

CAPITOLO 6

IL MOTORE PASSO PASSO

6.1 Introduzione

Il motore passo passo, insieme al driver di potenza che lo pilota, costituisce un azionamento *a moto incrementale*: ad ogni impulso di comando che giunge al sistema, il motore compie una rotazione finita.

Volendone dare una rappresentazione grafica si ottiene il diagramma di figura 6.1 dove in ordinata è indicata la posizione angolare α del rotore e in ascissa il tempo t ; t_1, t_2, \dots, t_n rappresentano gli istanti in cui giungono gli impulsi di comando.

Il moto che si ottiene da questo tipo di sistema è un moto controllato in posizione: noto il numero di impulsi inviati, risulta nota la posizione del rotore. La velocità viene stabilita in base alla frequenza con cui giungono gli impulsi di comando.

Proprio per questo carattere incrementale, una movimentazione di questo tipo è adatta per applicazioni in cui è richiesto un posizionamento a basso costo e prestazioni dinamiche modeste. Esempi di applicazioni sono:

- periferiche di sistemi digitali (stampanti, floppy, posizionatori testine hard disks);
- settore automotive (regolazione valvola a farfalla, regolazione altezza fari);
- piccole automazioni in genere fino a potenze di qualche centinaio di *Watt*.

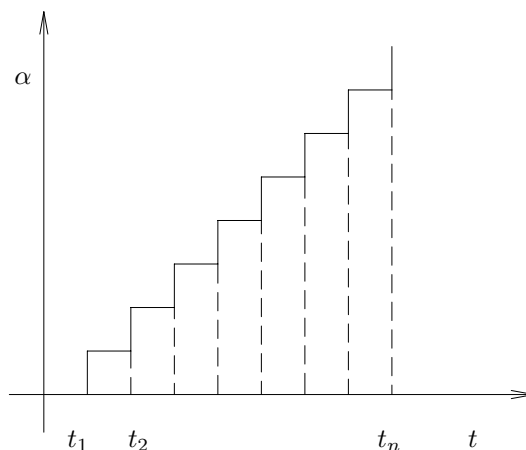


Figura 6.1: Avanzamento incrementale

6.2 Principio di funzionamento

Per comprendere il funzionamento dei motori passo, si può considerare uno schema di principio molto semplificato di un motore passo a magneti permanenti (figura 6.2(a)). Sul rotore risiedono le coppie di poli magnetici, mentre sullo statore sono ricavate le espansioni polari attorno a cui sono avvolte le spire del circuito di alimentazione¹.

Il rotore e lo statore costituiscono un circuito magnetico; facendo circolare corrente negli avvolgimenti, le espansioni polari si magnetizzano e tendono ad attrarre verso di sé i poli di statore opposti.

La rotazione viene ottenuta alimentando le fasi secondo una determinata sequenza e con un determinato verso della corrente. Convenzionalmente si considerino positive le correnti, dette i_A^+ e i_B^+ , che percorrono gli avvolgimenti come indicato in figura 6.2(b) (dove sono rappresentati solo i circuiti magnetici statorici)

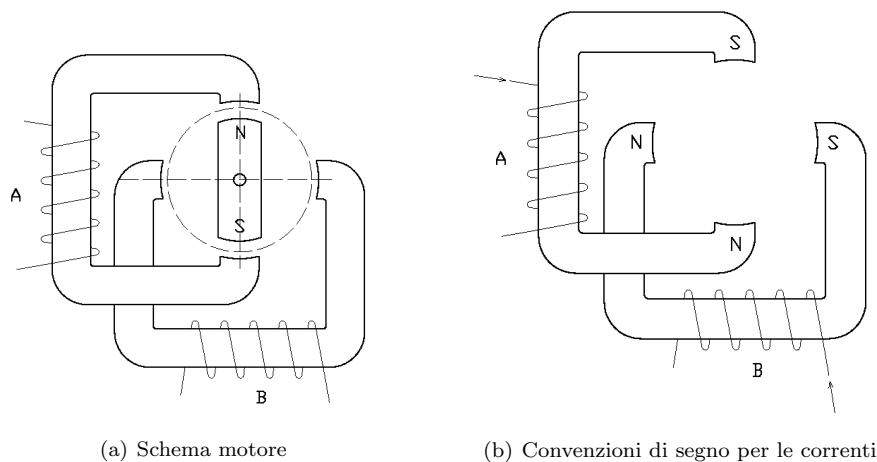


Figura 6.2: Motore passo a magneti permanenti

Partendo dalla condizione iniziale in cui la fase A è alimentata con corrente i_A^+ , la sequenza di alimentazione i_B^+ , i_A^- , i_B^- , i_A^+ , produce la rotazione di un giro completo del motore, come indicato in figura 6.3.

In questo caso la rotazione del motore viene ottenuta alimentando in sequenza una sola fase per volta: si parla di alimentazione **one phase on**.

Il motore a magneti permanenti considerato è caratterizzato da quattro avanzamenti per ogni giro completo: questi avanzamenti vengono denominati **passi** e si dice quindi che il motore è da 4 passi/giro, con un **angolo di passo** α_p pari a 90° .

L'avanzamento del motore può essere ottenuto anche alimentando le due fasi contemporaneamente; in questo caso si parla di alimentazione **two phases on** (due fasi contemporaneamente) e, con riferimento alla figura 6.4, la sequenza diventa $[i_A^+ - i_B^+]$, $[i_A^- - i_B^+]$, $[i_A^- - i_B^-]$, $[i_A^+ - i_B^-]$.

In questo modo il rotore assume posizioni intermedie rispetto al caso precedente e, come si vedrà successivamente, si ha una sensibile incremento di coppia.

Entrambe le metodologie di alimentazione descritte generano un funzionamento **full step** (a passo intero), che si differenzia dal funzionamento ottenibile combinando le due metodologie di comando. È possibile, infatti, ottenere un tipo di funzionamento in cui il motore subisce avanzamenti angolari intermedi rispetto a quelli relativi alle alimentazioni *one phase on* e *two phases on*. Questo tipo di funzionamento è il cosiddetto funzionamento **half step** (a mezzo passo) (figura 6.5). In questo caso la sequenza di alimentazione delle fasi diventa: $[i_A^+ - i_B^+]$, i_B^+ , $[i_A^- - i_B^+]$, i_A^- , $[i_A^- - i_B^-]$, i_B^- , $[i_A^+ - i_B^-]$, i_A^+ .

Qualunque sia la metodologia di comando e il tipo di funzionamento utilizzato, la rotazione del motore in verso opposto a quello finora considerato viene ottenuta invertendo la sequenza di commutazione delle fasi. Nel

¹Il tipo di motore a cui si fa riferimento, caratterizzato ad una sola coppia di poli e da due coppie di espansioni polari, non ha applicazioni pratiche; è caratterizzato da pochi passi/giro e da una bassa efficienza.

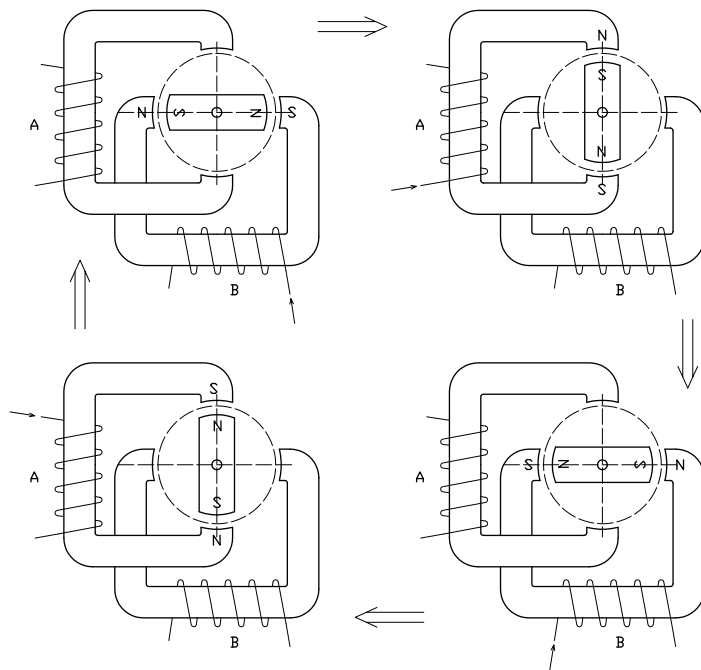


Figura 6.3: Sequenza di comando

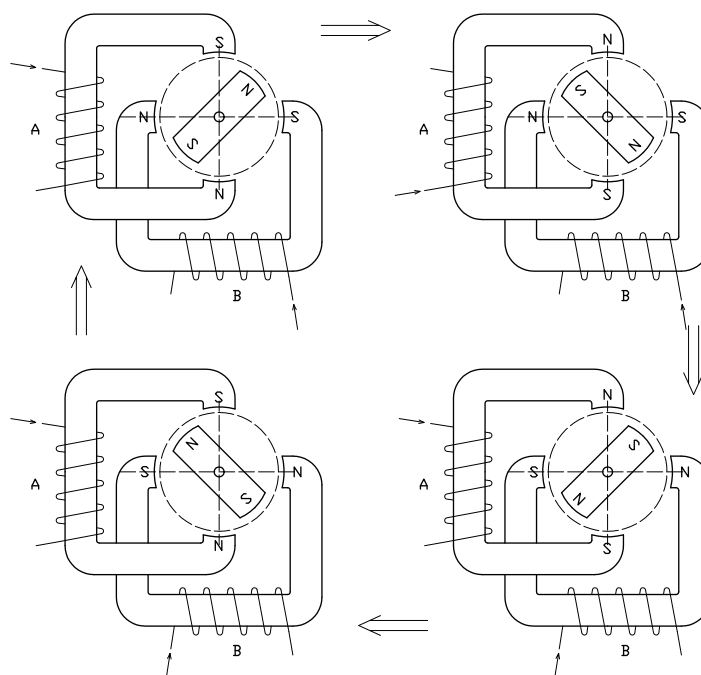


Figura 6.4: Sequenza di comando two phases on

caso di alimentazione *one phase on*, ad esempio, mentre la sequenza $i_B^+, i_A^-, i_B^-, i_A^+$ produce una rotazione completa oraria, la sequenza $i_B^-, i_A^-, i_B^+, i_A^+$ ne produce una ancora completa ma antioraria.

In questa rappresentazione schematica del funzionamento di un motore passo è facile intuire che la risoluzione del motore (cioè il numero di passi al giro) può essere aumentata aumentando il numero di coppie polari rotoriche.

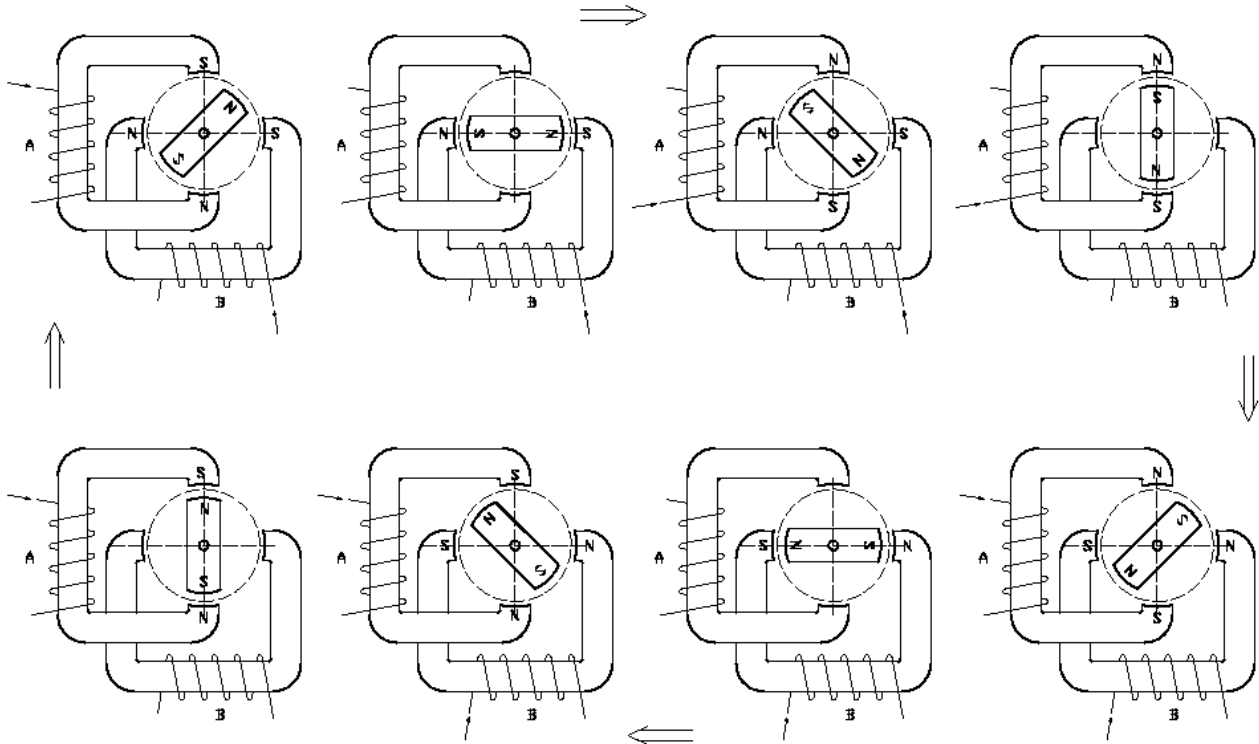


Figura 6.5: Funzionamento half step

6.3 Tipologie di motori passo

I motori passo esistono in diverse configurazioni:

- a magneti permanenti (PM - Permanent Magnet)
- a riluttanza variabile (VR - Variable Reluctance)
- ibridi (HY - Hybrid)

Dalle diverse tipologie elencate si intuisce che il principio di funzionamento si basa sui fenomeni di attrazione e repulsione fra poli magnetici e sul principio di minimizzazione della riluttanza di un circuito magnetico (come descritto in appendice).

6.3.1 Motore passo a magneti permanenti (PM)

Il principio di funzionamento di un motore passo a magneti permanenti si basa sul fenomeno di attrazione di poli magnetici opposti, come ampiamente descritto a proposito dello schema semplificato preso in considerazione. Nella realtà, però, sul rotore sono presenti più di una coppia polare e le due fasi statoriche sono disposte come in figura 6.6; il verso di percorrenza della corrente determina la polarizzazione delle due espansioni polari di ogni fase. In figura 6.7 è rappresentata una sequenza di alimentazione delle fasi, per un motore con 6 coppie polari rotoriche, che provoca una rotazione in senso antiorario. Le due fasi sono distanziate di un angolo pari a due volte il passo polare² di rotore α_r , meno 1/4 del passo stesso. In questo modo, come mostrato in figura, ad ogni commutazione il rotore ruota di un angolo α_p pari a $\alpha_r/4$. Nel caso specifico, in cui il rotore è formato da 6 coppie polari p_r , si ha $\alpha_r = 360^\circ/6 = 60^\circ$ e $\alpha_p = \alpha_r/4 = 15^\circ$; in definitiva si può affermare che un motore dotato di p_r coppie polari sarà caratterizzato da:

²Si ricordi che con *passo polare* si intende la distanza tra due poli omologhi.

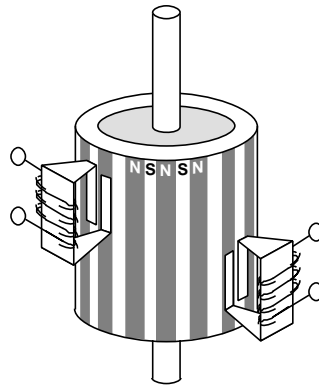


Figura 6.6: Motore passo PM

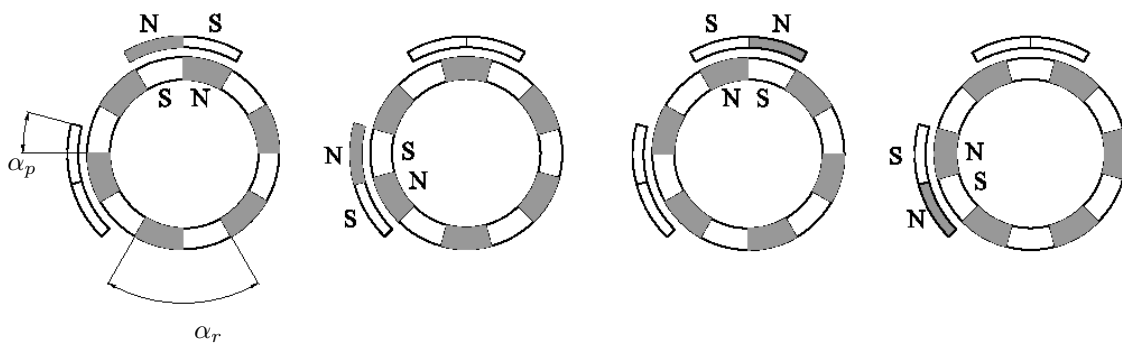


Figura 6.7: Sequenza di pilotaggio

$$\text{angolo di passo } \alpha_p = \frac{360^\circ}{4p_r}$$

$$\text{numero di passi al giro } n_p = \frac{360^\circ}{\alpha_p}$$

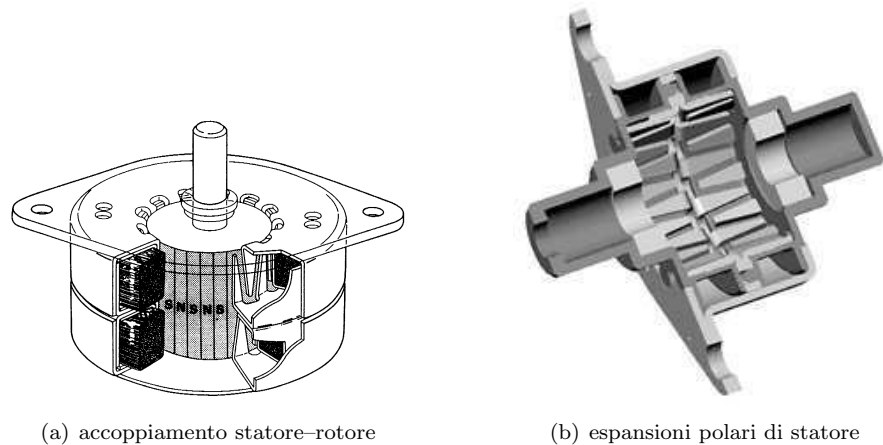
Nella realtà lo statore è suddiviso in due sezioni, una per ogni fase, ognuna delle quali ha un numero di coppie polari pari a quelle di rotore (figura 6.8); il numero di espansioni polari statoriche influenza solo la coppia erogabile dal motore e non la sua risoluzione (cioè il numero di passi/giro n_p).

I motori a magneti permanenti sono utilizzati in applicazioni di basso costo in cui le prestazioni richieste, in termini di velocità e coppia, non sono elevate (un esempio tipico sono i drives per floppy disk e le testine delle stampanti ad aghi). Una caratteristica tipica, dovuta alla presenza dei magneti permanenti, è che, anche con le fasi disalimentate, il motore è in grado di fornire una coppia, detta **coppia residua (Detent Torque)**; il rotore quindi tende a mantenere la propria posizione, anche in assenza di alimentazione. Il campo di angoli di passo va da 3.6° a 18° con risoluzioni che vanno quindi da 20 a 100 passi/giro (con pilotaggio a passo intero); i più tipici sono quelli dotati di 6 o 12 coppie polari a cui corrispondono rispettivamente angoli di passo di 15° e 7.5° , e risoluzioni di 24 e 48 passi/giro.

6.3.2 Motore passo a riluttanza variabile (VR)

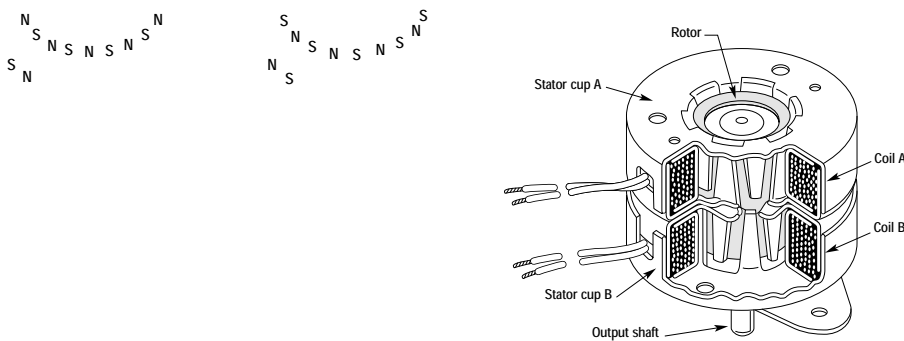
I motori passo a riluttanza variabile sono composti da un rotore dentato di materiale ferromagnetico che ruota all'interno di uno statore che ospita gli avvolgimenti di 3 o 4 fasi.

In figura 6.9 è rappresentato un motore caratterizzato da $n_r = 6$ denti di rotore e $n_s = 8$ espansioni polari statoriche su cui sono alloggiati 4 fasi.



(a) accoppiamento statore-rotore

(b) espansioni polari di statore



(c) disposizione delle due fasi

Figura 6.8: Motori passo PM

In questa configurazione il passo dei denti di rotore e quello dei denti di statore sono sfasati di:

$$\alpha_p = \frac{360^\circ}{n_r} - \frac{360^\circ}{n_s} = 360^\circ \left(\frac{1}{n_r} - \frac{1}{n_s} \right) = 15^\circ$$

cioè di 1/4 del passo della dentatura di rotore.

Alimentando le fasi nella sequenza A, B, C, D , si ottiene, ad ogni commutazione, l'allineamento delle espansioni statoriche corrispondenti alla fase alimentata con i denti di rotore più vicini; si ottiene quindi una rotazione in senso antiorario di un passo pari ad α_p^3 . Il motore presenta una risoluzione di:

$$n_p = \frac{360^\circ}{\alpha_p} = \frac{n_r n_s}{n_s - n_r} = 24 \text{ passi/ giro}$$

Variando il numero di espansioni polari statoriche e il numero di denti di rotore (mantenendo lo stesso rapporto tra i due), si ottengono anche angoli di passo più piccoli, fino a coprire l'intera gamma che va da 1.8° a 15° . Ad esempio raddoppiando sia il numero di denti di rotore che il numero di espansioni statoriche si dimezza l'angolo di passo, raddoppiando di conseguenza la risoluzione (figura 6.10).

A causa delle scarse prestazioni in termini di coppia e di rendimento, il motore passo a riluttanza variabile è impiegato raramente; inoltre l'assenza di magneti permanenti fa sì che il motore non sia dotato di coppia di mantenimento perciò, in caso di mancanza di tensione, il rotore non è in grado di mantenere in posizione l'eventuale carico.

³È interessante notare che, non essendoci la presenza di magneti permanenti, l'allineamento dei denti statorici e rotorici non è influenzato dalla direzione del flusso del campo magnetico generato dall'alimentazione delle fasi.

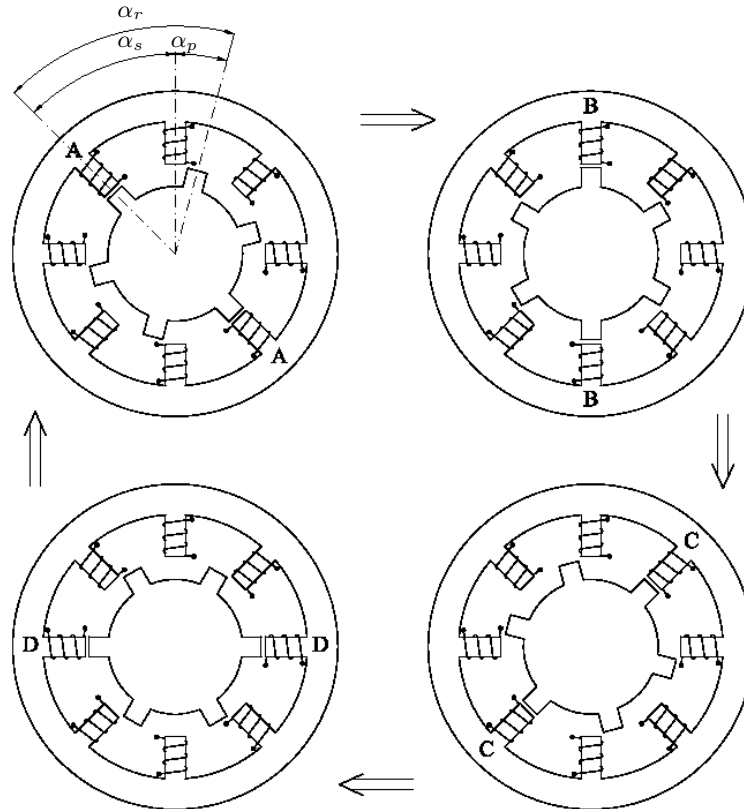


Figura 6.9: Sequenza di pilotaggio motore VR

6.3.3 Motore passo ibrido (HY)

I motori passo più diffusi combinano i principi della riluttanza variabile e dei magneti permanenti dando origine alla tipologia cosiddetta *ibrida*. Il rotore presenta un magnete permanente magnetizzato in senso assiale, cioè parallelamente all'asse di rotazione. Alle estremità del magnete sono calzati due cappelli dentati uguali, uno con polarizzazione N e l'altro con polarizzazione S. I due cappelli presentano dentature sfasate reciprocamente di mezzo passo angolare α_r della dentatura stessa (figura 6.11).

Lo statore è anch'esso dentato ma con passo α_s tale che $\alpha_s - \alpha_r = (1/4)\alpha_r$. In figura 6.12 è rappresentato lo schema di un motore passo ibrido caratterizzato da $n_r = 10$ denti di rotore e $n_s = 8$ denti di statore. Lo statore ospita gli avvolgimenti delle fasi A e B che sono disposte in modo da generare le polarità indicate. Osservando questo schema si nota che, alimentando la fase A con corrente i_A^+ (cioè assumendo positivo il verso di percorrenza di figura), le due coppie polari interessate da questa fase, si polarizzano in maniera opposta. L'insieme dei fenomeni di minimizzazione della riluttanza del circuito magnetico e della tendenza all'allineamento dei campi magnetici di statore e rotore provocano la generazione di una coppia sul rotore che tende ad allineare ad un'estremità il cappello N con i denti S e il cappello S con i denti N all'altra estremità.

Alimentando ora la fase B con corrente i_B^+ (e disalimentando la fase A), il rotore ruota in senso orario di un angolo di passo α_p :

$$\alpha_p = \alpha_s - \alpha_r = \frac{360^\circ}{n_s} - \frac{360^\circ}{n_r} = 360 \left(\frac{1}{n_s} - \frac{1}{n_r} \right) = 9^\circ$$

pari a 1/4 dell'angolo di passo del rotore α_r .

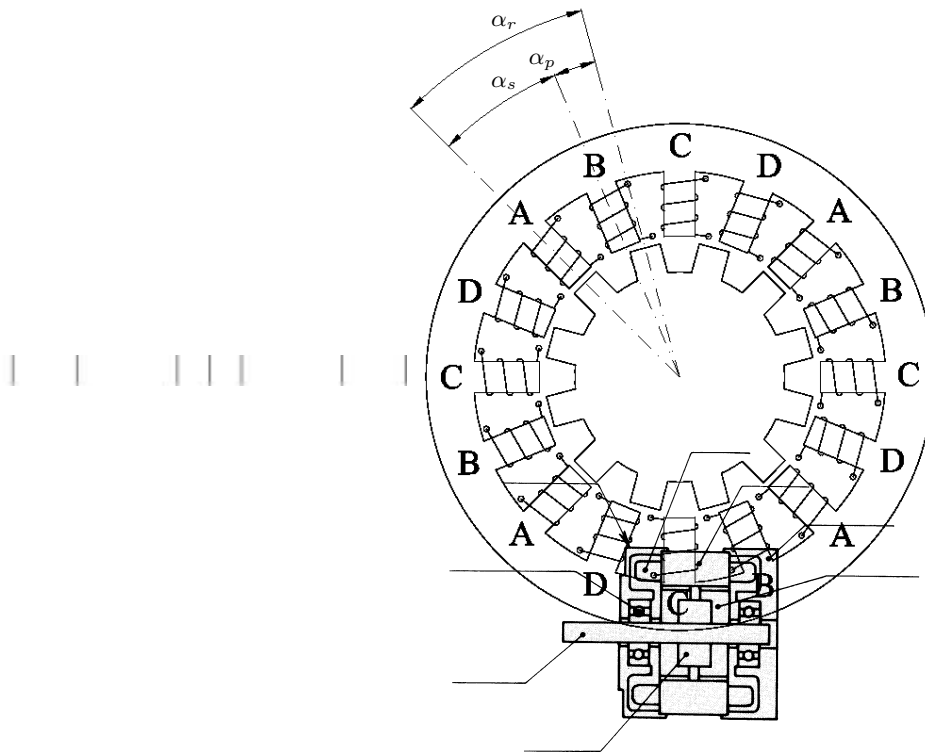


Figura 6.10: Motore passo VR con risoluzione di 48 passi/giro

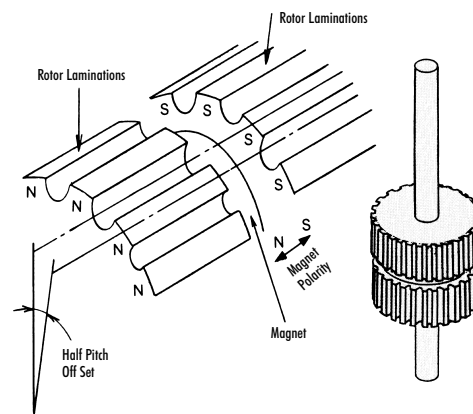


Figura 6.11: Sfasamento tra le due dentature di rotore

Imponendo la sequenza i_A^+ , i_B^+ , i_A^- , i_B^- , i_A^+ , si provoca una rotazione oraria di 4 passi angolari; la sequenza inversa produce invece una uguale rotazione ma in verso antiorario. Il motore in questione ha quindi una risoluzione di:

$$n_p = \frac{360^\circ}{\alpha_p} = \frac{360^\circ \cdot 4}{\alpha_r} = n_r \cdot 4 = 40 \text{ passi/giro}$$

Aumentando il numero di denti sia del rotore che dello statore nella stessa proporzione, l'angolo di passo rimane sempre pari a 1/4 del passo angolare della dentatura rotorica α_r . In questo modo, però, si ottiene un aumento della risoluzione del motore e quindi una diminuzione dell'angolo di passo α_p .

Ad esempio con un rotore dotato di 50 denti (figura 6.13), che corrisponde ai motori più tipici presenti sul mercato, si ottiene un numero di passi al giro $n_p = 4 n_r = 200$, da cui si ottiene immediatamente il valore dell'angolo di passo $\alpha_p = 360^\circ / 200 = 1.8^\circ$.

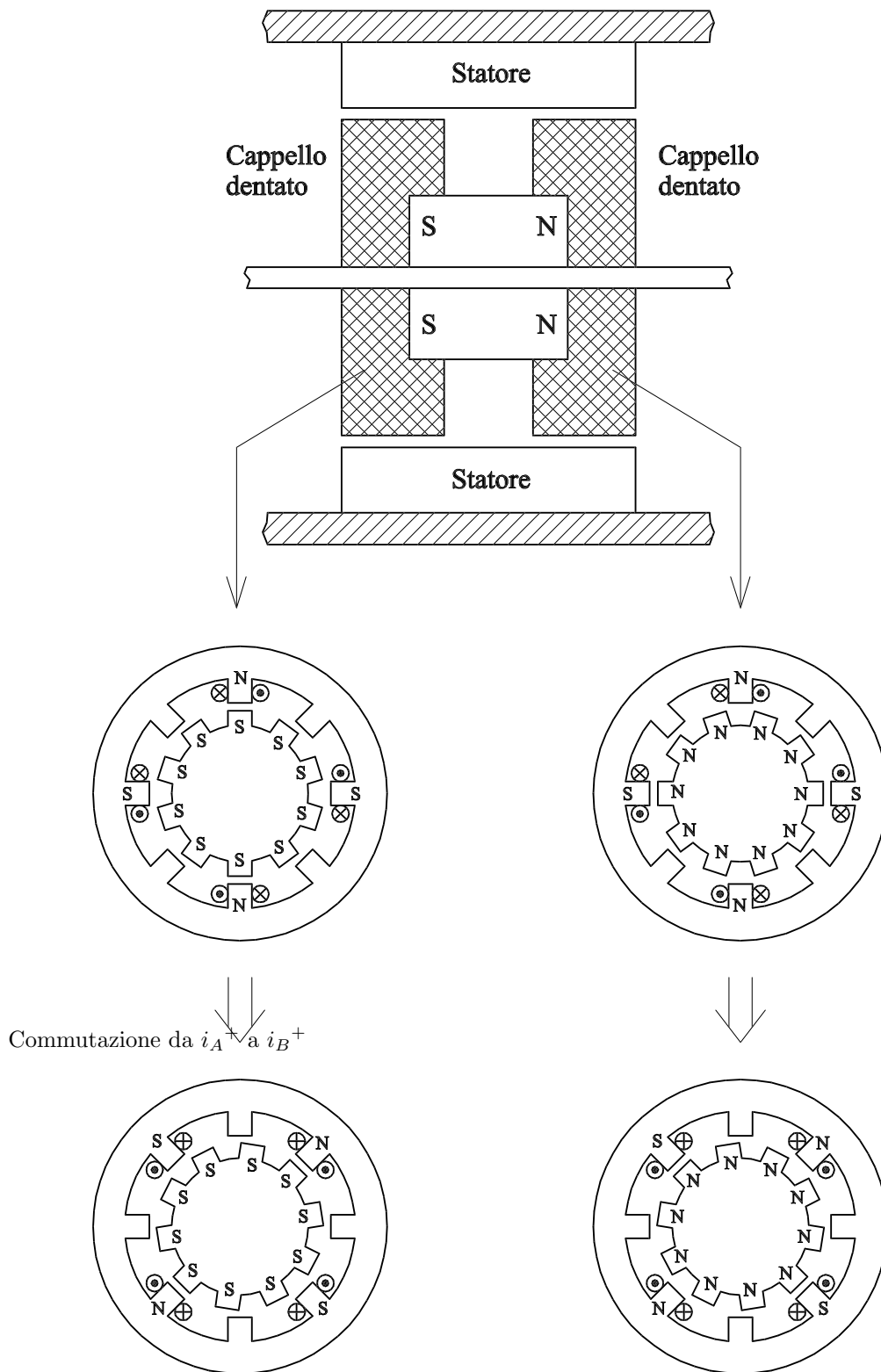


Figura 6.12: Schema di principio di un motore passo ibrido



Figura 6.13: Motore passo ibrido

Quando la risoluzione del motore è piuttosto alta, e quindi anche il numero di denti è elevato, le espansioni polari statoriche vengono dotate di dentatura; in particolare nel caso del motore caratterizzato da 50 denti, come si può osservare in figura 6.13, si hanno 8 espansioni polari di statore ognuna dotata di 5 denti.

Fasi e avvolgimenti

Come già accennato in precedenza, il funzionamento del motore passo avviene grazie all'inversione del campo magnetico generato dalle fasi di statore. Nello schema di figura 6.12 si suppone che questa inversione venga realizzata agendo sul senso di circolazione della corrente negli avvolgimenti costituenti una singola fase: in questo caso si parla di motori **bipolari**. L'inversione del senso di circolazione della corrente viene realizzato dall'azionamento di pilotaggio detto anch'esso **bipolare**.

L'inversione del campo magnetico, però, può essere realizzata anche agendo sul verso di avvolgimento delle fasi piuttosto che sul verso di circolazione della corrente. In questo caso vengono utilizzati quattro avvolgimenti, due per ognuna delle precedenti fasi A e B; sulle espansioni polari interessate ad esempio dalla fase A vengono avvolte in versi opposti l'una rispetto all'altra le fasi A1 e A2. L'inversione della polarizzazione delle espansioni polari statoriche interessate dalla fase A viene quindi realizzata passando dall'alimentazione della fase A1 all'alimentazione della fase A2 e non più invertendo il senso di percorrenza della corrente. Le stesse considerazioni valgono naturalmente per la fase B. La sequenza di eccitazione, che genera l'avanzamento del rotore di un passo, diventa quindi $i_{A1}, i_{B1}, i_{A2}, i_{B2}, i_{A1}$, dove i segni $+$ e $-$ non compaiono più poiché la corrente circola nello stesso verso in tutte le fasi: si parla di motori e azionamenti **unipolari**.

In figura 6.14 sono rappresentate schematicamente le due situazioni sopra descritte (il differente verso di avvolgimento delle spire evidenzia la diversa polarizzazione del campo magnetico generato). Come si può notare dalla figura; è possibile capire se un motore è bipolare o unipolare semplicemente contando il numero di fili uscenti: un motore bipolare ha 4 fili mentre uno unipolare ne ha 8.

È da notare però che un motore unipolare può essere pilotato anche da un azionamento bipolare; questa condizione può essere realizzata collegando i due avvolgimenti di ogni fase in serie o in parallelo (figura 6.15) in maniera tale che generino due campi magnetici concordi. In questo modo viene ripristinata una configurazione equivalente alla bipolare; la scelta del tipo di collegamento va fatta tenendo conto che, a parità di tensione applicata, la corrente circolante è differente nei due casi e quindi differente è anche la coppia erogabile dal motore.

Sul mercato esistono anche motori che presentano all'esterno 5 o 6 fili; questi sono motori unipolari in cui i collegamenti fra le quattro fasi sono realizzati internamente secondo le modalità indicate in figura 6.16.

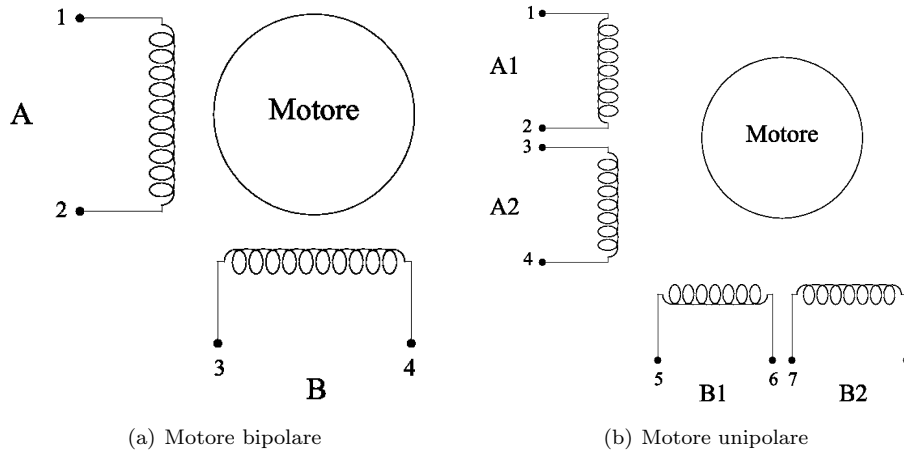


Figura 6.14: Rappresentazione schematica degli avvolgimenti

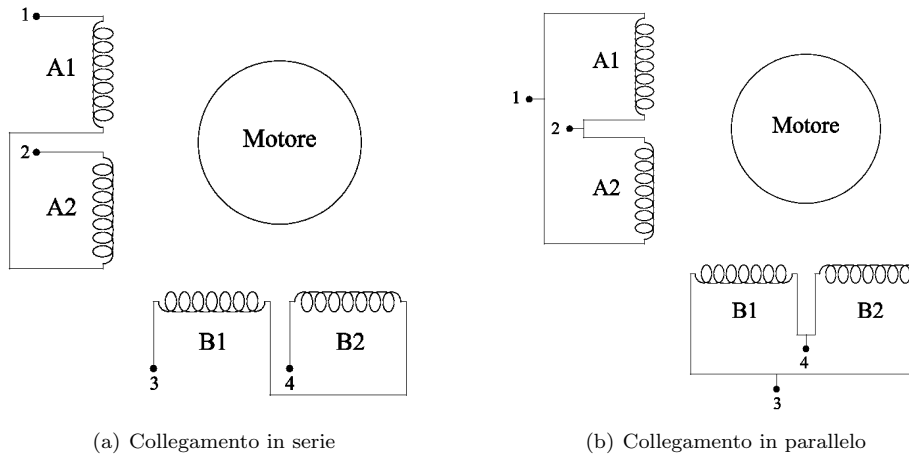


Figura 6.15: Collegamenti degli avvolgimenti di un motore unipolare

6.4 Comportamento meccanico

6.4.1 La caratteristica statica

Per la definizione del comportamento di un azionamento a motore passo assume particolare rilievo la caratteristica statica.

Si consideri il motore con le due fasi alimentate con corrente pari alla corrente nominale; il campo magnetico di statore assume una posizione ben determinata e conseguentemente il rotore si porta in una posizione α_0 caratterizzata, per l'equilibrio alla rotazione del rotore stesso, da una coppia motrice C_m nulla.

Applicando dall'esterno in maniera quasi statica una piccola coppia resistente C_r , il rotore si porta in una nuova posizione di equilibrio α_m , in cui la coppia motrice esercitata non sarà più nulla ma pari a C_r . Immaginando di ripetere il procedimento per diversi valori di C_r e rappresentando graficamente il legame tra la coppia motrice C_m e la posizione angolare del rotore α_m , si ottiene il diagramma di figura 6.17.

Per valori di C_r sufficientemente piccoli, rimuovendo la coppia resistente, il motore ritorna nella posizione α_0 . Al crescere di C_r la pendenza della curva diminuisce sempre più in modulo, finché si raggiunge un valore massimo C_H ; questo valore è noto con il nome di **holding torque (coppia di mantenimento)**. Se viene superato questo valore di coppia, il motore perde il passo.

Tracciando l'andamento della caratteristica statica sull'angolo giro si ottiene una curva che, con buona

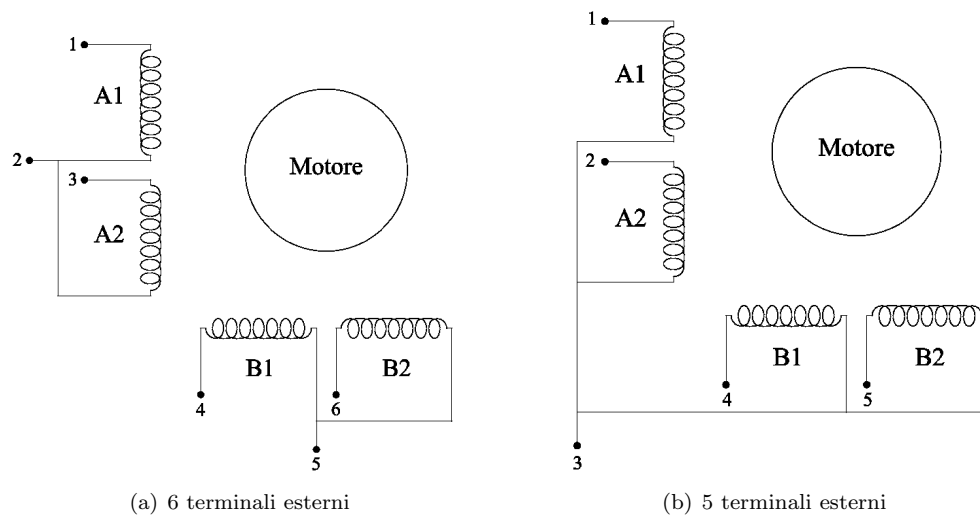


Figura 6.16: Collegamenti interni delle fasi in un motore unipolare

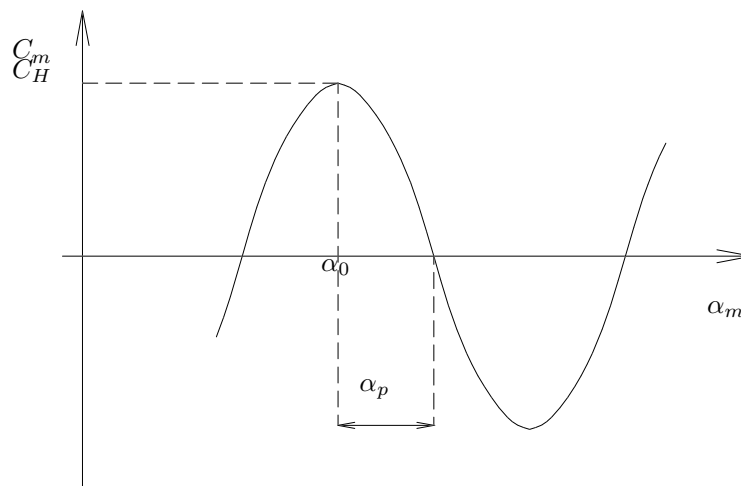


Figura 6.17: Caratteristica statica di un motore passo

approssimazione, può essere rappresentata con una sinusoide di periodo pari a quattro volte l'angolo di passo α_p :

$$C_m = C_H \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_0 - \alpha_m) \right] \quad (6.1)$$

La presenza di un magnete permanente consente al rotore di assumere una posizione di equilibrio stabile anche con motore non alimentato. Applicando una modesta coppia di carico, il rotore assume una differente posizione di equilibrio, alla rimozione della quale ritorna nella posizione originaria. Se però la coppia di carico supera un certo valore detto **detent torque** (**coppia residua**), il motore perde il passo.

6.4.2 La curva di pull-out

Pilotando un sistema azionamento (driver)–motore passo a frequenza di commutazione delle fasi costante f , si ottiene un funzionamento del motore a regime ad una velocità fissa corrispondente alla frequenza f di pilotaggio; la curva caratteristica di un motore passo è dunque una retta verticale.

Quest'ultima risulta però limitata superiormente da un valore di coppia pari alla massima coppia resistente che il motore può vincere in condizioni di regime. Tale coppia prende il nome di **coppia di pull-out**.

Il valore della coppia di pull-out dipende dalla frequenza f di comando; la curva che rappresenta l'andamento di questa coppia in funzione di f è detta **curva di pull-out** (figura 6.18) e definisce il campo di funzionamento del sistema driver-motore passo (in specifiche condizioni di alimentazione) nel I° quadrante.

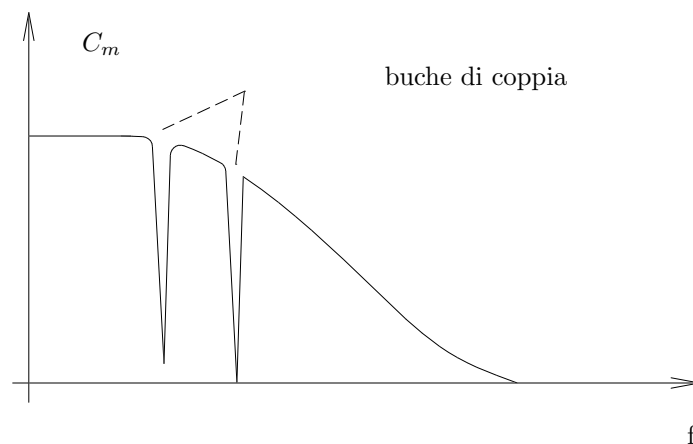


Figura 6.18: Curva di pull-out

La curva di pull-out è in genere fornita per frequenze superiori alla frequenza propria corrispondente alla sola inerzia del motore. Il fenomeno di risonanza si manifesta con la presenza di “buche” di coppia, come verrà spiegato nel paragrafo 6.4.3.

Per frequenze di comando sufficientemente basse la coppia di pull-out assume un valore pari a circa la holding torque, mentre per frequenze maggiori decresce progressivamente fino ad annullarsi.

Questa tendenza è da attribuirsi fondamentalmente ai transitori elettrici durante la commutazione dell'alimentazione delle varie fasi e alla presenza di una forza controelettromotrice (proporzionale alla velocità di rotazione del motore).

L'andamento della corrente in un avvolgimento caratterizzato da una resistenza R e da un'induttanza L , nella fase di alimentazione ad una tensione V , è descritta dall'equazione differenziale:

$$V - Ri - L \frac{di}{dt} - V_{cem} = 0$$

dove con V_{cem} si è indicata la forza controelettromotrice.

L'andamento della corrente è quindi caratterizzato da una costante di tempo elettrica $\tau = L/R$ e da un valore di regime pari a $i_R = (V - V_{cem})/R$.

All'aumentare della velocità di rotazione del motore, la forza controelettromotrice V_{cem} aumenta e quindi la corrente di regime i_R (e quindi la coppia erogabile dal motore) diminuisce.

Accanto a questo fenomeno vi è poi da aggiungere il fatto che, all'aumentare della frequenza di commutazione, diminuisce il tempo di permanenza a regime della corrente, fino ad arrivare alla condizione in cui la corrente non riesce a raggiungere il valore di regime e la coppia erogabile diventa sempre più bassa.

Questi comportamenti sono mostrati in figura 6.19 in cui sono rappresentati gli andamenti delle correnti di una fase per tre diverse frequenze di commutazione f nel caso di un motore caratterizzato dai seguenti parametri:

Tipo	bipolare
Risoluzione	200 passi/giro
Funzionamento	passo intero
Tensione di alimentazione fase	7.5 V
Corrente nominale	0.2 A
Resistenza di fase	37.5 Ohm
Induttanza di fase	52 mH
Costante di tempo elettrica τ	1.4 ms
Forza controelettrica	0.047 V/rpm

Come si può notare dalla tabella, per i motori passo viene definito anche un parametro chiamato “forza controelettrica” che però non corrisponde alla grandezza precedentemente identificata con il simbolo V_{cem} . Questo parametro rappresenta in realtà il coefficiente di proporzionalità che lega la forza controelettrica V_{cem} alla velocità di rotazione del motore. Ad esempio, nel caso di un motore funzionante a passo intero, detto n_p il numero di passi/giro e K_E la costante di proporzionalità si ottiene la relazione:

$$V_{cem} = K_E \frac{f}{n_p} 60$$

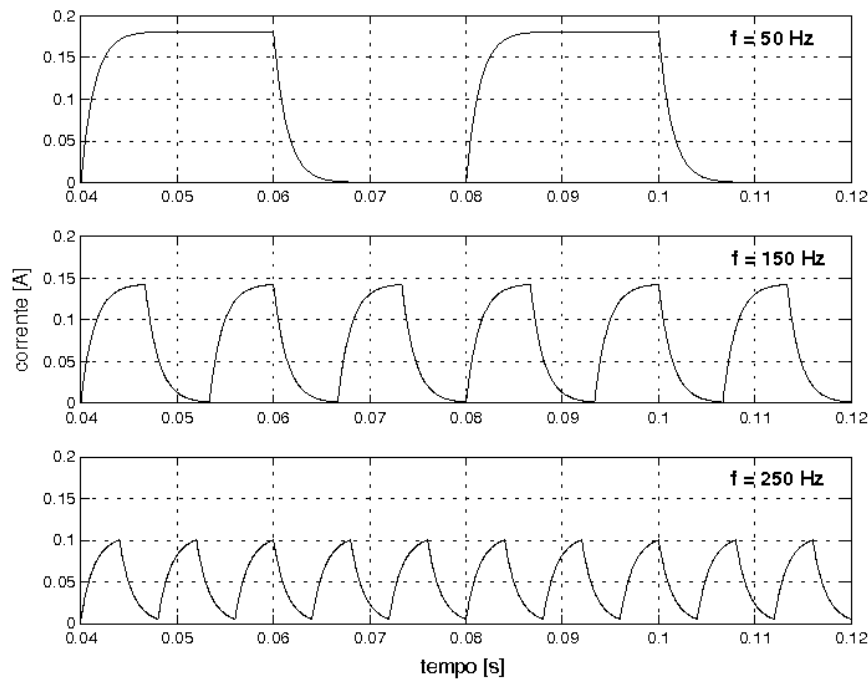


Figura 6.19: Andamento correnti di fase per diverse frequenze di commutazione

La figura 6.19 mostra che, per il tipo di motore considerato, ad una frequenza di commutazione $f = 50$ Hz la corrente riesce a raggiungere il valore di regime i_R . Aumentando la frequenza di commutazione a 150 Hz, il tempo di alimentazione della fase è ancora tale da consentire alla corrente di raggiungere il valore di regime che però diminuisce a causa dell’aumento della forza controelettrica. Alla frequenza di 250 Hz, oltre ad una ulteriore diminuzione della corrente di regime, il tempo di alimentazione della fase diventa troppo piccolo e la corrente non riesce a raggiungere il valore di regime.

6.4.3 Comportamento sul singolo passo

Si consideri un motore con una certa alimentazione delle fasi e in condizioni statiche. Esso esercita una coppia secondo la caratteristica statica C_0 (descritta dall'espressione 6.1) e, considerando per semplicità nulla la coppia resistente C_r , il motore assume la posizione α_0 (figura 6.20).

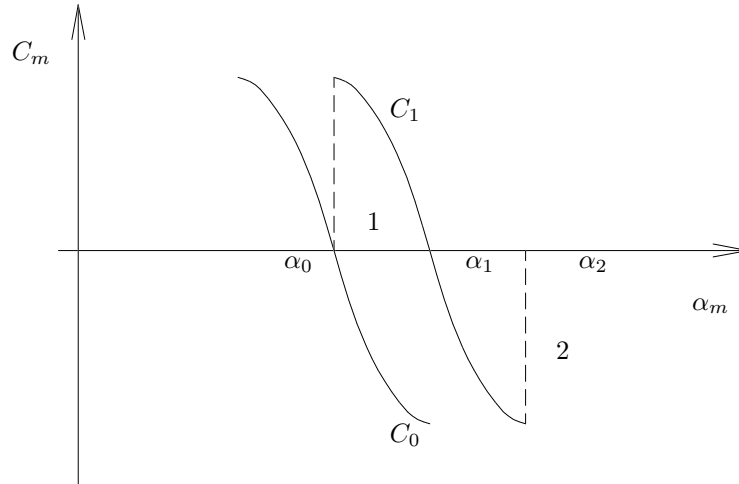


Figura 6.20: *Comportamento sul singolo passo*

Effettuando una commutazione delle fasi, viene imposta al sistema una variazione a gradino della posizione di equilibrio di una quantità pari all'angolo di passo α_p . Trascurando i transistori elettrici, si può ritenere che istantaneamente la caratteristica statica C_0 si annulli e venga sostituita dalla C_1 . Il motore, inizialmente nella posizione α_0 , in base alla nuova caratteristica statica accelera e acquista velocità. Al passaggio per la posizione α_1 , il rotore risulta dotato di un'energia cinetica pari al lavoro compiuto dalla coppia C_1 per portare il rotore dalla posizione α_0 alla posizione α_1 e quantificato dall'area contrassegnata dal numero 1 in figura 6.20. Quindi il motore supera la nuova posizione di equilibrio e, ipotizzando che non vi siano dissipazioni di energia, prosegue la sua corsa fino al raggiungimento della posizione α_2 in cui l'area 2 eguaglia l'area 1. Il rotore ritorna poi verso la posizione α_1 , la sorpassa e ritorna verso α_0 compiendo quindi un'oscillazione.

Questa oscillazione è governata dalla legge di moto:

$$C_m = J\dot{\omega}$$

dove J è l'inerzia del rotore, $\dot{\omega} = \ddot{\alpha}_m$ la sua accelerazione angolare e C_m è la coppia motrice espressa, come già visto, dalla relazione

$$C_m = C_H \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_1 - \alpha_m) \right]$$

In realtà, a causa soprattutto di fenomeni elettrici, le oscillazioni risultano smorzate. Lo smorzamento viene espresso attraverso una costante viscosa c , per cui l'equazione del moto diventa:

$$C_m = J\ddot{\alpha}_m + c\dot{\alpha}_m$$

e quindi si può ritenere che la coppia motrice assuma in realtà la forma:

$$C_m^* = C_m - c\dot{\alpha}_m = C_H \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_1 - \alpha_m) \right] - c\dot{\alpha}_m$$

Questa equazione rappresenta il modello che descrive il comportamento del motore passo.

L'espressione di C_m rende l'equazione non lineare in α_m . Per poter determinare la frequenza delle oscillazioni, anche se in maniera approssimata, si può linearizzare l'equazione che esprime la coppia motrice nell'intorno della posizione di equilibrio α_1 . La coppia motrice viene quindi approssimata con una retta passante per α_1 di pendenza pari alla tangente a C_m in α_1 :

$$C_m = C_H \frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_1 - \alpha_m)$$

L'equazione di moto del sistema diviene quindi:

$$J \ddot{\alpha}_m + c \dot{\alpha}_m + C_H \frac{\pi}{2\alpha_p} \alpha_m = C_H \frac{\pi}{2\alpha_p} \alpha_1$$

mentre la pulsazione propria del sistema sarà:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{C_H \pi}{J 2\alpha_p}}$$

Da questa analisi risulta che se la frequenza di commutazione delle fasi è pari o prossima alla frequenza propria del motore, il sistema entra in risonanza e l'ampiezza delle oscillazioni diviene tale da far perdere il passo al motore. Per questo motivo nel campo di funzionamento di un motore passo vi sono zone in cui si manifestano le cosiddette *buche di coppia*, cioè zone in cui il motore, a passo intero, funziona in maniera estremamente irregolare. Il problema viene superato pilotando il motore con tecniche a passo frazionario o a micropasso, alle quali si accennerà in seguito.

6.4.4 La curva di pull-in

L'avviamento del motore passo viene in genere effettuato a partire da frequenze di pilotaggio almeno doppie di quelle proprie del sistema. Supponendo che il motore sia inizialmente fermo, se la frequenza di partenza (o di start) è eccessivamente elevata in relazione al momento d'inerzia dell'albero motore ed alla coppia resistente, la coppia motrice non è sufficiente ad accelerare tanto rapidamente il rotore da farlo sincronizzare con il campo magnetico di statore: il motore perde il passo.

Riportando sul piano caratteristico $C_m - f$, per diversi valori del momento d'inerzia J , la massima coppia resistente che consente al motore di avviarsi alle diverse frequenze, si ottiene la curva di **pull-in** (figura 6.21). Per poter avviare il motore ad una frequenza superiore a quella di pull-in occorre farlo partire con frequenza sufficientemente bassa e incrementare gradualmente la velocità, ad esempio attraverso una rampa, fino a raggiungere il valore desiderato.

Queste curve, che definiscono il campo di start del motore, ne definiscono anche, con ottima approssimazione, il campo di stop.

6.4.5 Correzione del modello

In base alla curva di pull-out si può correggere il modello di funzionamento del motore passo che, nel paragrafo 6.4.3, è stato ricavato facendo riferimento solo alla caratteristica statica del motore, per ogni frequenza di funzionamento.

Ora si suppone che, ad ogni frequenza di comando, il motore eserciti ad ogni istante una coppia motrice corrispondente alla caratteristica statica relativa alle fasi alimentate in quell'istante, ma caratterizzata da un valore massimo individuato mediante la curva di pull-out a quella determinata frequenza di comando. La coppia massima del motore ad una certa frequenza è circa uguale a 1.1 volte la coppia di pull-out $C_{po}(f)$ a quella frequenza. Si può quindi scrivere:

$$C_m = 1.1 C_{po}(f) \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_0 - \alpha_m) \right]$$

dove α_0 varia nel tempo a gradini secondo una legge nota, imposta con il segnale di comando. Poiché le frequenze di comando sono solitamente molto superiori alla frequenza propria del sistema (onde evitare problemi di risonanza), la legge discontinua $\alpha_0(t)$ può essere sostituita da una legge continua che ne rappresenta l'andamento

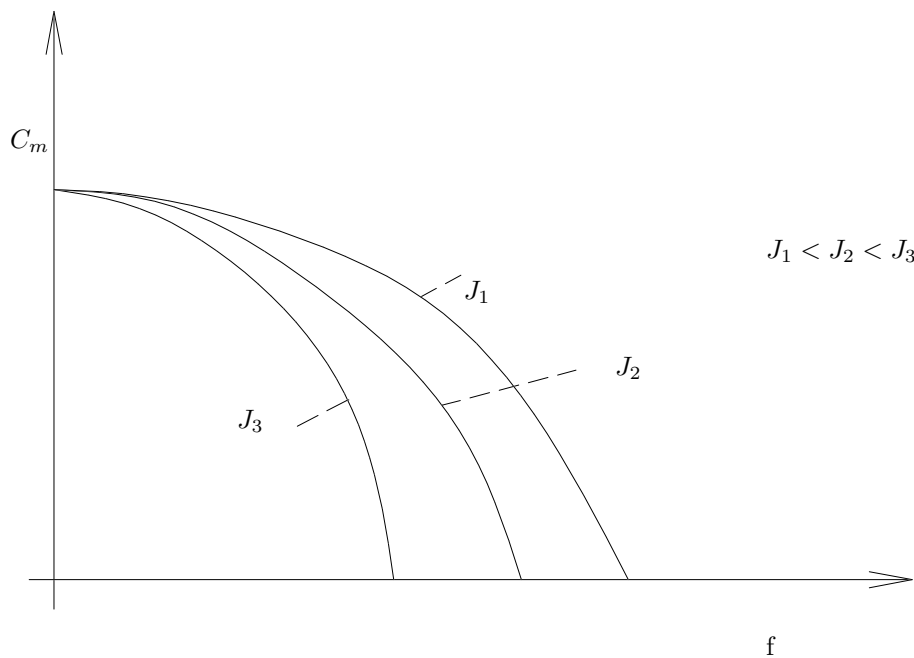


Figura 6.21: Curve di pull-in

medio. Gli effetti di smorzamento interni vengono tenuti in conto attraverso un termine viscoso proporzionale alla differenza delle velocità ($\dot{\alpha}_m - \dot{\alpha}_0$) e con costante viscosa dipendente dalla frequenza. La coppia motrice assume quindi la forma:

$$C_m = 1.1 C_{po}(f) \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} (\alpha_0 - \alpha_m) \right] - c(f)(\dot{\alpha}_m - \dot{\alpha}_0)$$

e il modello rappresentativo del motore diviene quello di figura 6.22 in cui la molla è non lineare.

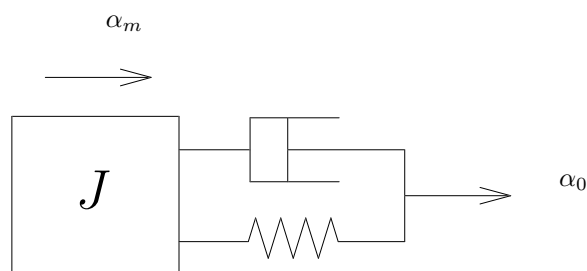


Figura 6.22: Modello del motore passo

Come già visto nel paragrafo 6.4.4, per poter far funzionare un motore ad una frequenza di comando superiore alla frequenza di pull-in (corrispondente ad una certa coppia resistente) occorre aumentare gradualmente la velocità del motore fino a raggiungere il valore desiderato. Dall'analisi del modello appena descritto emerge che

al motore occorre dare una legge di moto $\alpha_0(t)$ tale che le oscillazioni che ne derivano mantengano la coppia esercitata dal motore all'interno del campo definito dalla curva di pull-out.

6.4.6 Curva caratteristica in funzionamento two phases on

Come già accennato in precedenza, le fasi di un motore passo possono essere alimentate contemporaneamente realizzando la cosiddetta alimentazione *two phases on*

Ad ognuna delle due fasi alimentate è associata una curva caratteristica statica, come rappresentato in figura 6.23. Le due curve sono sfasate di un angolo pari all'angolo di passo; applicando il principio di sovrapposizione degli effetti è possibile calcolare la caratteristica statica generata da questo tipo di alimentazione. Sommando le due curve si ottiene l'andamento rappresentato in figura 6.23, caratterizzato da una holding torque maggiore di un fattore $\sqrt{2}$ rispetto al caso *one phase on*. Inoltre, sotto l'azione di questa curva caratteristica, il rotore si porta in una posizione di equilibrio intermedia a quelle relative all'alimentazione delle singole fasi.

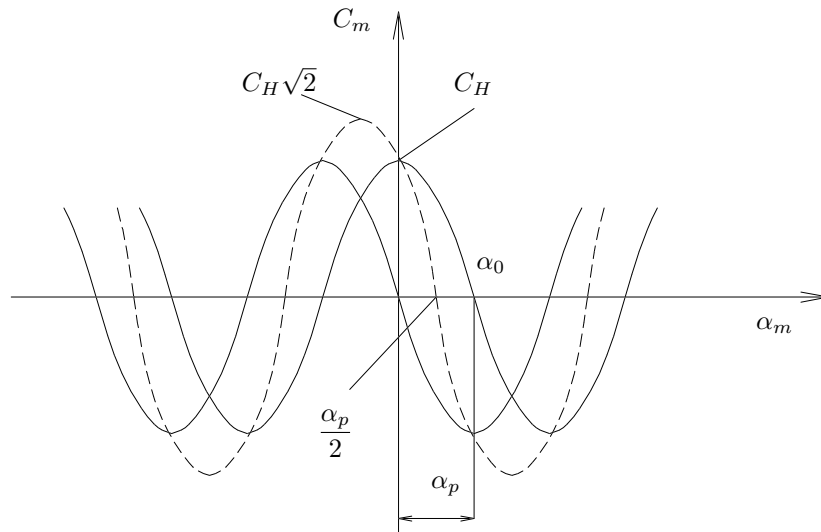


Figura 6.23: Caratteristica statica con alimentazione two phases on

Per rendersi conto di quanto sopra esposto, è sufficiente scrivere le espressioni delle caratteristiche statiche relative ad ognuna delle due fasi, ad esempio rispetto al sistema di riferimento di figura 6.23. Si ottengono le seguenti espressioni:

$$C_{m1} = C_H \cos \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} \alpha_m \right]$$

$$C_{m2} = -C_H \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} \alpha_m \right]$$

Sommando le due equazioni si arriva ad ottenere per la coppia risultante C_{m12} :

$$C_{m12} = \sqrt{2}C_H \cos \left[\frac{\pi}{2\alpha_p} \alpha_m + \frac{\pi}{4} \right]$$

da cui risulta evidente l'aumento della holding torque: l'ampiezza non è più pari a C_H ma pari a $\sqrt{2}C_H$. Inoltre calcolando l'intersezione della curva con l'asse delle ascisse si ottiene $\alpha_m = \alpha_p/2$, cioè la posizione di equilibrio del rotore è intermedia tra quelle relative alle singole fasi.

Alimentando, ad ogni commutazione, due fasi contemporaneamente, il motore continua ad avanzare con incrementi di un angolo di passo; continua cioè a funzionare a *passo intero* (*full step*).

Accanto al vantaggio di avere una coppia maggiore, occorre però tener presente che l'alimentazione *two phases on*, proprio a causa del fatto che vengono alimentate due fasi contemporaneamente, comporta una dissipazione energetica maggiore per effetto Joule.

Questa tecnica di pilotaggio viene utilizzata anche per ottenere il funzionamento a *mezzo passo* (*half step*).

Ad ogni commutazione il rotore compie mezzo angolo di passo e quindi il numero di passi del motore raddoppia: un motore da 200 passi/giro assume, in condizioni di funzionamento *half step*, una risoluzione di 400 passi/giro.

Come si può notare dalla tabella precedente, vi sono passi in cui è alimentata una sola fase, e passi in cui ne sono alimentate due. Ciò provoca una irregolarità nella coppia poiché si passa da istanti in cui la holding torque ha un valore C_H , a istanti in cui assume un valore pari a $\sqrt{2}C_H$. Per ovviare a questo inconveniente si può ricorrere ad azionamenti che consentano di modulare la corrente inviata al motore. In particolare, negli istanti di alimentazione contemporanea delle fasi, la corrente dovrebbe essere pari a $1/\sqrt{2}$ volte la corrente di alimentazione di una singola fase.

6.5 Il pilotaggio dei motori passo

Nei paragrafi precedenti si è accennato al fatto che i motori passo possono essere realizzati in configurazione unipolare o bipolare; questo si riflette anche sugli azionamenti che quindi si suddividono in **unipolari** e **bipolari**.

6.5.1 Driver unipolari

Il driver unipolare è dedicato al pilotaggio di motori passo unipolari, cioè motori dotati di due avvolgimenti per ogni fase.

In funzione della logica di comando, imposta al driver dall'esterno, la corrente viene fatta circolare nelle diverse fasi secondo lo schema di figura 6.24, in cui sono rappresentati anche i transistor di pilotaggio.

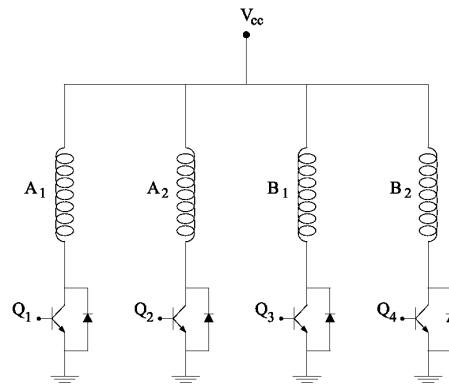


Figura 6.24: Schema di un driver unipolare

Ognuna delle quattro fasi deve quindi essere collegata, da un lato ai transistor e dall'altro all'alimentazione; come già accennato nel paragrafo 6.3.3, vi sono casi in cui questi ultimi collegamenti sono già realizzati all'interno del motore che quindi non si presenta più con 8 fili esterni ma con 5 o 6.

La sequenza delle fasi viene realizzata attraverso una opportuna logica di pilotaggio dei transistor adibiti alla chiusura del circuito di alimentazione di ognuna delle quattro fasi. In dipendenza della sequenza con cui vengono comandati i transistor, si hanno i diversi tipi di funzionamento: *one phase on*, *two phase on*, *half step*.

Ad esempio per realizzare un funzionamento *full step, two phase on*, la sequenza sarebbe:

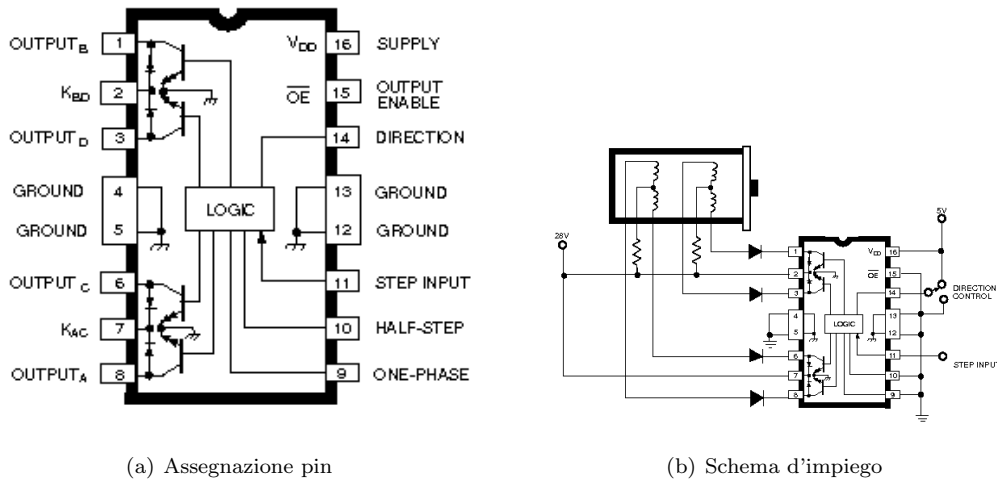
Passo	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄
1	ON	OFF	ON	OFF
2	OFF	ON	ON	OFF
3	OFF	ON	OFF	ON
4	ON	OFF	OFF	ON

Un esempio di driver unipolare è il circuito integrato 5804 della Allegro Microsystems (figura 6.25(a)) per il quale è rappresentato in figura 6.25(b) un possibile schema di utilizzo.

Il pilotaggio dei transistor è realizzato dalla parte di logica interna, mentre alcuni dei comandi che giungono dall'esterno sono:

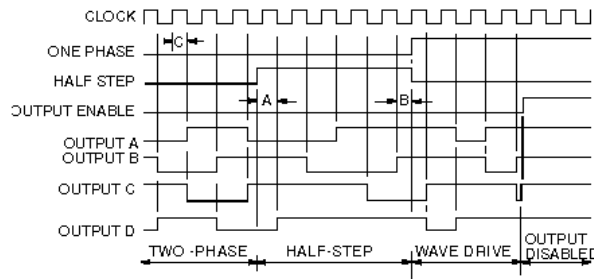
- segnale ad onda quadra (pin 11, STEP INPUT), la cui frequenza è pari alla frequenza di commutazione delle fasi desiderata;
- segnali ai pins 9, 10 e 14 che consentono di selezionare rispettivamente: il funzionamento ONE o TWO PHASE ON, HALF STEP, e il verso di rotazione del motore (DIRECTION).

In figura 6.25(c) è riportato un esempio che mostra l'andamento dei segnali nelle fasi del motore (OUTPUT A, B, C, D), in dipendenza dei segnali di ingresso (CLOCK [STEP-INPUT], ONE PHASE, HALF STEP).



(a) Assegnazione pin

(b) Schema d'impiego



(c) Segnali (il termine *wave drive* è utilizzato come sinonimo di alimentazione *one phase on*)

Figura 6.25: Driver unipolare 5804

6.5.2 Driver bipolari

Quando si devono pilotare motori bipolari è necessario ricorrere a driver bipolari; caratteristica peculiare di questo tipo di azionamento è la possibilità di invertire l'verso di percorrenza della corrente di fase.

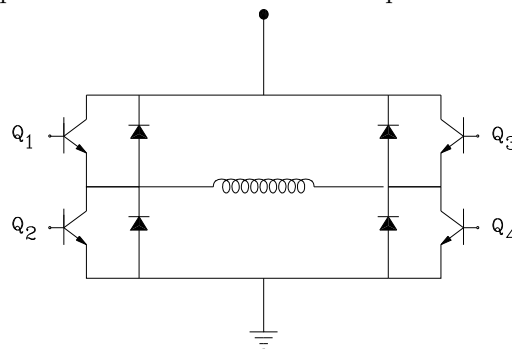


Figura 6.26: Schema di un driver bipolare relativo ad una singola fase

Per realizzare questa funzione viene utilizzato uno schema circuitale a doppio ponte (*full bridge*), che consente il funzionamento del motore nei quattro quadranti.

In figura 6.26 è rappresentato lo schema di collegamento di una delle due fasi del motore con il relativo doppio ponte.

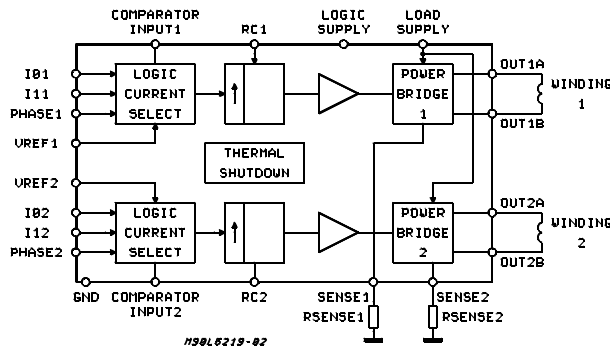


Figura 6.27: Schema a blocchi driver bipolare L6219

Anche in questo caso i transistor non vengono pilotati direttamente ma alcuni dei segnali di input forniti (ad esempio per la fase A) sono:

- PHASE1: il segnale alto o basso al pin corrispondente determina il verso di percorrenza della corrente;
- I01, I11: a seconda dello stato alto o basso di questa coppia di pin viene determinato il livello di corrente circolante nella fase (che può essere posto anche a zero). Questi due ingressi consentono quindi di selezionare il funzionamento *one phase on*, *two phases on*, *half step* o a *micropasso (microstepping)*.

6.5.3 Il controllo della corrente

Come già descritto nel paragrafo 6.4.2, all'aumentare della frequenza di comando, la coppia erogabile dal motore, in condizioni di regime, diminuisce. A causa dell'induttanza degli avvolgimenti, infatti, la corrente di alimentazione, che tende a raggiungere il valore di regime $i_R = (V - V_{cem})/R$, subisce, all'atto della commutazione, un transitorio con costante di tempo $\tau = L/R$.

All'aumentare della frequenza di comando si ha la compresenza di due fenomeni: da un lato il tempo durante il quale la fase è alimentata diventa paragonabile alla costante di tempo elettrica τ , dall'altro si ha un continuo aumento della forza controelettromotrice V_{cem} e quindi una continua diminuzione del valore della corrente di regime i_R .

L'insieme di questi due aspetti provoca la diminuzione della coppia erogabile.

Per ovviare al problema legato a τ , si può agire inserendo una **resistenza in serie** ad ognuna delle fasi del motore: in questo modo la resistenza totale (R_{tot}) del circuito relativo ad ogni singola fase viene aumentata con una conseguente diminuzione della costante di tempo (figura 6.28).

Per garantire lo stesso valore della corrente a regime il circuito deve essere alimentato con una tensione V' maggiore di V e questo consente di ridurre anche l'effetto della forza controelettromotrice sulla variazione di i_R .

Un pilotaggio della corrente di questo tipo prende il nome di **L/nR direct voltage drive**, intendendo con "nR" che la resistenza totale è n volte più alta della resistenza di fase R. Nel caso particolare di figura 6.28 la resistenza totale è pari a 2 volte la resistenza di fase e quindi, per garantire lo stesso valore di corrente di regime anche la tensione applicata deve essere doppia.

Questa tecnica presenta però lo svantaggio di dissipare maggior potenza per effetto Joule a causa dell'aumento di resistenza; un modo per risolvere questo problema è ricorrere ad un azionamento a **due livelli di tensione**.

⁴La logica di comando, oltre a fornire la sequenza di apertura e chiusura dei transistor, fa in modo che le coppie Q_1, Q_2 e Q_3, Q_4 non risultino mai chiuse contemporaneamente, onde evitare la condizione di corto circuito.

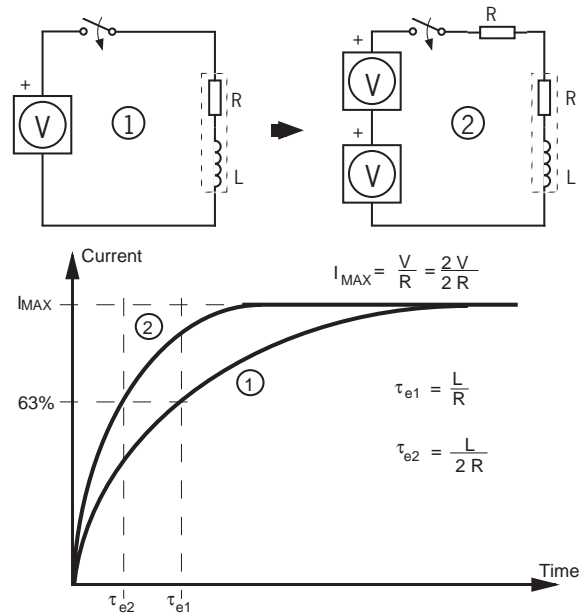


Figura 6.28: Andamento della corrente di fase

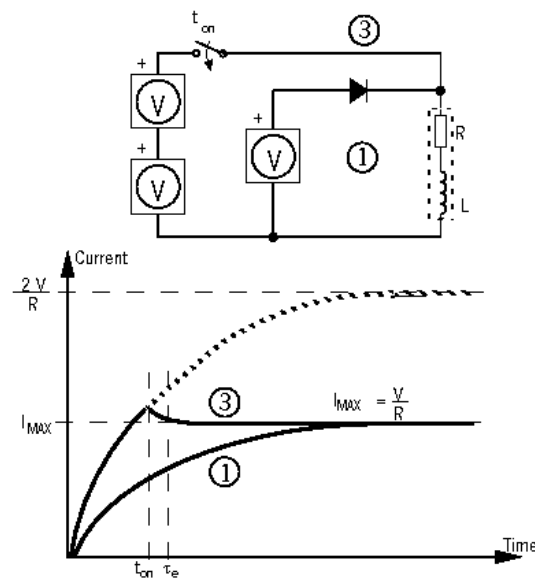


Figura 6.29: Schema di azionamento a due livelli di tensione

Durante il transitorio, la fase, senza resistenze aggiuntive, viene alimentata con una tensione molto più alta della tensione necessaria al raggiungimento del valore i_R . In questo modo, pur rimanendo invariato il valore di τ , la corrente cresce molto più rapidamente durante il transitorio; al raggiungimento del valore desiderato i_R (condizione determinata attraverso un sensore di corrente), l'azionamento passa ad alimentare la fase con la tensione V (figura 6.29). In questo caso, visto che a regime la tensione applicata alla fase è V , l'effetto della forza contro elettromotrice non viene ridotto, come invece nel caso precedente.

L'approccio più comunemente utilizzato e più efficiente è quello basato sull'impiego di un **chopper a controllo di corrente**. In questo caso la fase viene alimentata con un valore di tensione molto più alto di V e al

raggiungimento del valore desiderato di i_R viene effettuato il “chopping” della tensione di alimentazione fissando una determinata frequenza di switching e un determinato *duty cycle* (figura 6.30), secondo quanto prevede la tecnica di *modulazione della larghezza d’impulso* PWM (Pulse Width Modulation).

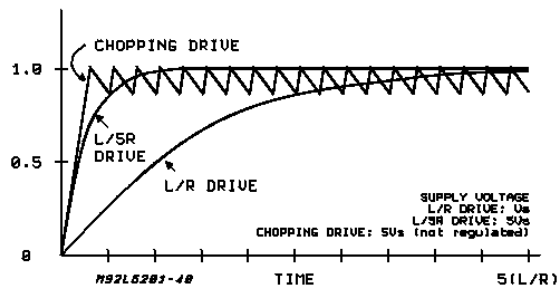


Figura 6.30: Andamento della corrente di fase

La corrente circolante nella fase viene misurata attraverso una resistenza di “sense” e il valore viene confrontato con quello desiderato; la differenza tra i due viene comparata con un segnale a frequenza fissa proveniente da un oscillatore e viene così stabilito il valore da attribuire al *duty cycle* in modo da mantenere la corrente desiderata (figura 6.31).

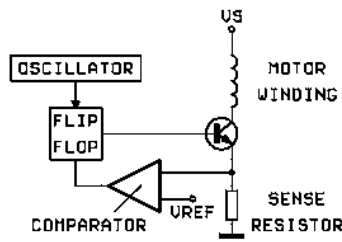


Figura 6.31: Schema dello stadio di comparazione

Inoltre in questo tipo di controllo, poiché la tensione di alimentazione è molto più alta di V , si ha una notevole riduzione dell'effetto della forza controelettrica sia durante il transitorio che a regime.

Un esempio di questo tipo di controllo è quello che avviene nell'integrato L6219. La figura 6.27 mostra la presenza dei due pin SENSE1 e SENSE2 a cui vengono collegate le rispettive resistenze di sense. Le tensioni ai capi delle resistenze costituiscono l'ingresso dei relativi comparatori (COMPARATOR INPUT1 e 2) e vengono poi confrontate con i segnali di riferimento VREF1 e VREF2. La differenza tra i segnali misurati e di riferimento viene comparata con un segnale a frequenza fissa proveniente da un oscillatore interno al circuito integrato; in questo modo viene stabilito il valore del duty cycle necessario.

Funzionamento a micropasso

La possibilità di modulare la corrente viene utilizzata per estendere il frazionamento del passo fino a giungere al funzionamento a **micropasso (microstepping)**.

Nel funzionamento a micropasso le correnti assumono un andamento, in funzione della posizione angolare, sempre più simile a quello sinusoidale, man mano che si aumenta il frazionamento del passo. La figura 6.32 mostra la sequenza di alimentazione delle fasi in diverse condizioni di funzionamento per un motore bipolare con risoluzione 200 passi/giro.

Il frazionamento del passo porta una serie di notevoli vantaggi tra cui:

- miglioramento della risoluzione angolare del motore;
- restringimento del campo di frequenze di comando in cui il motore entra in risonanza;
- riduzione dell'irregolarità di moto con conseguente riduzione anche della rumorosità.

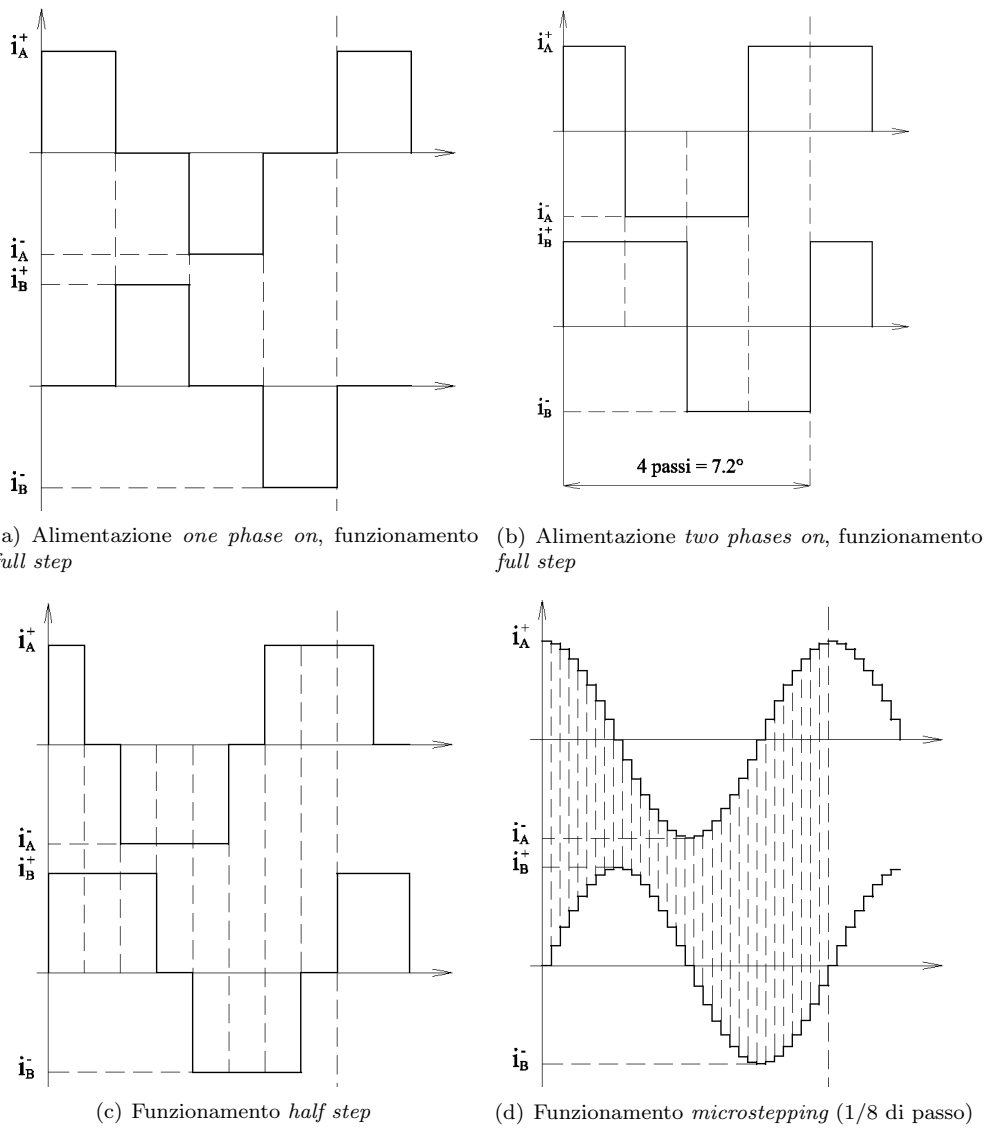


Figura 6.32: Sequenza di alimentazione fasi

6.6 Principio di generazione della coppia

Il principio di funzionamento dei motori passo si basa sui fenomeni di attrazione e repulsione fra poli magnetici e sul principio di minimizzazione della riluttanza di un circuito magnetico.

Interazione tra poli magnetici. Alla base degli studi compiuti sul magnetismo ci sono una serie di considerazioni di carattere sperimentale tra cui l'osservazione che, se si prendono due calamite e si avvicinano l'una all'altra, per esempio tenendone una fissa e lasciando l'altra libera di ruotare, fra le due si esercitano delle forze che tendono a far ruotare quella mobile fino al raggiungimento di una posizione di equilibrio (figura 6.33). In

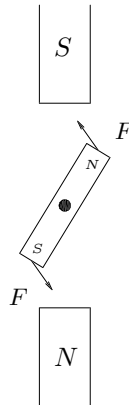


Figura 6.33: *Interazione tra poli magnetici*

altre parole, il sistema si porta in una configurazione tale che i vettori induzione magnetica B , relativi ai campi magnetici generati dai due elementi, risultino allineati.

Riluttanza variabile Una barretta di materiale ferromagnetico, immersa in un campo magnetico esterno e libera di ruotare attorno al baricentro, ruota fino al raggiungimento di una posizione di equilibrio, corrispondente all'allineamento con le linee di flusso del campo magnetico stesso.

Questo fenomeno può essere descritto anche da un punto di vista analitico, in base a considerazioni di carattere energetico.

Consideriamo il circuito magnetico di figura 6.34. Il circuito è alimentato da una corrente i e sull'elemento ferromagnetico rotante agisce una coppia resistente C_r che si oppone alla rotazione dell'elemento stesso verso la posizione di equilibrio. Dal punto di vista del flusso di potenza, il sistema può essere schematicamente rappresentato come in figura 6.35

dove W_{el} , E_{mag} e W_{mec} sono rispettivamente la potenza elettrica entrante, l'energia accumulata nel campo magnetico e la potenza meccanica uscente.

Le espressioni assunte da queste grandezze sono le seguenti:

$$\begin{aligned} W_{el} &= V_{cem} i \\ E_{mag} &= \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{L(\vartheta)} \\ W_{mec} &= C_r \frac{d\vartheta}{dt} \end{aligned} \quad (6.2)$$

in cui λ è il flusso concatenato e $L(\vartheta)$ è il coefficiente di autoinduzione, dipendente dalla posizione ϑ assunta dall'elemento rotante.

In base al teorema delle potenze si può scrivere il seguente bilancio energetico

$$W_{el} = W_{mec} + \frac{dE_{mag}}{dt}$$

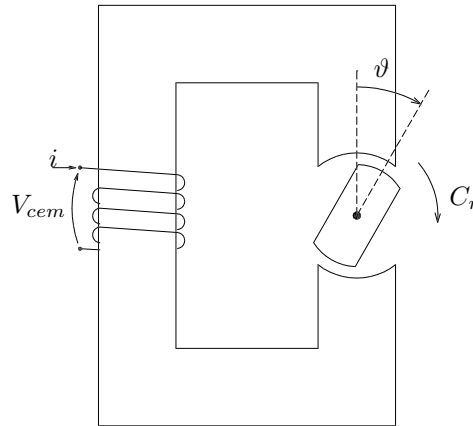


Figura 6.34: Schema di un sistema elettromeccanico

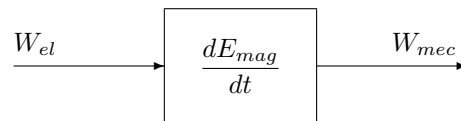


Figura 6.35: Flusso di potenza attraverso un sistema elettromeccanico

e sostituendo l'espressioni della potenza meccanica (Eq. 6.2) si ottiene:

$$V_{cem} i = C_r \frac{d\vartheta}{dt} + \frac{dE_{mag}}{dt}$$

Il flusso concatenato λ e la corrente i sono legati dalla relazione $\lambda = L(\vartheta) i$ ⁵ e, per la legge di *Faraday-Neumann*, tra la forza contro elettromotrice V_{cem} e λ esiste la relazione $V_{cem} = d\lambda/dt$. In base a queste considerazioni, la relazione precedente può essere riscritta come:

$$dE_{mag} = i d\lambda - C_r d\vartheta \quad (6.3)$$

L'energia immagazzinata nel campo magnetico è una grandezza funzione del flusso concatenato λ e della posizione ϑ assunta dall'elemento rotante ed è quindi una funzione di due variabili: $E_{mag} = E_{mag}(\lambda, \vartheta)$.

Il differenziale di una funzione di due variabili assume la forma:

$$dE_{mag}(\lambda, \vartheta) = \frac{\partial E_{mag}(\lambda, \vartheta)}{\partial \lambda} d\lambda + \frac{\partial E_{mag}(\lambda, \vartheta)}{\partial \vartheta} d\vartheta \quad (6.4)$$

Dal confronto tra l'Eq. 6.3 e l'Eq. 6.4, quindi, si ricava immediatamente che l'espressione della coppia C_r è pari a:

⁵Questa relazione presuppone che il materiale in questione sia caratterizzato da una permeabilità magnetica μ costante, condizione che risulta con buona approssimazione verificata.

$$C_r = -\frac{\partial E_{mag}(\lambda, \vartheta)}{\partial \vartheta} \quad (6.5)$$

Derivando e sostituendo successivamente a λ la sua espressione in funzione di i , si ottiene:

$$C_r = -\frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\vartheta)}{d\vartheta} \quad (6.6)$$

Per l'esempio di figura 6.34 è possibile dimostrare che la funzione che lega il coefficiente di autoinduzione L alla posizione angolare ϑ è del tipo

$$L(\vartheta) = \frac{1}{2} [L_d + L_q + (L_d - L_q) \cos 2\vartheta]$$

che graficamente assume l'andamento rappresentato in figura 6.36. La coppia C_r , e quindi la coppia C_m

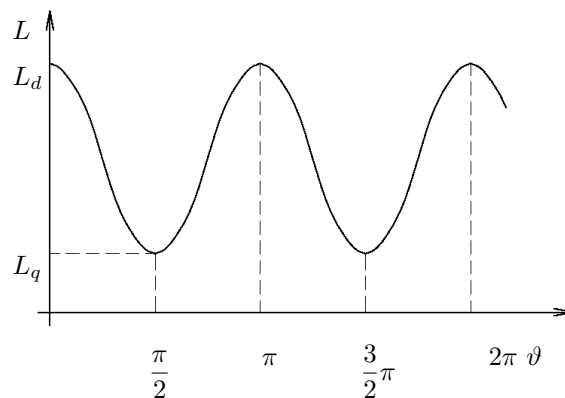


Figura 6.36: Coefficiente di autoinduzione vs. ϑ

“motrice” che il sistema elettromeccanico sviluppa, assume la forma:

$$C_m = C_r = \frac{1}{2} i^2 (L_d - L_q) \sin 2\vartheta$$

Dall'analisi dell'andamento della coppia C_m , rappresentato in figura 6.37, si nota che le uniche posizioni di equilibrio stabile sono quelle caratterizzate da un angolo di rotazione $\vartheta = n\pi$ con n intero positivo. L'azione della coppia tende quindi ad allineare l'elemento rotante con le espansioni polari del circuito magnetico e a porre il sistema in una condizione caratterizzata dalla massimo valore di induttanza L (come si deduce dal grafico relativo all'andamento di L in funzione di ϑ osservando i valori assunti da L per $\vartheta = n\pi$).

Nello studio dei circuiti magnetici è molto utilizzato il concetto di *riluttanza magnetica* \mathcal{R} . Questa grandezza è legata al flusso ϕ del campo magnetico generato dall'avvolgimento e alla corrente i dalla relazione $\mathcal{R} = Ni/\phi$ (legge di Hopkinson), dove N è il numero di spire dell'avvolgimento e il flusso ϕ è legato al flusso concatenato λ dalla relazione $\lambda = \phi N$. Ricordando poi che $\lambda = L(\vartheta)i$ si deduce che la riluttanza \mathcal{R} e l'induttanza L sono legate dalla relazione:

$$\mathcal{R} = \frac{N^2}{L}$$

da cui si nota che, quando L assume valore massimo, \mathcal{R} assume valore minimo. Ecco quindi che il sistema lavora sempre in maniera da *minimizzare* la riluttanza del circuito magnetico.