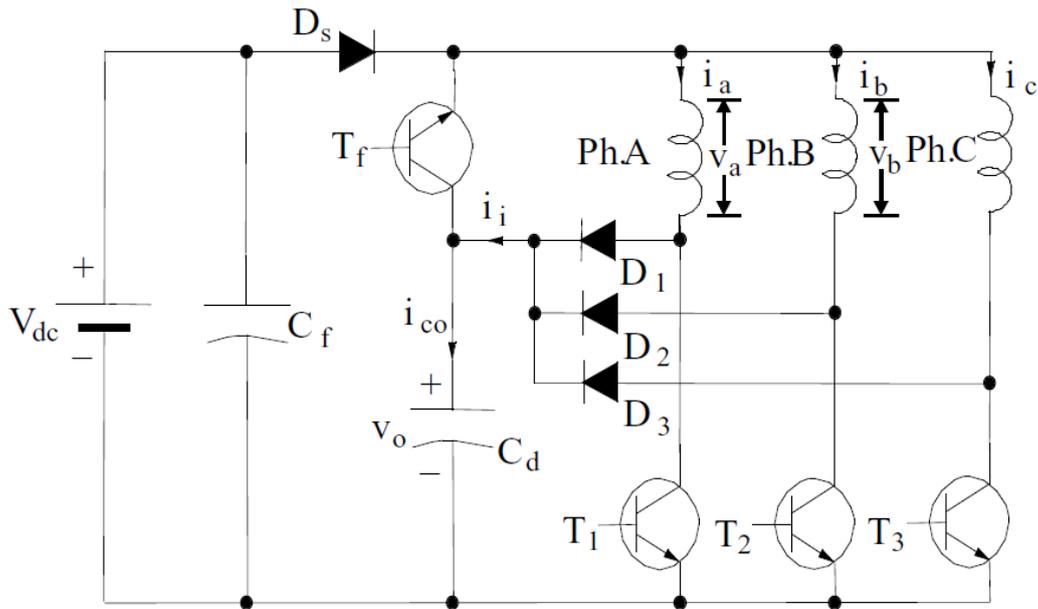


Figura 2.36 Convertitore C-Dump con Freewheeling

Il convertitore C-Dump di cui si è discusso fino ad ora presenta un vincolo importante legato al fatto che ai capi delle proprie fasi si può alternare unicamente la tensione di sorgente con una tensione dovuta alla differenza fra  $V_{dc}$  e quella presente sul condensatore  $C_d$ .

L'impossibilità di applicare una tensione nulla, come detto più volte, genera un serio aumento delle perdite di potenza sui componenti del circuito limitandone la durata.

Tale limite trova soluzione grazie ad una modifica che tuttavia impone una diminuzione sul controllo di corrente e consiste nell'introduzione di un mos di freewheeling, detto  $T_f$ , il quale può fungere da circuito di recupero d'energia collegandolo opportunamente ad un diodo, detto  $D_s$  (figura 2.36).

Come si può notare in figura 2.36, il circuito chopper di recupero dell'energia, non è più necessario per questa configurazione. Questo convertitore presenta lo stesso numero di componenti del convertitore C-Dump con in aggiunta un circuito attivo di recupero dell'energia. L'eliminazione dell'induttore  $L_r$  fa sì che si abbia un notevole risparmio sul costo del sistema di pilotaggio.

Passando ora all'analisi di quanto riportato in figura 2.37, si osservino le forme d'onda relative alla fase A e alla fase B del convertitore in configurazione C-Dump con freewheeling, le quali descrivono in maniera esaustiva gli andamenti di tensione e

corrente sui componenti, ricordando che nei periodi di conduzione dei mos la tensione ai loro capi è idealmente nulla:

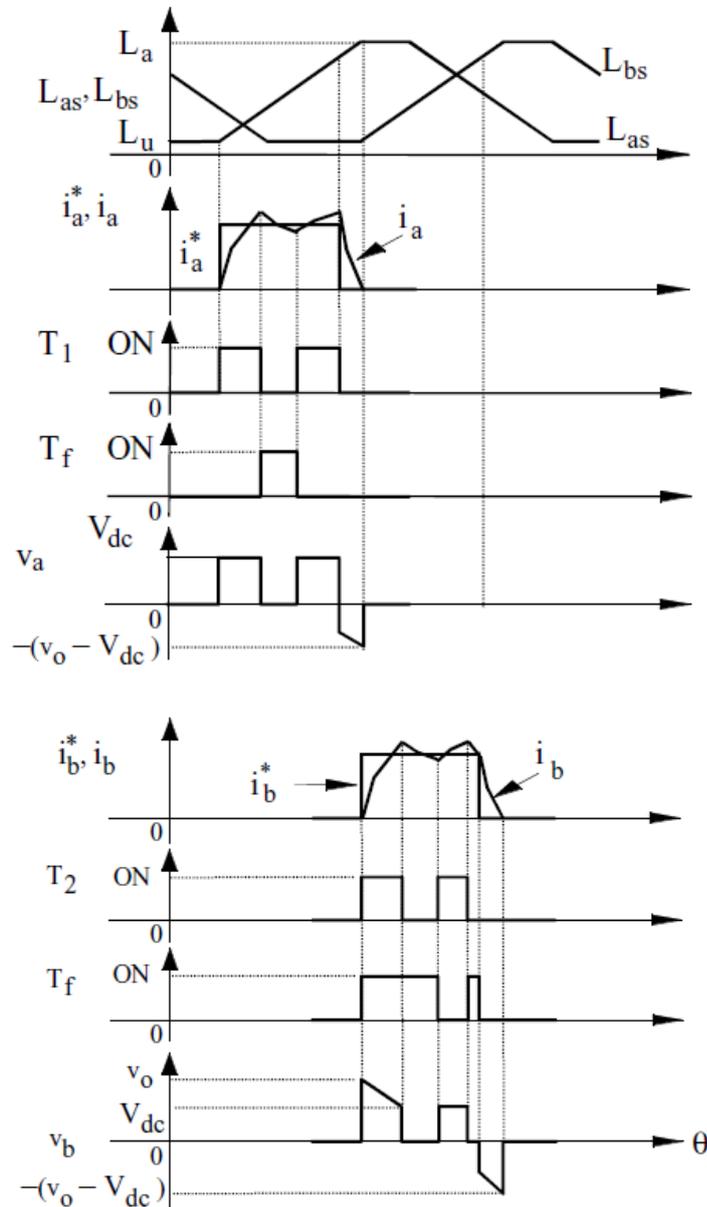


Figura 2.37 Forme d'onda del convertitore C-Dump Freewheeling (fase A e fase B)

- La prima forma d'onda descrive l'andamento dell'induttanza di fase A e di fase B nell'ipotesi che il rotore si muova di moto rotatorio uniforme. E' opportuno generare una coppia unicamente durante il tratto lineare a pendenza positiva,

ovvero permettere la circolazione di una corrente sulla bobina dello statore solo durante tale tratto.

- La seconda forma d'onda mostra sia il valore di riferimento di corrente  $i_a^*$  fornito da un sistema esterno (es. un computer), sia il valore reale di corrente  $i_a$ . Il segnale di corrente viene rimosso dal controllore prima della fine del tratto lineare in quanto viene valutato il tempo necessario alla fase per scaricarsi e non sovrapporsi alla corrente successiva di fase B.
- La terza forma d'onda mostra il periodo di conduzione dell'unico transistor dedicato alla fase A. Le commutazioni avvengono sino a che il controllore non rimuove il segnale di corrente.
- La quarta forma d'onda mostra il periodo di conduzione del transistor Tf dedicato alla scarica. Esso viene acceso con lo scopo di riportare il valore  $i_a$  verso la corrente di riferimento.
- La quinta forma d'onda descrive invece la differenza di potenziale ai capi della fase. Come si può notare, i salti di tensione vanno dal valore di sorgente Vdc (fase di conduzione del mos T1), al valore 0 durante la conduzione di Tf.

Una volta rimosso il segnale del controllore, sulla fase si avrà una tensione dovuta alla differenza fra quella di sorgente e quella sulla capacità Cd pari a  $-(v_o - V_{dc})$  che permetterà una rapida scarica dell'energia.

Il secondo gruppo di forme d'onda (fase B di figura 2.37) grafica gli andamenti relativi alla corrente di fase  $i_b$ .

L'andamento di Tf non è rimasto invariato, come accadeva invece nella fase A, in quanto all'inizio del ciclo viene acceso contemporaneamente a T2; questo accorgimento fa sì che l'energia immagazzinata su Cd venga portata a scaricarsi sulla fase B in stato di energizzazione caricandola molto più rapidamente della procedura solita.

La caratteristica di Tf seguirà infine l'andamento consueto, dovuto al controllo ad isteresi. La differenza di potenziale ai capi della fase B conseguentemente subirà una sovratensione in fase iniziale dovuta alla scarica del condensatore Cd, portando la tensione ad un picco massimo di  $v_o$  (tensione presente ai capi di Cd prima della scarica). Seguirà poi l'andamento visto in precedenza, con una variazione di tensione che spazia tra Vdc e  $-(v_o - V_{dc})$ .

Modellare la dinamica del sistema di pilotaggio per l'utilizzo tempestivo dell'energia contenuta in Cd offre un elevato livello di flessibilità di controllo. Questa tipologia di convertitore gode però di altri vantaggi: la capacità Cf non è soggetta a variazioni di corrente non essendoci trasferimento di energia dalla bobina alla sorgente.

Con questa unità è possibile ottenere tensioni positive, negative e nulle ai capi della macchina garantendo oltre alla flessibilità di controllo, rumore acustico limitato e basse perdite sul dielettrico della macchina. L'elevato voltaggio su Cd può essere utilizzato per ottenere benefici oltre che nel controllo di corrente anche su quello di coppia, in maniera particolare ad elevate velocità.

Come per tutte le tipologie di convertitore fino ad ora trattate, le modifiche offrono sia vantaggi che svantaggi. Questa variante infatti può operare unicamente come motore; nel caso in cui sia richiesta un'operazione di ricarica della sorgente si dovrà inserire un circuito di recupero di energia. Inoltre il rating di Tf sarà molto più elevato di un qualsiasi mos adibito alle commutazioni di fase, in quanto dovrà sopportare le sovratensioni dovute alla capacità.

### C-Dump in configurazione One switch common (un interruttore comune)

La figura 2.38 mostra il circuito C-Dump in configurazione "One switch common". Il circuito che si sta per introdurre risolve alcuni degli inconvenienti discussi nelle precedenti configurazioni, come la ricarica della sorgente e le sovratensioni di fase.

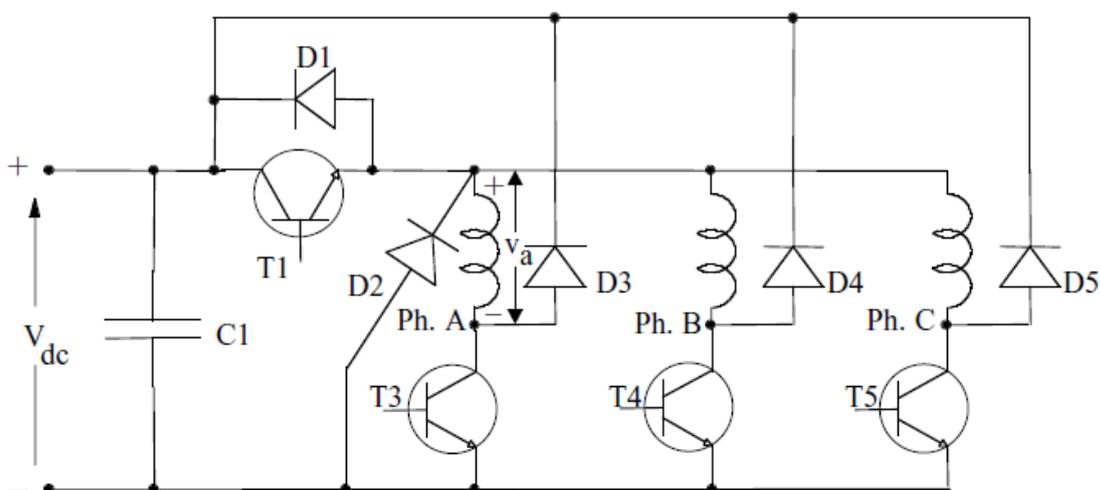


Figura 2.38 Circuito raffigurante il convertitore C-Dump Freewheeling (fase A e fase B)

Il mos di linea T1 ha la funzione di alimentare/isolare il terminale comune delle fasi A, B e C in maniera tale da abilitare il trasferimento di energia verso le fasi o il ricircolo verso il condensatore C1.

Per chiarire il funzionamento del circuito si considera come esempio la sola fase A. Perché abbia inizio la sua energizzazione, si devono accendere entrambi i transistor T1 e T3, mentre una volta che il valore di corrente supera il limite imposto dal controllo si spengono assieme o singolarmente a seconda della strategia scelta.

Durante il periodo in cui i mos sopra citati sono spenti, la corrente continua a fluire attraverso il diodo D3, la capacità C1 e il diodo D2, scaricandosi.

Lo svantaggio principale di questa configurazione consiste nell'impossibilità di far condurre due fasi simultaneamente.

Per capire in dettaglio quello che accade su di una fase durante i cicli di carica e scarica si può far riferimento alle forme d'onda di figura 2.39 senza considerare le sovrapposizioni di conduzione. Per vedere invece cosa accada durante le commutazioni con sovrapposizione di conduzione ci si deve riferire alla figura 2.40.

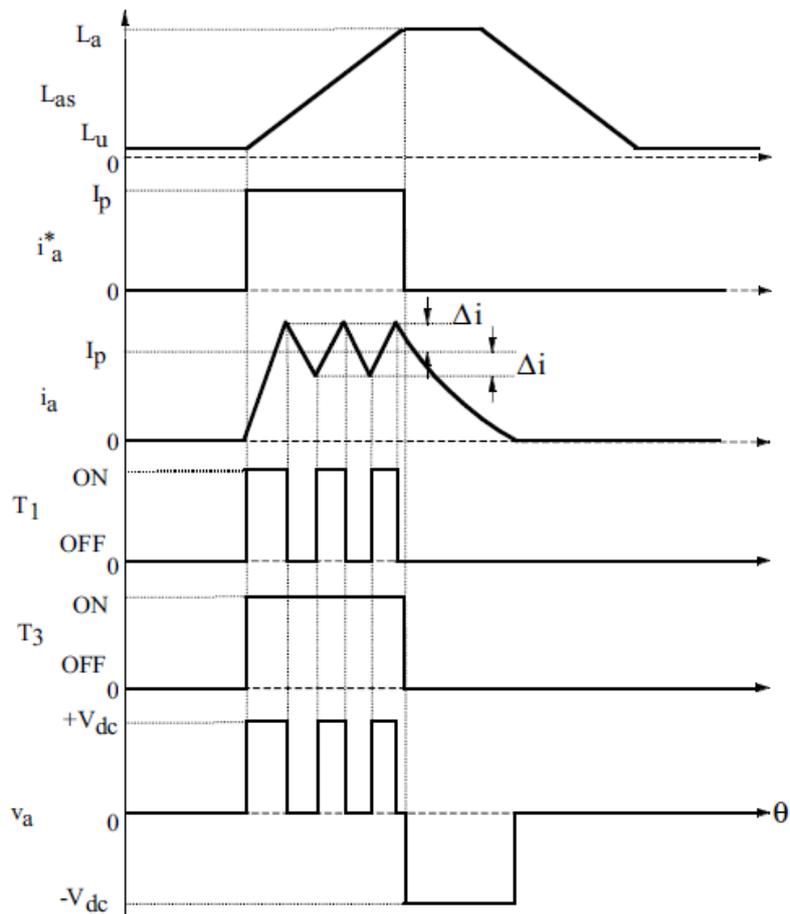


Figura 2.39 Forme d'onda del convertitore C-Dump in configurazione One common switch

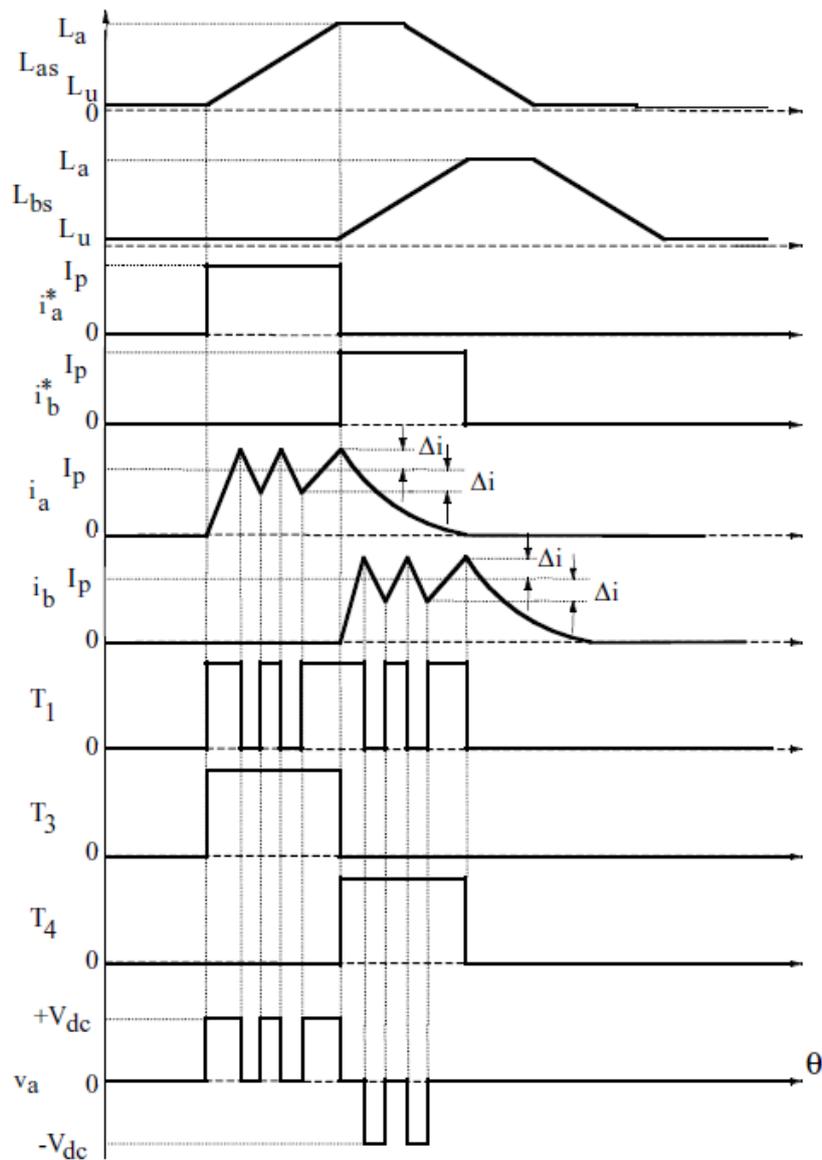


Figura 2.40 Forme d'onda del convertitore C-Dump in configurazione One common switch durante commutazioni sovrapposte

Appare chiaro da figura 2.39 che il periodo di scarica della fase durante il ciclo PWM, è maggiore rispetto alle altre configurazioni viste in precedenza in quanto la tensione applicata è nulla. La tensione sulla fase si trova nella condizione migliore poiché le perdite sono contenute grazie al passaggio dagli 0 volt.

Riferendosi al caso di sovrapposizione di correnti visto in figura 2.40, le forme d'onda di  $i_a$  e  $i_b$  mostrano le lente scariche di corrente che si protraggono ben oltre il comando dato

dal controllore. Tali correnti in concomitanza ai tratti a pendenza negativa di induttanza, generano coppie che si oppongono al moto del rotore e ne diminuiscono il rendimento.

Prima di passare alla descrizione delle forme d'onda degli interruttori di potenza e bene precisare che esistono tre diverse strategie applicabili a questa configurazione di convertitore C-Dump.

**Strategia 1:** Durante tutta la conduzione della fase, il mos principale T1 resta sempre acceso mentre il mos che abilita la fase stessa viene spento e acceso in modo da permettere la carica e la scarica.

**Strategia 2:** Durante tutta la conduzione della fase, il mos che abilita la fase resta sempre acceso mentre il mos comune T1 viene spento e acceso a seconda delle fasi di scarica e carica (figura 2.39 e 2.40).

**Strategia 3:** Sia il transistor comune T1 che il transistor che abilita la fase vengono accesi e spenti simultaneamente.

La strategia 1, paragonata alle strategie 2 e 3, incrementa il rating di corrente dello switch comune, perciò non è auspicabile utilizzarla. La strategia 3, sebbene offra lo stesso rating di corrente della strategia 2 per il transistor comune e fornisca un rating di corrente più basso per gli interruttori di fase, incrementa comunque le perdite a causa degli sbalzi di tensione che andrebbero da  $V_{dc}$  a  $-V_{dc}$ .

Da queste osservazioni, si può dedurre che la strategia 2 è la più auspicabile delle tre descritte, non a caso le figure 2.39 e 2.40 mostrano gli andamenti degli interruttori proprio con l'utilizzo della questa strategia.

Le forme d'onda di corrente sui diodi e sugli interruttori relativi al funzionamento di fase A con strategia 2, sono riportate in figura 2.41.

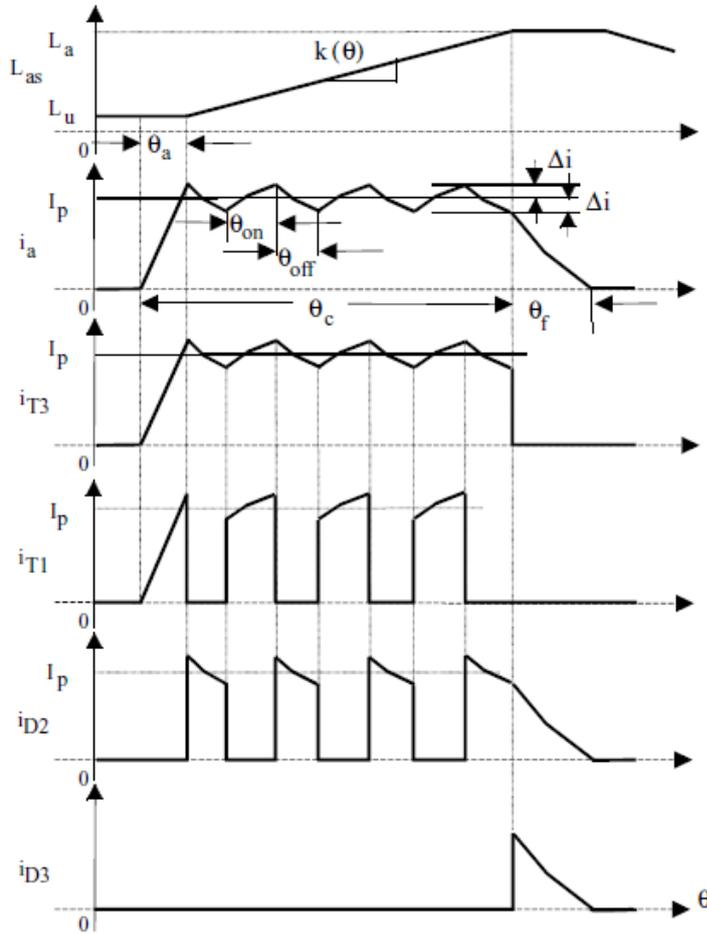


Figura 2.41 Forme d'onda del convertitore C-Dump in configurazione One common switch con strategia di switching 2

Il rating di corrente medio per T1 è approssimativamente  $\frac{I_p}{2}$  e il rating di corrente per gli interruttori di fase è circa  $\frac{I_p}{q}$ .

Si può vedere inoltre che i diodi di scarica D3, D4 e D5 conducono una piccola frazione della corrente media.

Lo switch T1 e il diodo D2, detti comuni, sono complementari durante la conduzione di corrente, il loro rating minimo di tensione è pari a Vdc.

## 2.4 Famiglia di convertitori a "1,5q switch "

### Configurazione a (1,5q) mos e diodi

La figura 2.42 mostra un'altra tipologia di convertitore con meno di due switch per fase capace però di un controllo indipendente di fase. Per questa versione sono richiesti tre switch e tre diodi di ricircolo per due fasi ed è utilizzabile solo con un numero pari di avvolgimenti.

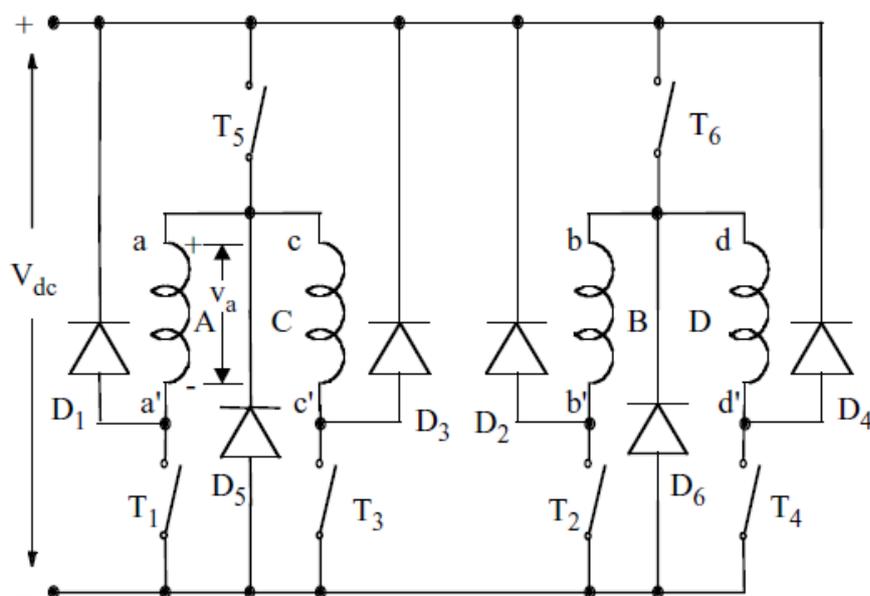


Figura 2.42 Circuito raffigurante il convertitore in configurazione (1.5Q) mos e diodi

Come è possibile vedere dalla figura sopra gli switch T5 e T6 pilotano la corrente di due fasi in un solo ciclo di lavoro e conseguentemente i loro rating saranno maggiori di quelli degli interruttori di fase T1, T2, T3 e T4; inoltre il raggruppamento di due fasi non successive garantisce l'indipendenza del controllo della corrente.

Facendo riferimento alla sola fase A il funzionamento sarà il seguente.

A seguito della chiusura dei mos T5 e T1, la bobina verrà caricata e a seconda del tipo di strategia adottata si regolerà la corrente durante il ciclo PWM tramite lo switching di entrambi i mos o lo switching alternato.

Come è apparso chiaro dagli ultimi circuiti illustrati la strategia alternata risulta molto spesso preferibile; si è scelto quindi di lasciare in conduzione il mos T1 relativo alla fase e commutare unicamente T5 (forme d'onda di T1 e T5 in figura 2.43). Terminato il ciclo

PWM si spegneranno entrambi i mos e la scarica avverrà grazie alla conduzione dei due diodi di freewheeling D5 e D1 che permetteranno inoltre la rigenerazione della sorgente.

La figura 2.43 mostra le forme d'onda dell'avvolgimento A in fase di lavoro.

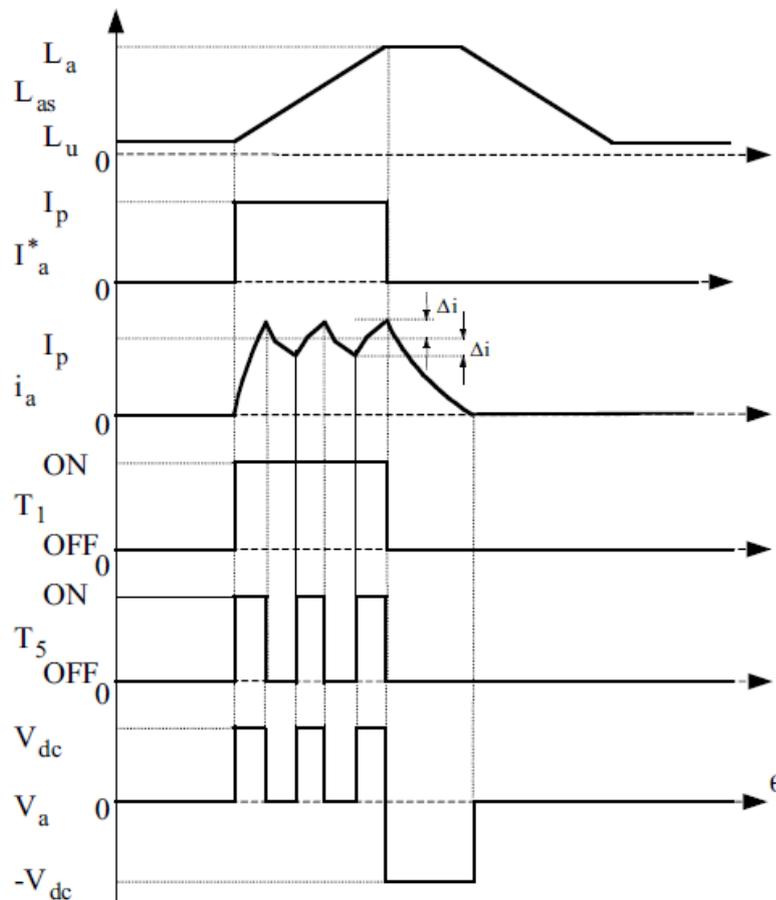


Figura 2.43 Forme d'onda dell'avvolgimento A del convertitore in configurazione 1.5Q mos (strategia 2)

In sintesi questo modello di convertitore permette un controllo indipendente delle correnti di fase, è in grado di rigenerare la sorgente e limita le perdite di potenza sui componenti garantendo sbalzi di tensione al massimo pari al valore di sorgente.

## CAPITOLO 3

### *Confronto fra convertitori di potenza*

#### **Considerazioni di applicazione**

I sistemi di azionamento per questo genere di motori sono in ritardo rispetto all'accettazione sul mercato, così come è in ritardo la ricerca in quest'area. Storicamente passano circa una ventina d'anni fra la ricerca, lo sviluppo, la produzione di un motore e la sua diffusa accettazione nelle industrie, come si è visto ad esempio per il motore a magnete permanente sincrono. Gli azionamenti in alternata sono ben consolidati nel mercato, è difficile rimuoverli dalle applicazioni esistenti anche a causa dei produttori che devono sostituire un sistema di lavoro conosciuto, con un altro che richiede la riqualificazione del personale. I produttori delle unità motore sono restii a installare una nuova linea di produzione temendo di danneggiare le linee già avviate, inoltre questo adeguamento richiederebbe investimenti di capitale e una riduzione di redditività a breve termine; ma il progresso, si sa, avviene solo quando si rinuncia al vecchio per il nuovo ed il campo degli azionamenti di motori non fa eccezione. L'unico modo per persuadere produttori e utenti a considerare il cambiamento, è proporre soluzioni che comportino una sostanziale riduzione di costi, un miglioramento delle prestazioni, maggior o uguale affidabilità, maggior compattezza, migliore o simile efficienza e facilità di produzione.

Di seguito sono elencati i principali vantaggi per cui sarebbe consigliabile l'implementazione di tali macchine nel mercato.

Per valutare l'idoneità di un SRM in una data applicazione, si devono considerare numerosi aspetti fra i quali:

- la temperatura dell'ambiente di lavoro;
- l'impermeabilità del motore in un liquido;
- le valutazioni di grandezze di picco;
- il tipo di raffreddamento;
- la classe di isolamento;
- i vincoli di peso e di volume dell'intero blocco.

Ognuna di queste voci può essere motivo di estromissione del motore per l'applicazione desiderata in relazione alla destinazione d'uso.

Per poter inoltre capire quali siano le differenze esistenti fra i vari tipi di convertitori utilizzabili per il pilotaggio delle unità, e per poter quindi valutare le loro potenzialità, si presenterà di seguito una tabella di confronto (fig.3.0) tra i modelli presentati nel capitolo precedente.

Affinché il confronto sia il più comprensibile possibile, si è scelto di utilizzare, per tutte le tipologie in studio, la stessa unità SRM, della quale si sono inoltre identificate alcune caratteristiche fisse:

- Modello del motore a 8/6 poli
- Tensione di sorgente pari a Vdc
- Valore di picco massimo di tensione identificato con “ $I_p$ ”

Questo studio per la determinazione dei convertitori di potenza, prende in esame solo alcuni fattori ignorandone altri, quali la flessibilità di controllo. Questa particolare selezione rappresenta un importante elemento che influenza lo stato stazionario e dinamico del funzionamento del sistema di azionamento SRM.

Le variabili e i risultati ottenuti dalle singole macchine sono riportati a confronto in tabella (fig.3.0).

Per una corretta analisi è importante ricordare che il rating di tensione degli switch deve essere maggiore della tensione Vdc, in modo da poter sopportare le sovratensioni transitorie sugli switch; il rating di potenza in questo modo crescerà conseguentemente.

La disponibilità del rating di tensione degli switch inoltre, non è graduale, ma subisce un aumento progressivo come 60, 100, 150, 200, 250, 350, 400, 450, 600, 900, 1200 V, etc., portando ad un ulteriore incremento del rating di potenza

Infine il tema dell'ottimizzazione dei costi del sistema di pilotaggio è un importante step per la valutazione di utilizzo, poiché è il sottosistema più dispendioso nell'unità SRM. La tabella sotto riportata dà inoltre un approssimativo rating di potenza totale dell'elemento di controllo sottintendendone indirettamente il costo.

## Tabella di confronto fra convertitori di potenza

<b>modello di convertitore</b>				
	<i>Ponte asimmetrico</i>	<i>Alimentazione divisa</i>	<i>R-dump</i>	<i>Tipologia bifilare</i>
<i>Numero di switch di fase comuni</i>	8 —	4 —	4 —	4 —
<i>Numero di diodi</i>	8	4	4	4
<i>Valore efficace della (I) corrente di fase</i>	$\frac{I_p}{2}$	$\frac{I_p}{2}$	$< \frac{I_p}{2}$	$< \frac{I_p}{2}$
<i>Tensione massima di fase (V<sub>ph</sub>)</i>	$\pm V_{dc}$	$\pm \frac{V_{dc}}{2}$	$\{V_{dc} - (I_p + \Delta I)R\}$	$> V_{dc}$
<i>Velocità massima (ω<sub>m</sub>)</i>	$\omega_m$	$\cong 0.5 \omega_m$	$\omega_m$	$\omega_m$
<i>Coppia (T<sub>e</sub>)</i>	$T_e$	$T_e$	$T_e$	$T_e$
<i>Potenza d'uscita (P<sub>o</sub>)</i>	$P_o$	$0.5P_o$	$P_o$	$P_o$
<i>Tensione sul mos (V<sub>T</sub>)</i>	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc} + (I_p + \Delta I)R$	$1.5V_{dc}^a$
<i>Valore efficace di potenza sullo switch (V<sub>T</sub>I)</i>	$4V_{dc} I_p$	$2V_{dc} I_p$	$2V_{dc} I_p + 2I_p^2 R$	$3V_{dc} I_p$

<b>modello di convertitore</b>			
	<i>Q switch e 2Q diodi</i>	<i>C-dump</i>	<i>1.5Q switch e 1.5Q diodi</i>
<i>Numero di switch di fase comuni</i>	4 —	4 1	4 2
<i>Numero di diodi</i>	8	5	6
<i>Valore efficace della (I) corrente di fase</i>	$\frac{I_p}{\sqrt{2}}$	$\frac{I_p}{2}$	$\frac{I_p}{2}$
<i>Tensione massima di fase (V<sub>ph</sub>)</i>	$\pm V_{dc}$	$-(V_o - V_{dc});$ $V_{dc}$	$\pm V_{dc}$
<i>Velocità massima (ω<sub>m</sub>)</i>	$\omega_m$	$\omega_m$	$\omega_m$
<i>Coppia (T<sub>e</sub>)</i>	$T_e$	$T_e$	$T_e$
<i>Potenza d'uscita (P<sub>o</sub>)</i>	$P_o$	$P_o$	$P_o$
<i>Tensione sul mos (V<sub>T</sub>)</i>	$V_{dc}$	$V_o$	$V_{dc}$
<i>Valore efficace di potenza sullo switch (V<sub>T</sub>I)</i>	$2\sqrt{2}V_{dc} I_p$	$2.5EI_p$	$3.414V_{dc} I_p^b$

a = presupposto

b = si prende un duty cycle di 0.5 per gli switch comuni

figura 3.0 tabella di confronto

### 3.1 Vantaggi e svantaggi dell'unità Srm e del convertitore

---

## Pro e contro della parte “Motore”

#### Vantaggi strutturali della composizione della parte meccanica:

- Gli avvolgimenti sono presenti solo sullo statore, permettendo un risparmio di materiale sul rotore
- Gli avvolgimenti sono arrotolati al polo, garantendo una produzione più economica rispetto agli avvolgimenti distribuiti su macchine ac o anche dc.
- Gli avvolgimenti concentrici riducono l'accumulo di fine turno, riducendo il periodo inattivo dei materiali e riducendo le perdite.
- Il rotore è la parte più ridotta del motore ed ha il più basso momento d'inerzia, conferendo al motore grande capacità di accelerazione.
- L'unità SRM è senza spazzole, quindi preferibile dal un punto di vista della manutenzione.
- Data l'assenza di avvolgimenti o spazzole, il rotore risulta meccanicamente più robusto e naturalmente più idoneo al funzionamento ad alta velocità.
- La fonte di calore principale durante la fase di lavoro è lo statore, il quale è molto più semplice del rotore da raggiungere e raffreddare.
- L'inclinazione non è richiesta per ridurre gli effetti di Cogging e Crawling in quanto l'unità SRM non ne produce.  
(**Effetto Cogging**: effetto che fa variare la coppia a causa delle pulsazioni di lavoro nel caso in cui l'albero del rotore sia parallelo allo statore )  
(**Effetto Crawling**: effetto che riduce l'esecuzione del motore a quasi un settimo della velocità nominale a causa di interferenze di frequenze armoniche, cioè armoniche di frequenza multipla di quella di base)
- La densità di potenza è paragonabile o persino poco superiore a quelle delle macchine a induzione, ma poco più bassa di quella della macchine a magnete permanente sincrone. Quest'ultimo dato è vero solo per basse velocità (intorno a 20.000 rpm). Per alte velocità l'SRM offre uguale o maggiore densità di potenza.
- 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; caratteristica presente solo nei motori a riluttanza magnetica.

- La forza elettromotrice è una 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 tutto questo non è possibile.
- La libertà di poter scegliere un qualsiasi numero di fasi è inerente all'unità SRM. Avere fasi elettricamente indipendenti, permette al motore di raggiungere un'elevata affidabilità nel caso in cui una o più fasi si rompano durante il funzionamento.
- La macchina funge 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.

#### **Svantaggi:**

- La variazione di coppia è alta, ma può essere ridotta tramite il controllo della sovrapposizione di corrente.
- 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.
- L'SRM richiede un convertitore elettronico di potenza per funzionare e per mettersi in moto.
- 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.

## Pro e contro del “Convertitore”

### Vantaggi:

- L'SRM richiede solo correnti unidirezionali per i suoi 4 quadranti di lavoro. Perciò sono utilizzabili molte tipologie di convertitori di potenza con meno di due switch per fase.
- Dato che gli interruttori di potenza sono sempre in serie con gli avvolgimenti di fase e insieme sono in parallelo alla sorgente continua, è raro che si verifichi un guasto per sovraccarico.
- Un guasto ad uno switch di fase, permette di poter continuare senza interrompere il funzionamento delle fasi rimanenti.
- Poiché il numero di switch può essere diminuito nel circuito di pilotaggio dell'SRM, si può ricavare un notevole risparmio da una riduzione della logica e quindi da una conseguente riduzione degli ingombri. In applicazioni ad elevati volumi, questa proprietà porta a notevoli risparmi di costi e materiali.

### Svantaggi:

- Un diodo di ricircolo risulta necessario in tutte le opzioni di convertitore in cui non è possibile usare il diodo in anti-parallelo agli interruttori. Questo potrebbe aumentare il costo dell'unità in quanto spesso si usano due interruttori per fase. E' possibile limitare parzialmente il budget con una riduzione del numero di switch. Gli elevati volumi di produzione potrebbero abbattere ulteriormente il costo complessivo.

## "Controllo"

Le implicazioni di controllo possono essere discusse dal punto di vista dei sensori di feedback e delle esigenze di elaborazione del segnale.

- Considerando la richiesta di feedback per i sistemi di pilotaggio dell'SRM, servirà al minimo un sensore di corrente che valuti la corrente del circuito sorgente dc dal quale si deriva la corrente di fase. La differenza fra i sensori di corrente richiesti fra i vari driver non è particolare. L'informazione sulla posizione del rotore è essenziale per il controllo dell'SRM, come lo è per i motori a magneti permanente

e i motori brushless in dc. Invece i motori a induzione richiedono un feedback di questo genere solo per elevate prestazioni.

- Per quanto riguarda il controllore basato sul processo dell'unità, le caratteristiche di coppia sono fortemente dipendenti dalla posizione del rotore e dalla corrente di eccitazione. Tali caratteristiche possono essere memorizzate sotto forma di tabelle pre-elaborate, garantendo così un controllo facilitato sebbene richieda ulteriore memoria.

## 3.2 Applicazioni

---

Alcune delle applicazioni industriali vengono descritte di seguito. E' molto difficile capire le ragioni del loro sviluppo nell'industria e nel mercato, perciò si faranno alcune osservazioni di carattere generale. Molte delle applicazioni sono classificate come unità di bassa, media e alta potenza per azionamenti di motori rotativi ad elevata velocità.

### Applicazioni a bassa potenza

In questa categoria sono considerati gli apparati a meno di 3 cavalli i quali hanno avuto un grande successo in molte applicazioni per controlli di SRM.

Anche se molte di queste applicazioni hanno ampio potenziale di vendita, la loro posizione attuale è di 20.000 unità o poco più all'anno.

Esempi applicativi di questi in commercio si possono avere nel:

- Pilotaggio del plotter: sviluppato dalla Hewlett-Packard, utilizza un SRM come servo driver in un plotter che produce circa  $0.1275 [N \cdot m]$  di coppia a 4000 giri e una potenza massima di  $53 W$ . Si tratta di una macchina trifase con statore a 6 poli e rotore a 8 poli, combinazione inusuale per altre applicazioni.
- Pilotaggio motori per aria condizionata: A.O. Smith ha sviluppato un condizionatore da 0.5 cavalli, adatto ai supermercati.
- Pilotaggio motori dei muletti: Radio Energie, una compagnia francese, ha sviluppato un'unità SRM per questa applicazione. I suoi valori sono  $1.8 [kW]$  a 1500 giri con 4 volte la coppia completa per la frenata. Efficienza dell'82% a 3200 giri al minuto.  
Per questo tipo di applicazione è stato scelto un convertitore mosfet a quattro quadranti, il quale ha le caratteristiche giuste per essere commercializzato su larga scala.
- Automazione delle porte: Besam produce un attuatore per porte trifase con un sistema a 12/8 poli, offre  $5 [N \cdot m]$  a 300 giri al minuto. Si tratta di un sistema di controllo della posizione che richiede bassa velocità di operazione ma elevata accuratezza. Per quest'applicazione i motori SRM sono commercializzati su scala mondiale.

- Lavatrici e asciugatrici: due compagnie hanno introdotto unità SRM nelle loro macchine, principalmente per considerazioni economiche.

### **Applicazioni a media potenza**

Questo segmento di unità è generalmente fissato con un limite minore di 300 *kW*.

Inizialmente le unità SRM entrarono nel mercato con una decina di versioni a diversi cavalli e velocità variabili, ma per vari motivi non hanno guadagnato un posto solido sul mercato. Le ragioni sono state principalmente legate all'insediamento dei driver in ac e dc nelle applicazioni esistenti, per cui solo le nuove tecnologie, non particolarmente frequenti, offrivano una prospettiva di entrata per i motori SRM a media potenza.

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

Esempi in commercio sono:

- L'unità generica industriale: un certo numero di aziende produce unità generiche con una potenza massima di 140 cv per applicazioni industriali.
- 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 300 *kW* a 1500 giri al minuto. Sono tutte trifase con una combinazione 12/8 poli.

### **Applicazioni ad alta potenza**

Per quanto riguarda le applicazioni ad elevata potenza, si sono visti alcuni tentativi di sviluppare unità SRM per ventole e pompe in grado di sviluppare fino a 1000 cv, ancora non in commercio.

A questo livello di potenza il convertitore dell'SRM è molto competitivo, gli interruttori di fase non sono dotati di diodi anti-parallelo in quanto i diodi di ricircolo sono montati separatamente.

Il costo aggiuntivo dei diodi di ricircolo risulta uguale sia per SRM che per driver ac, creando così una situazione di parità riguardo i costi dei convertitori.

Il costo della macchina a riluttanza variabile è sicuramente inferiore a quello delle macchine AC e DC a causa dei loro avvolgimenti. Pertanto le unità SRM ad elevata potenza risultano molto più attraenti rispetto ad altri sistemi di pilotaggio.

### **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.

La sensibilità del motore a riluttanza variabile alle alte temperature è minima rispetto al motore sincrono a magnete permanente, al motore ad induzione e a quello brushless dc, dato che non ha avvolgimenti né magneti sul rotore.

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 75 kW 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 2.5 kW a 30.000 giri al minuto.
- Applicazioni aerospaziali: il motore SRM è ideale per applicazioni aerospaziali. Viene usato come apparato di avviamento di un motore a reazione, 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. La potenza per queste applicazioni era inizialmente 30 kW e poi è stata aumentata fino a 250 cv.

Il sistema di avviamento viene integralmente montato sul motore a reazione, quindi deve possedere elevata capacità termica e capacità di funzionamento anche con uno o più avvolgimenti cortocircuitati, sia quando opera da motore che quando opera da rigeneratore.

La peculiarità del motore SRM di poter essere progettato per un elevato numero di fasi indipendenti lo rende una delle macchine più affidabili in caso di guasti agli avvolgimenti. Essi possono essere isolati grazie all'interruttore in serie.

A causa dell'accoppiamento trascurabile fra le fasi, il funzionamento degli avvolgimenti sani non è influenzato da quelli cortocircuitati grazie all'isolamento elettrico.

### **Esiti**

Grazie alla sua semplicità di costruzione e dall'economicità di fabbricazione, i motori Srm saranno probabilmente prodotti su larga scala per applicazioni poco costose e velocità variabili.

Essi si potranno trovare:

- in utensili elettrici: a mano, ventole, pompe, motori per freezer e frigoriferi,
- in applicazioni automobilistiche come antibloccaggio freni, sistemi di sterzo a controllo elettronico
- mandrini per macchine utensili in cui l'ondulazione di coppia non sia un problema.

L'abilità di questi motori di emergere e instaurarsi nel mercato, dipende da più fattori. L'evidente superiorità tecnica del motore SRM sugli altri e le numerose possibilità di variante del convertitore a seconda delle applicazioni desiderate, ipotizzano l'inserimento a breve di questo motore nelle produzioni mondiali.

## CONCLUSIONI

In questa tesi si è illustrato il motore a riluttanza variabile detto anche unità SRM. Nel primo capitolo si sono introdotti i principi fondamentali dell'elettromagnetismo che governano il funzionamento di questi motori. Si è potuto così estrarre la relazione che lega la coppia meccanica esercitata dal motore alle grandezze elettriche con cui viene alimentato. Nel capitolo due si sono illustrati i principali circuiti convertitori utilizzati per il controllo di tali motori. Se ne sono individuate varie famiglie, per ciascuna se ne è descritto il funzionamento, i pregi e gli svantaggi. Nell'ultimo capitolo si è elencato i vantaggi e gli svantaggi derivanti dall'impiego di unità SRM e i loro possibili impieghi. Si prevede un utilizzo sempre più massiccio di questo tipo di motori principalmente in relazione alla loro affidabilità, semplicità di costruzione e caratteristiche di velocità e accelerazione.

## Bibliografia

- R. Krishnan "**SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES** *Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*" 2001, Editore CRC Press
- Robert W. Ericksson, Dragan Maksimovic , "**FUNDAMENTALS OF POWER ELETRONICS (second edition), part III Magnetics** " 2001, Springer Edition
- Appunti personali del corso di elettronica industriale
- Wikipedia, caratteristiche del mosfet di potenza,  
([http://it.wikipedia.org/wiki/MOSFET\\_di\\_potenza](http://it.wikipedia.org/wiki/MOSFET_di_potenza))