

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale
in INGEGNERIA ELETTRICA

Tesi di Laurea Magistrale

**DIMENSIONAMENTO E CONTROLLO DI UN AZIONAMENTO CON
MOTORE PASSO-PASSO**



Relatore
Prof. Iustin Radu Bojoi

Candidato
Emanuele Guagliano

Anno Accademico 2019/2020

PREFAZIONE

Sono ormai sempre più presenti nel mondo della robotica, dell'automazione e dei servomeccanismi in generale, quelle applicazioni in cui si necessita alta precisione nello spostamento angolare e nella velocità di rotazione. È proprio operando in un contesto del genere che, ai fini di un progetto aziendale, è stato impiegato un motore passo-passo per soddisfare specifiche analoghe a quelle appena descritte.

Il presente lavoro di tesi si occupa dunque di descrivere le caratteristiche di questa tipologia di motore e di motivare le scelte progettuali che hanno portato all'utilizzo di quest'ultimo.

Sommario

1. INTRODUZIONE	5
1.1 STORIA DEL MOTORE PASSO-PASSO	5
1.2 MOTORE PASSO-PASSO VS MOTORE BRUSHLESS	5
2. CARATTERISTICHE DEI MOTORI PASSO-PASSO	8
2.1 TIPOLOGIE DEI MOTORI PASSO-PASSO	8
2.1.1 Motori a riluttanza variabile	8
2.1.2 Motori a magnete permanente	9
2.1.3 Motori ibridi	11
2.1.4 Comparazione tra le varie tipologie	13
2.2 CARATTERIZZAZIONE DEL MOTORE PASSO-PASSO	14
2.2.1 Parametri caratterizzanti	14
2.3 AVVOLGIMENTI	15
2.3.1 Motori unipolari	15
2.3.2 Motori bipolari	16
2.4 CARATTERISTICA COPPIA-VELOCITÀ	18
2.5 RISONANZA MECCANICA	22
3. CONTROLLO MOTORE	27
3.1 ECCITAZIONE DEGLI AVVOLGIMENTI	27
3.1.1 Eccitazione a fase singola	27
3.1.2 Eccitazione a due fasi	27
3.2 SEQUENZE DI ECCITAZIONE	27
3.2.1 Pilotaggio motori unipolari	28
3.2.2 Pilotaggio dei motori bipolari	30
3.2.3 Microstepping	32
3.3 IL CONTROLLO DELLA CORRENTE	34
3.3.1 Pilotaggio RL	35
3.3.2 Azionamento a due livelli di tensione	36
3.3.3 Controllo con regolazione PWM della corrente	37
4. MOTORE PASSO-PASSO COME ATTUATORE MECCANICO	39
4.1 CRITERIO DI SCELTA DEL MOTORE	39
4.2 MODELLO PER SIMULAZIONI	41
4.3 CONTROLLO MOTORE TRAMITE INTEGRATO POWERSTEP01	43
4.3.1 Descrizione dispositivo powerSTEP01	43
4.3.2 Modalità di pilotaggio	44
4.3.3 Decadimento della corrente regolato automaticamente	45
4.3.4 Alimentazione del powerSTEP01	48
4.3.5 Misura della corrente	49
4.3.6 Registri	50
4.3.7 Comandi eseguibili	52
5. SIMULAZIONI E TEST SPERIMENTALI	55
5.1 SIMULAZIONI TRAMITE MODELLO VIRTUALE	56
5.1.1 Prove a vuoto	56
5.1.2 Prove a carico	59
5.2 TEST SU MOTORE	62

5.2.1 TEST SET-UP	62
5.2.2 SOFTWARE.....	64
5.2.3 RISULTATI	65
6. CONCLUSIONI	67
7. BIBLIOGRAFIA.....	68

1. INTRODUZIONE

1.1 STORIA DEL MOTORE PASSO-PASSO

Il motore passo-passo è un dispositivo elettromeccanico che converte una sequenza di impulsi elettrici in movimenti meccanici discreti, detti passi o step. Nello specifico è un motore elettrico sincrono in corrente continua pulsata, con gestione elettronica e senza spazzole.

Il primo impiego di questi motori risale agli anni 20 e da allora vi è stata una continua ricerca volta ad incrementare il numero di passi necessario per far compiere all'albero del motore un giro completo^[1].

Sin dall'inizio furono concepiti con l'obbiettivo di ottenere motori economici e facilmente pilotabili senza l'utilizzo di controllori complessi e di sensori di posizionamento.

La diffusione di questa tipologia di motori è avvenuta negli anni settanta grazie all'introduzione sul mercato dei componenti elettronici e dei primi controllori digitali, ma il vero boom si è verificato solo dopo la realizzazione di circuiti integrati di potenza che hanno consentito di realizzare la sequenza di pilotaggio in modo semplice ed economico^[1].

Oggi i motori passo-passo vengono ampiamente utilizzati in diversi settori: condizionatori, scanner, stampanti, robot, sistemi di automazione sono solo alcuni esempi del loro impiego.

1.2 MOTORE PASSO-PASSO VS MOTORE BRUSHLESS

Sia il motore passo-passo che il Brushless, sono motori sincroni che differiscono sostanzialmente per il numero di poli e il numero di fasi^[6].

Per via del fatto che il passo-passo venga pilotato in modo relativamente "semplice", si è diffusa storicamente l'idea che tali motori possano essere impiegati solo in applicazioni in cui non siano richieste alte prestazioni in termini di precisione; diversamente i brushless si sono ampiamente affermati nel tempo, diventando la soluzione di riferimento tra i progettisti di macchine elettriche, grazie alle elevate prestazioni che questi riescono a garantire con l'ausilio di convertitori sempre più sofisticati^[6].

Ma è proprio lo sviluppo di convertitori di potenza sempre più prestanti che ha permesso ai motori passo-passo di essere rivalutati a tal punto che attualmente viene fatto uso di questi anche per applicazioni che prima erano solo prerogativa dei motori brushless.

Questo perché, in un determinato range di specifiche, i passo-passo riescono ormai a garantire prestazioni comparabili a quelle dei motori brushless, ma risultano essere una soluzione molto più economica.



Figura 1.1 Classico esempio di motore brushless (a sinistra) e motore passo passo (a destra)

Fatte tali premesse, viene adesso fatto un confronto tra le due categorie.

	MOTORE PASSO-PASSO	MOTORE BRUSHLESS
COPPIA MASSIMA	30 Nm	> 100 Nm
VELOCITÀ MASSIMA	3000 rpm	Sino a 10000 rpm
POTENZA MASSIMA	1 kW	>10 kW

Dai valori espressi sopra in tabella è facilmente deducibile che i motori passo-passo sono comunque indicati per quelle applicazioni che richiedono potenze e velocità medio basse.

MOTORE PASSO-PASSO	
VANTAGGI	SVANTAGGI
Posizionamento molto preciso e capacità di ripetizione del movimento (precisione del 3÷5% su ogni singolo passo con errore non cumulativo)	Richiedono l'utilizzo di circuiti elettronici per il pilotaggio.
Hanno un'elevata robustezza meccanica ed elettrica: infatti non esistono contatti elettrici striscianti (no spazzole).	Non è possibile avere prestazioni che permettono di raggiungere alti valori di potenza e velocità.
È possibile effettuare un controllo ad anello aperto grazie alla precisione di movimento/posizionamento.	Movimento poco fluido, per step, che diventa tanto più rilevante quanto più semplice è la tecnica di controllo utilizzata.
Coppia di tenuta: Per ogni singolo passo, il motore mantiene la sua posizione senza freni.	Possono verificarsi effetti di risonanza meccanica
Costi contenuti: motori economici se costruiti con tecnologia comune; controllo semplice in anello aperto che non prevede l'utilizzo di sensori.	

MOTORE BRUSHLESS	
VANTAGGI	SVANTAGGI
Elevata robustezza meccanica ed elettrica per via della struttura senza spazzole.	Richiedono l'utilizzo di circuiti elettronici per il pilotaggio.
Prestazioni elevate con notevoli potenze e velocità massime.	È necessario effettuare un controllo in anello chiuso, con i relativi sensori di posizione o velocità.
Movimento molto fluido, quindi poche vibrazioni.	Sono più costosi: al costo del motore già abbastanza rilevante per via della struttura rotorica a magneti, senza spazzole, va aggiunto anche il costo del sistema di controllo, che risulta sì molto efficiente ma anche molto complesso, quindi costoso.

In base a quanto scritto sopra dunque è possibile affermare che i motori passo-passo sono consigliati per applicazioni in cui potenze e velocità in gioco non risultano essere elevate. In queste circostanze, infatti, i motori passo-passo, con l'ausilio di sofisticati circuiti integrati di controllo, riescono a raggiungere prestazioni simili a quelle dei motori brushless, ma con costi molto più contenuti per via del controllo in catena aperta, quindi privo di sensori e attuabile con una modesta potenza di calcolo. Nulla vieta ovviamente di effettuare un controllo in anello chiuso con il passo-passo per incrementarne l'efficienza.

2. CARATTERISTICHE DEI MOTORI PASSO-PASSO

2.1 TIPOLOGIE DEI MOTORI PASSO-PASSO

I motori passo-passo possono essere raggruppati in tre grandi famiglie in relazione alle differenti strutture fisiche e magnetiche con i quali possono essere realizzati.

A tal proposito, motori appartenenti a diverse categorie differiscono tra loro sia in termini di prestazioni che di costi.

Tali famiglie di motori possono essere così riassunte:

- Motori a riluttanza variabile
- Motori a magnete permanente
- Motori ibridi

2.1.1 Motori a riluttanza variabile

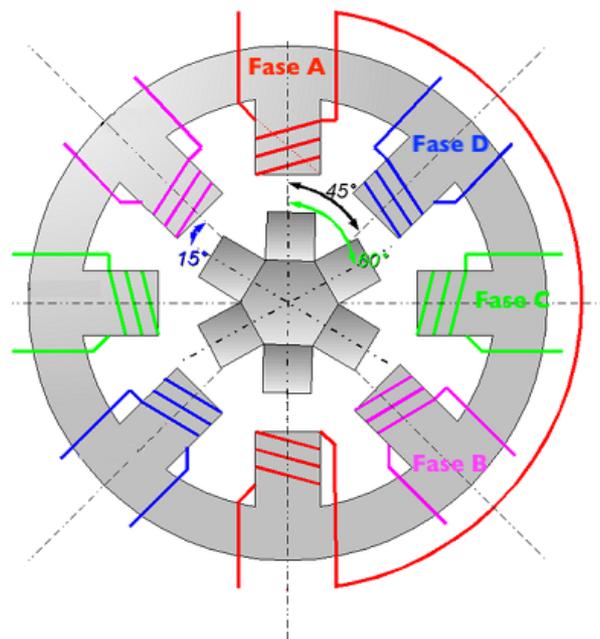


Figura 2.1 Modello di un motore a riluttanza variabile a quattro fasi

Viene sopra riportato un esempio di motore a riluttanza variabile a 4 fasi avente uno statore a 8 poli e un rotore a 6 poli.

Gli avvolgimenti posti sui poli opposti sono connessi in serie tra loro e, attraverso 4 interruttori, è possibile far circolare la corrente su ognuno di questi in modo selettivo.

Quando la corrente circola su un avvolgimento, si crea un flusso magnetico tale per cui i denti di statore e rotore si allineano in una posizione detta “di minima riluttanza” (le linee di forza magnetiche tendono a disporsi secondo il percorso più breve possibile)^[1].

Attraverso una determinata sequenza di eccitazione degli avvolgimenti è dunque possibile far compiere al rotore un moto a passi, che genera una coppia disponibile all'albero motore.

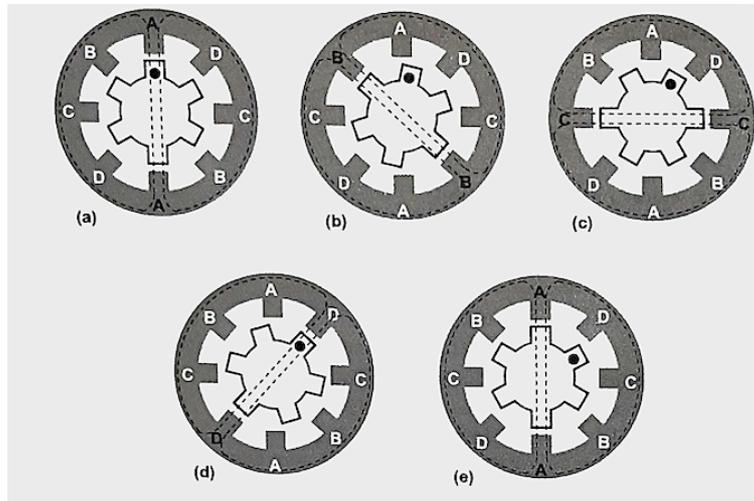


Figura 2.2 Sequenza di eccitazione degli avvolgimenti che determina un moto orario ^[1]

Dietro ogni passo vi è dunque un impulso di comando che stabilisce su quale avvolgimento deve circolare la corrente, affinché venga realizzato il movimento di rotazione del rotore.

Per compiere una rotazione completa dell'albero motore è quindi necessario un numero preciso di impulsi, dettato dalla relazione:

$$S = \frac{360}{\theta_s} = m \cdot N_r \quad (2.1)$$

Dove θ_s è l'angolo di step, m è il numero delle fasi ed N_r è il numero di denti del rotore^[1].

È facile dunque dedurre che per realizzare motori con angolo di step più basso bisogna aumentare il numero delle fasi o il numero di denti del rotore.

2.1.2 Motori a magnete permanente

In questo caso il rotore del motore passo-passo è costituito da un magnete permanente di forma cilindrica, mentre lo statore è sempre realizzato con delle espansioni polari che supportano gli avvolgimenti delle fasi^[7].

Sotto viene riportato un esempio di motore a magneti permanenti a 4 fasi con statore a 4 poli e rotore magnetico a due poli.

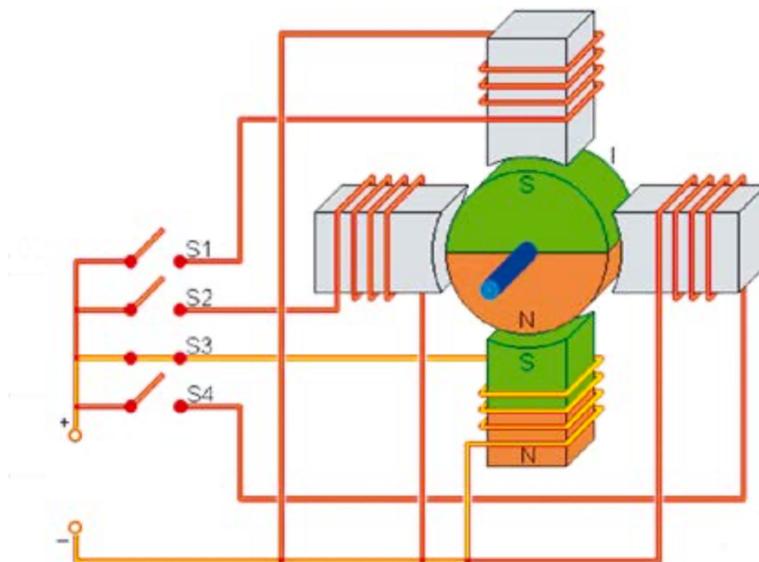


Figura 2.3 Modello di un motore a magneti permanenti alimentato con 4 fasi

Anche in questo caso la rotazione del rotore viene imposta chiudendo selettivamente gli interruttori che alimentano i 4 avvolgimenti.

Sotto viene riportata una sequenza di attivazione delle fasi tale per cui si ottiene una rotazione antioraria dell'albero motore.

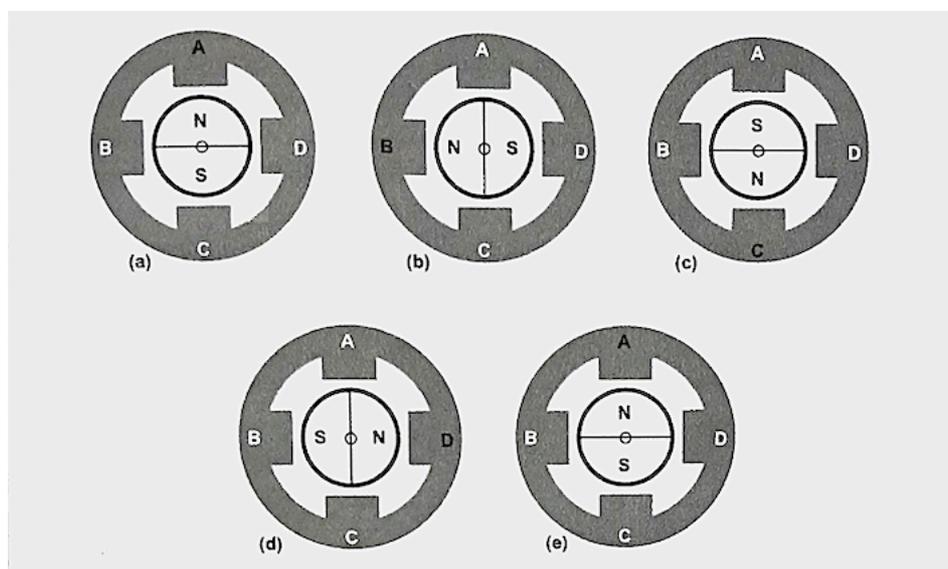


Figura 2.4 Sequenza di eccitazione degli avvolgimenti che realizza un moto antiorario ^[1]

L'esempio di motore a magneti permanenti sopra riportato presenta un angolo di step di 90° , che può essere ridotto solo aumentando il numero di poli magnetici del rotore o quelli dello statore. Questo pone un serio limite per questa tipologia di motore passo-passo in termini di numero di passi per giro. Ciò significa limitare inferiormente l'angolo di passo (di solito non si riesce a scendere sotto i $7,5^\circ$)^[1].

Il vantaggio però di avere un rotore a magneti permanente è quello di riuscire a mantenere il rotore in posizione anche in assenza di corrente negli avvolgimenti. La coppia che il motore riesce a fornire in questa circostanza viene definita “coppia di ritenzione” o “detent torque”^[1].

Considerato il fatto che il costo di un buon magnete è elevato, si preferisce utilizzare magneti in ferrite, meno prestanti (basso magnetismo residuo), ma sicuramente molto più economici^[1].

2.1.3 Motori ibridi

Il motore ibrido rappresenta un incrocio tra il motore a riluttanza variabile e quello a magneti permanenti. In questo modo è possibile ottenere un motore che gode di entrambe le proprietà dei motori prima citati, ovvero la possibilità di avere un angolo di step basso e una detent torque che mantiene in posizione il rotore anche in assenza di corrente negli avvolgimenti^[7].

Lo statore di questo motore non presenta differenza rispetto a quello dei due casi precedentemente esaminati.

Il rotore invece è costituito da un magnete polarizzato assialmente, ovvero composto da due ruote dentate una polarizzata NORD, l'altra SUD. Le due ruote sono dentate in quanto ciascun polo è coperto da una struttura in lamierino di ferro dolce con denti sulla periferia della circonferenza. A tal proposito i denti delle due ruote sono sfasati tra loro di mezzo passo, in modo tale che il dente di una delle due sezioni corrisponde esattamente a una valle dell'altra.

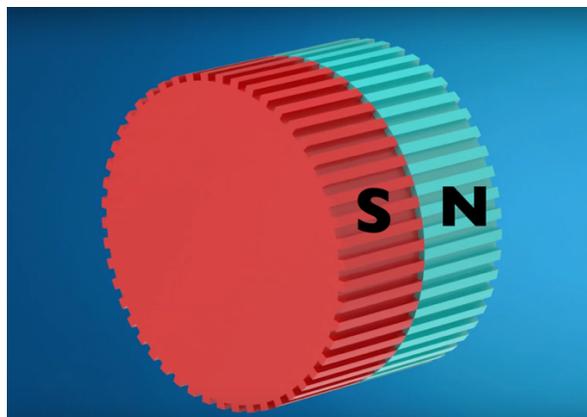


Figura 2.5 Rotore di un motore ibrido

Viene dunque sotto riportato un classico esempio di un motore ibrido bifase (bipolare) con statore a 8 espansioni polari e rotore polarizzato come indicato sopra. Ogni espansione polare a statore possiede una serie di denti (48 considerando tutte le espansioni polari) che si affacciano ai denti rotorici, i quali, in questo caso, sono 50 in totale.

In questo specifico caso è possibile definire l'angolo di passo attraverso la seguente relazione:

$$\theta_s = \frac{90}{N_r} \quad (2.2)$$

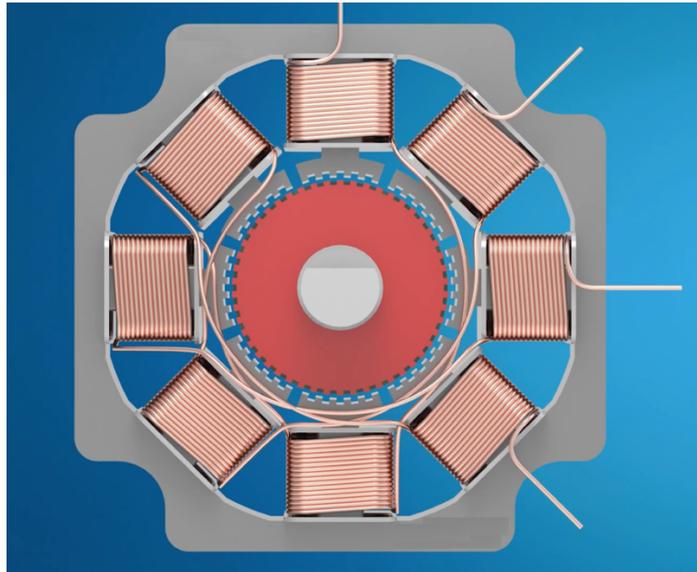
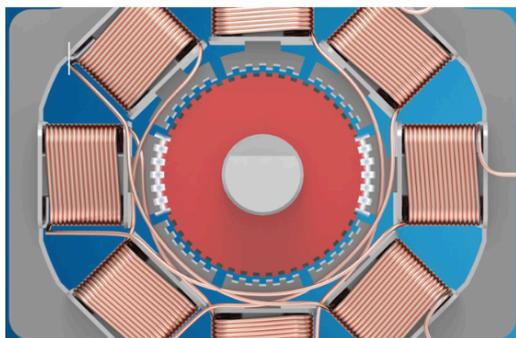


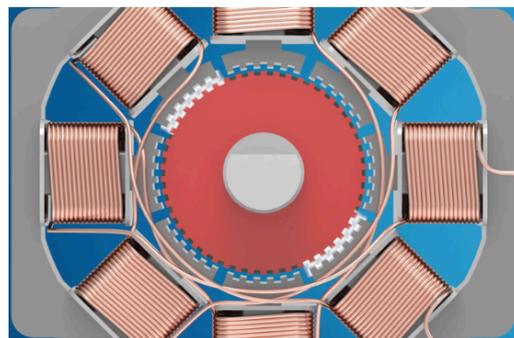
Figura 2.6 Esempio motore ibrido bifase con statore a 8 espansioni polari e rotore a 50 denti

Sfasando opportunamente i denti statorici e rotorici è dunque possibile ottenere un angolo di step pari ad $1,8^\circ$. Nello specifico sono esattamente affacciati al rotore solo il gruppo di denti appartenenti ad una espansione polare e a quella opposta; le altre coppie sono sfalsate rispettivamente di $1/4$, $1/2$ e $3/4$ del passo dei denti.

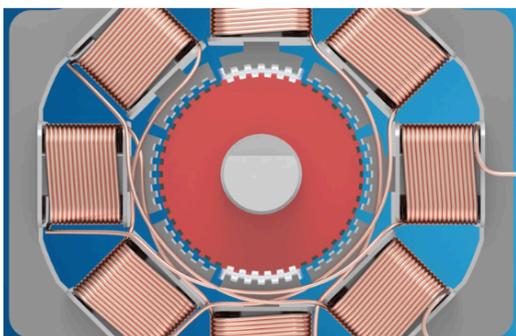
Tale concetto viene ben precisato attraverso la figura sottostante.



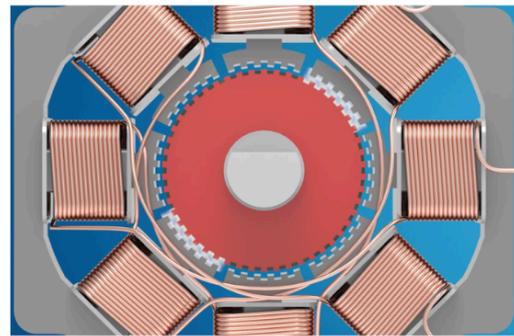
Sfasamento nullo



Sfasamento di $1/4$ del passo dei denti



Sfasamento di $1/2$ del passo dei denti



Sfasamento di $3/4$ del passo dei denti

Figura 2.7 Sfasamento tra denti rotorici e statorici

Quindi, attraverso una serie di impulsi, si alimentano selettivamente le due fasi, facendo compiere così al rotore un movimento a step di $1,8^\circ$.

Consideriamo l'istante in cui si sta alimentato solo uno dei due avvolgimenti, che in questo caso ricopre quattro espansioni polari statoriche e polarizza queste in base al verso con cui le avvolge. Ci poniamo inoltre sulla polarità SUD del magnete di rotore.

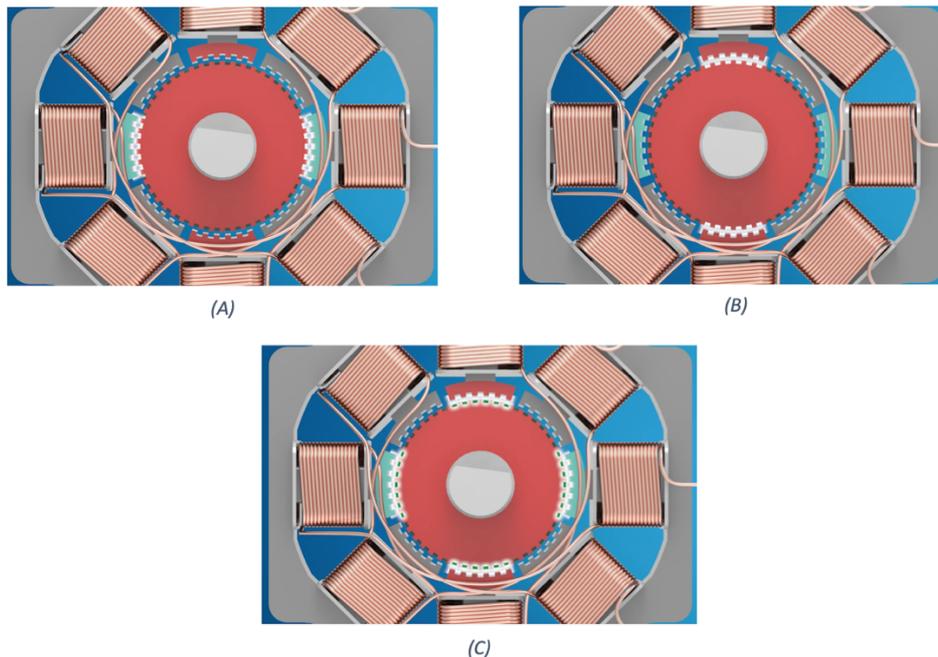


Figura 2.8 Posizionamento del rotore in un preciso istante di alimentazione di una delle due fasi

Come si può osservare, in questo preciso istante, i denti della polarità NORD dello statore sono attratti da quelli della polarità SUD del rotore (Figura A), mentre i denti della polarità SUD dello statore si trovano nell'esatta posizione che gli permette di essere respinti da quelli rotorici (Figura B).

Nello stesso momento, nel lato NORD del magnete, avviene esattamente l'opposto (Figura C), stabilizzando ulteriormente il rotore.

2.1.4 Comparazione tra le varie tipologie

Tipo di motore	Costo	Angolo di passo	Detent torque
Riluttanza variabile	Medio	Teoricamente qualsiasi	Nessuna
Magnete permanente	Basso	Generalmente $\geq 7,5^\circ$	Elevata
Ibrido	Medio	Tipico $1,8^\circ$	Media

N.B. Per le caratteristiche sopra evidenziate è facile comprendere che quelli più diffusi nel mercato sono ovviamente i motori Ibridi. Per tale ragione si prosegue il resto della trattazione facendo riferimento a quest'ultimi.

2.2 CARATTERIZZAZIONE DEL MOTORE PASSO-PASSO

I motori passo-passo vengono realizzati seguendo un preciso standard dimensionale, definito NEMA (National Electrical Manufacturers Association). Questo fissa la taglia del motore in funzione del diametro del corpo motore, espresso in pollici. Tra le più note troviamo le taglie 11, 14, 15, 16, 17, 18, 23, 24, 34 e 42^[2].

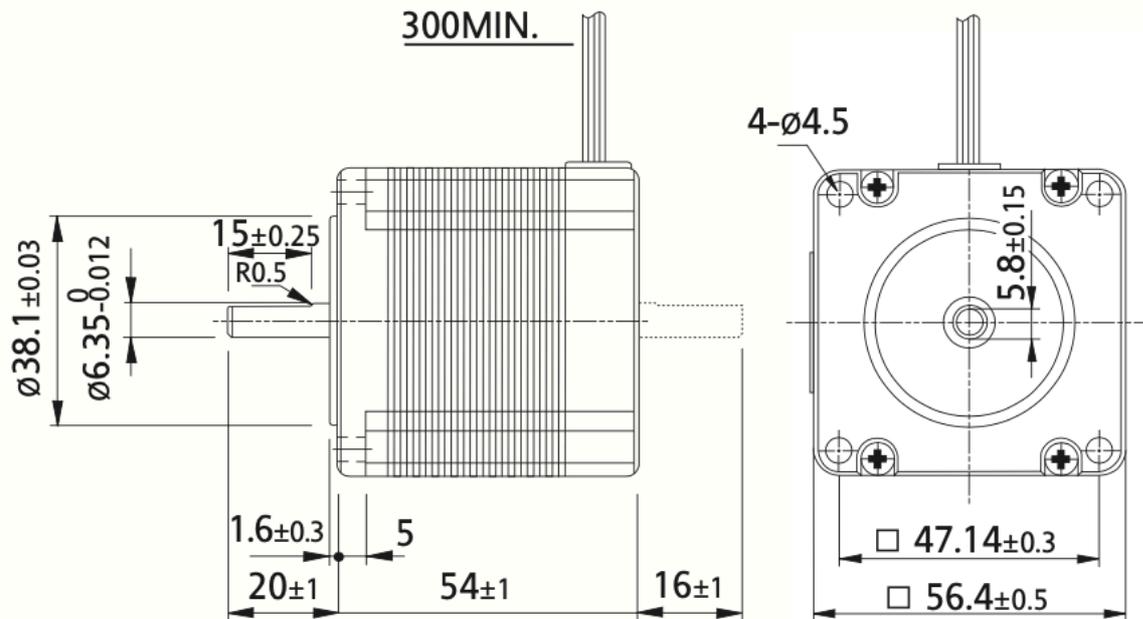


Figura 2.9 Esempio di un motore taglia NEMA 23 ^[13]

2.2.1 Parametri caratterizzanti

È possibile distinguere due tipologie di parametri che contraddistinguono un motore passo-passo, ovvero elettrici e meccanici.

Parametri elettrici:

- Resistenza dell'avvolgimento (da $0,25\Omega$ a più di 100Ω in relazione alla taglia del motore)
- Induttanza dell'avvolgimento, (da $0,5$ mH a più di 100 mH in relazione alla taglia)
- Corrente di fase nominale (si passa da qualche decina di milliamperes sino ai 10 A dei motori di taglia più grande)^[1]

Parametri meccanici:

- Pull-out torque, ovvero la coppia disponibile per spostare un carico, definita in funzione della frequenza di step. Può essere espressa in N·m (Newton metro), ma anche in oz·in (Once per pollice) o in Kg·cm (Kilogrammi centimetro)^[1].

- Coppia di tenuta, detta anche Holding Torque, ovvero la massima coppia statica che può essere applicata all'albero motore senza generare una rotazione di quest'ultimo (rotore fermo in una precisa posizione). Generalmente espressa in $N\cdot m^{[1]}$.
- Coppia di ritenzione, detta anche Detent torque, ovvero la massima coppia che può essere fornita all'albero motore senza generare una rotazione di quest'ultimo, in mancanza di eccitazione degli avvolgimenti statorici. Generalmente espressa in $N\cdot m^{[1]}$.
- Inerzia del rotore, espressa in $g\cdot cm^2$.
- Angolo di passo, espresso in gradi. A volte anziché fornire l'angolo di passo viene indicato il numero di step per giro^[1].
- Precisione di posizionamento angolare (Absolute Accuracy), espressa come valore percentuale in relazione ad un passo^[1].

2.3 AVVOLGIMENTI

Per la trattazione di questo paragrafo si prende come esempio un motore con quattro espansioni polari a statore.

È possibile avvolgere tali espansioni polari secondo due schemi. Da qua è dunque possibile classificare i motori passo-passo in motori unipolari e bipolari^[9].

2.3.1 Motori unipolari

Vengono così definiti in quanto ogni avvolgimento è attraversato da corrente in un unico verso di percorrenza. Sotto vengono riportati alcuni esempi pratici.

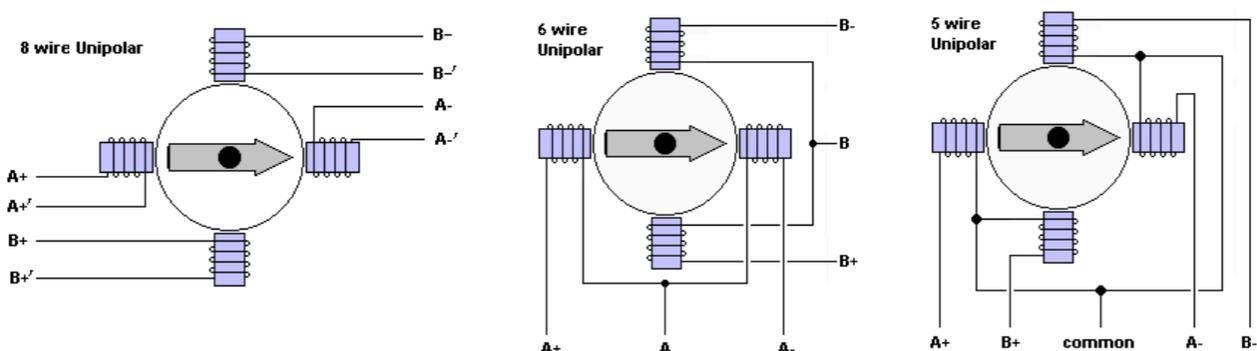


Figura 2.10 Configurazioni di collegamento per motori unipolari^[9]

Come si può notare sono presenti in questo caso quattro avvolgimenti (uno per ogni espansione polare) corrispondenti a 4 diverse fasi. Questi motori sono piuttosto facili da pilotare in quanto è sufficiente usare quattro interruttori, opportunamente connessi, in modo da far passare la corrente nelle fasi secondo l'ordine corretto.

Nel primo esempio raffigurato si hanno due fili uscenti per ogni fase, per un totale di 8. È comunque possibile ridurre il numero di fili uscenti a 5 o 6, effettuando opportuni collegamenti interni tra le varie fasi^[9].

Nella figura di seguito viene mostrato uno schema semplificato di collegamento elettrico per un motore unipolare a 6 fili.

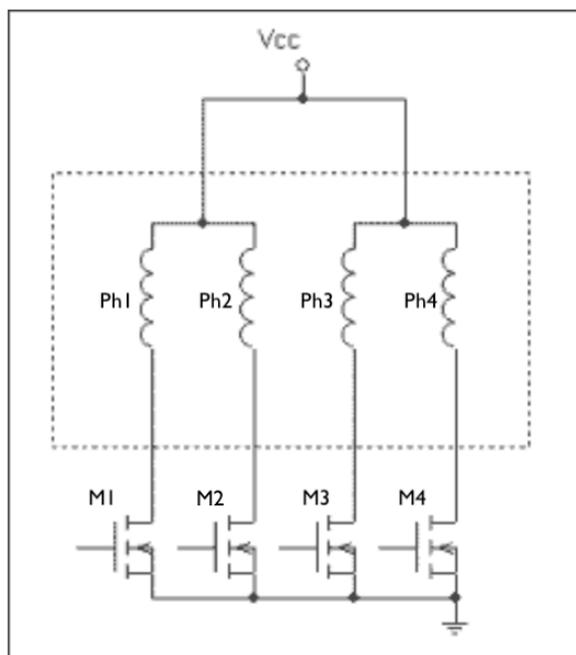


Figura 2.11 Schema semplificato di collegamento elettrico per motore unipolare a 6 fili ^[9]

L'utilizzo di motori unipolari comporta il vantaggio di poterli controllare facilmente, pilotando selettivamente i quattro interruttori. Il controllo, infatti, non deve farsi carico di dover invertire il verso della corrente che circola su ogni fase.

Di contro però, il fatto di avere quattro avvolgimenti, determina uno scarso rapporto peso/potenza^[9].

2.3.2 Motori bipolari

È possibile migliorare il rapporto peso/potenza, complicando il tipo di controllo, quindi realizzando motori bipolari. Questi vengono così chiamati perché la corrente attraversa ogni avvolgimento in entrambi i versi di percorrenza^[1].

Si riporta un esempio facendo sempre riferimento ad un motore con 4 espansioni polari.

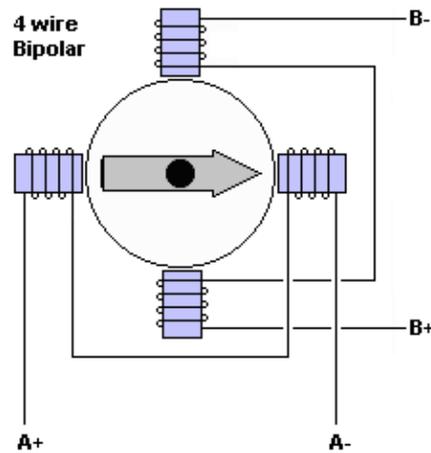


Figura 2.12 Motore bipolare a 4 fili

Si nota la presenza di due soli avvolgimenti, quindi due sole fasi, ciascuno avvolto su più espansioni polari. Di conseguenza all'esterno arrivano solo due coppie di fili, per un totale di 4. Per creare un campo magnetico rotante equivalente a quello del motore unipolare è dunque necessario che gli avvolgimenti stavolta vengano attraversati dalla corrente nei due versi. Questo complica lo schema di controllo, rendendo più complesso il circuito di pilotaggio^[9].

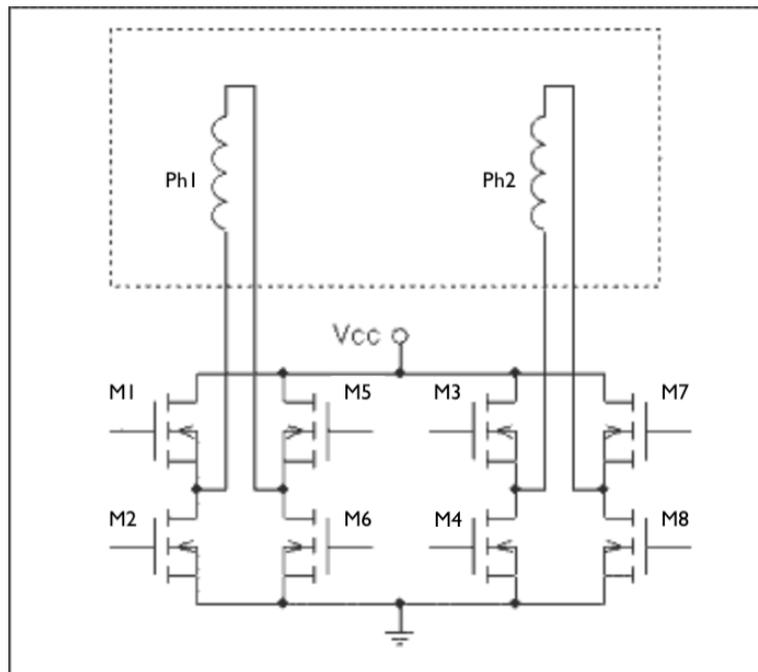


Figura 2.13 Schema di principio di un collegamento elettrico per motore bipolare a 4 fili^[9]

È necessario dunque ricorrere ad un circuito di pilotaggio composto da due ponti-H, uno per ogni fase, affinché possa essere realizzata l'inversione di segno della corrente che circola su ogni fase.

2.4 CARATTERISTICA COPPIA-VELOCITÀ

Le prestazioni di un motore passo-passo in termini di coppia variano in dipendenza da parametri di natura sia elettrica che meccanica.

A tal proposito i costruttori forniscono sempre la caratteristica di “pull-out” del motore, attraverso cui è possibile farsi un’idea della coppia che il motore è in grado di fornire ad una data velocità.

Si suole indicare la coppia in funzione della frequenza degli impulsi di alimentazione, che possono essere espressi in PPS (pulse per second), oppure in Step/s ^[3].

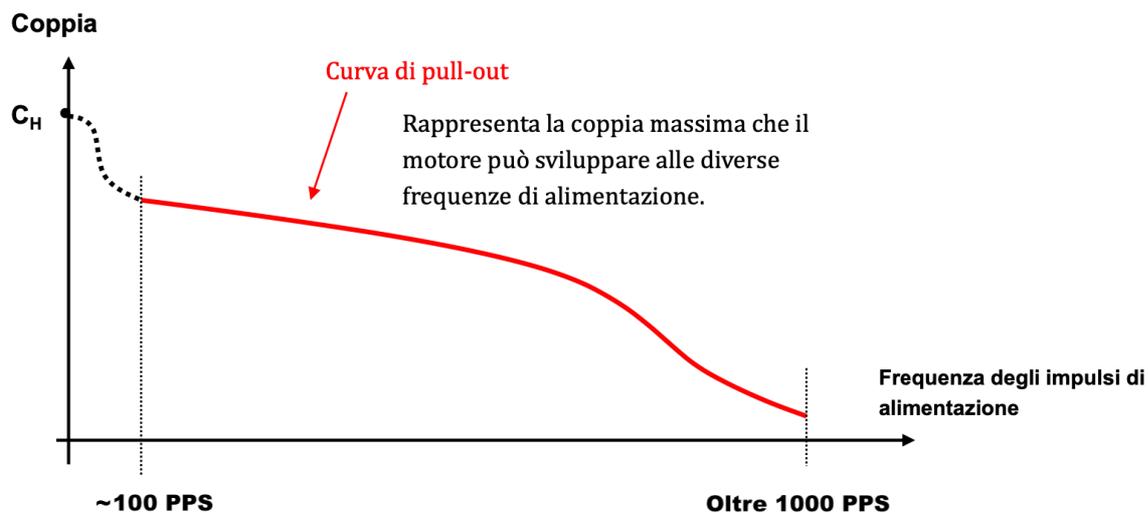


Figura 2.14 Caratteristica meccanica di un motore passo-passo ^[3]

In riferimento alla figura sopra:

- C_H è la Holding torque precedentemente citata, ovvero la coppia che il motore riesce a fornire quando viene alimentato da fermo.
- A bassa velocità (frequenza) il motore ha generalmente un funzionamento instabile, per cui in questo tratto si evita di tracciare la caratteristica.
- All’aumentare della velocità la coppia generata diminuisce sino ad un valore tale per cui il motore perde il passo e si blocca.

Va considerato che durante l’avviamento il motore deve vincere sia la coppia resistente del carico sia la coppia di inerzia, che si manifesta in conseguenza all’accelerazione^[3].

È possibile quindi definire la coppia di inerzia C_i come segue:

$$C_i = (J_M + J_C) \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2.3)$$

Dove con J_M e J_C si sta indicando rispettivamente l'inerzia del motore e quella del carico.
 La coppia di inerzia appena definita si oppone all'accelerazione dunque non tutta la coppia indicata nella curva di pull-out (C_{po}) è disponibile per il carico^[3].
 La differenza tra la coppia di pull-out e quella di inerzia corrisponde a quella che viene definita in gergo "coppia di pull-in" (C_{pi}).
 Questa rappresenta il carico che il motore riesce ad avviare senza perdere passi^[3].
 È facile intuire che la caratteristica di pull-in non può essere fornita direttamente dal costruttore in quanto è strettamente legata al carico.

$$C_{pi} = C_{po} - C_i \quad (2.4)$$

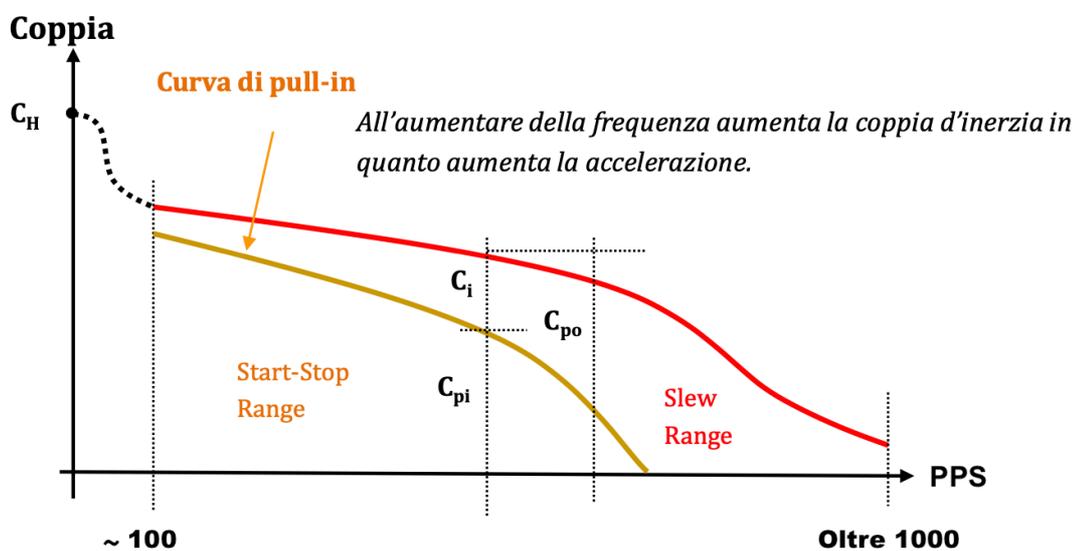


Figura 2.15 Curva di pull-in e di pull-out nel piano coppia-frequenza di impulsi^[3]

Start-Stop Range: in questa zona il motore è in grado di avviare, arrestare e invertire il senso di marcia del carico senza alcun limite^[9].

Slew Range: in quest'area è possibile avviare, fermare o cambiare la dinamica del carico, senza che il motore perda il passo, a condizione di evitare brusche variazioni della frequenza di alimentazione. Il cambiamento di frequenza in questo caso deve appunto essere continuo e tanto più lento quanto più ci si allontana dalla curva di pull-in^[9].

Come accennato ad inizio paragrafo inoltre, la curva di pull-out è influenzata anche da parametri di natura elettrica, in particolare dalla forza controelettromotrice indotta, dall'induttanza di fase dell'avvolgimento e dalla tensione di alimentazione dell'azionamento.

L'induttanza di fase si oppone alle variazioni di corrente, quindi maggiore è il valore di quest'ultima e maggiore sarà il tempo impiegato dalla corrente (quindi dalla coppia) per raggiungere il valore di

riferimento imposto dal controllo dell'azionamento. In altre parole minore è l'induttanza del motore e migliore sarà la curva di coppia.

Sul discorso inerente la forza controelettrica indotta è necessario prima fare una piccola premessa per definire il circuito equivalente di un motore passo-passo ibrido.

Facendo riferimento ad un motore ibrido bifase, è possibile modellizzare questo come segue:

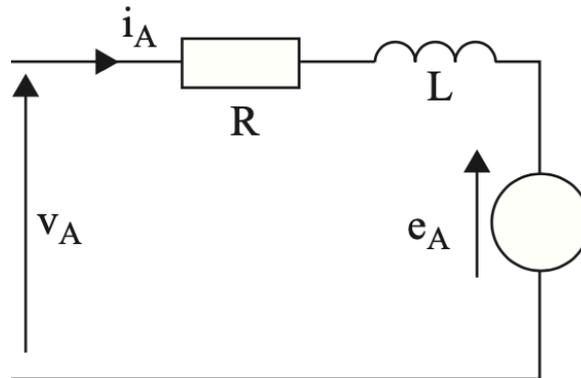


Figura 2.16 modello elettrico di una fase del motore ibrido

In cui:

v_A = tensione di fase;

i_A = corrente di fase;

R = resistenza dell'avvolgimento;

L = induttanza dell'avvolgimento;

e_A = forza controelettrica.

La forza controelettrica e_A non è altri che una tensione indotta nell'avvolgimento di fase attraverso il movimento del rotore. Infatti queste tensioni si verificano in quanto il flusso generato dal magnete permanente, che concatena ogni avvolgimento, varia sinusoidalmente con la posizione del rotore. Dunque il flusso concatenato con la fase A e la fase B è pari a^{[4][5][8]}:

$$\psi_A = \psi_m \sin(p\theta) \quad (2.5)$$

$$\psi_B = \psi_m \sin(p\theta - \pi/2) \quad (2.6)$$

Dove ψ_m è il massimo flusso concatenato sull'avvolgimento e a sua volta può essere espresso come segue:

$$\psi_m = \frac{K_m}{p} \quad (2.7)$$

Dove: K_m = costante di coppia;

p = paia poli = $\frac{360}{2*m*step_angle}$ = numero di denti rotorici;

m = numero di fasi

Quando il rotore è in movimento alla velocità $\frac{d\theta}{dt}$ si genera dunque una forza controelettromotrice indotta su entrambe le fasi, esprimibile come:

$$e_A = \frac{d\psi_A}{dt} = p\psi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad (2.8)$$

$$e_B = \frac{d\psi_B}{dt} = p\psi_m \cos(p\theta - \pi/2) \frac{d\theta}{dt} \quad (2.9)$$

In relazione al circuito equivalente sopra descritto, si ricava inoltre che:

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{(v_A - Ri_A - e_A)}{L} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_B}{dt} = \frac{(v_B - Ri_B - e_B)}{L} \quad (2.11)$$

È quindi adesso possibile intuire che la forza elettromotrice generata durante la rotazione si sottrae alla tensione che l'azionamento applica alle fasi del motore, riducendo la tensione disponibile ai capi dell'avvolgimento, ovvero la forzante che determina la variazione di corrente.

Da quanto detto sopra si intuisce allora che maggiore è la tensione di alimentazione dell'azionamento e maggiore sarà la tensione che è possibile applicare alle fasi del motore per regolare la corrente.

Il grafico sottostante mette in evidenza quanto appena descritto.

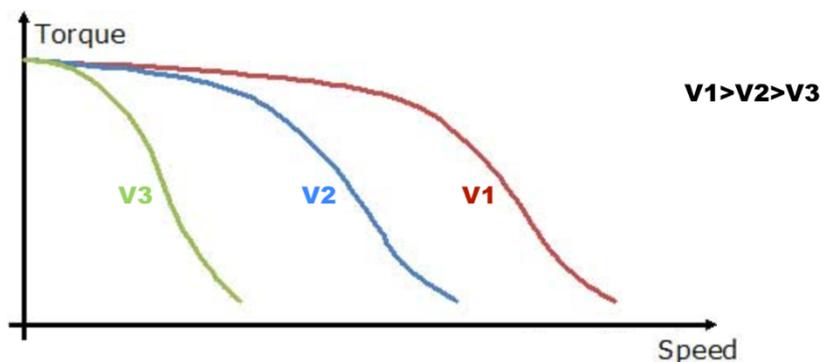


Figura 2.17 Curva di Pull-out al variare della tensione di alimentazione ^[9]

2.5 RISONANZA MECCANICA

I ragionamenti sulla curva di Pull-out effettuati nel precedente paragrafo in realtà non tengono conto dei “buchi di coppia”, dovuti al fenomeno della risonanza meccanica^[2].

Un caso reale di curva coppia-velocità viene dunque sotto raffigurato:

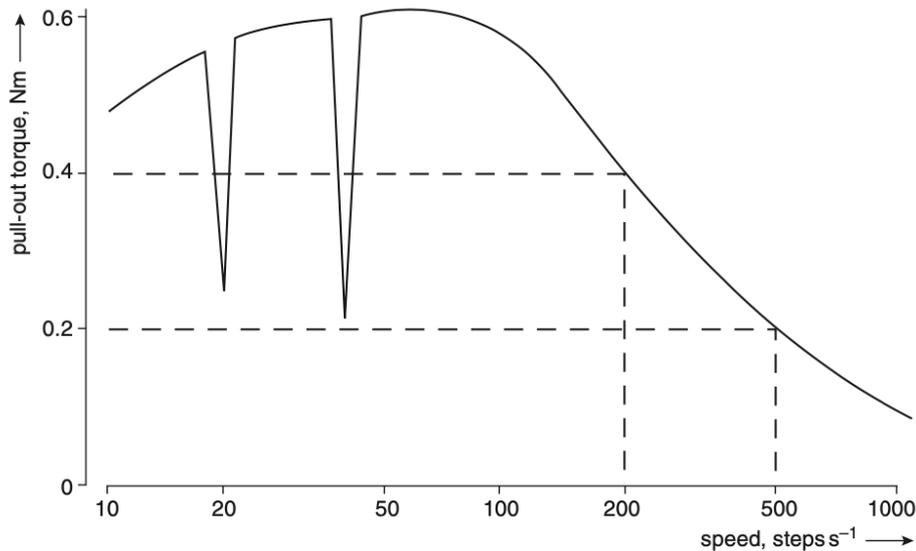


Figura 2.18 Buchi di coppia dovuti al fenomeno della risonanza meccanica^[2]

Per la trattazione di tale argomento è necessario prima introdurre la cosiddetta caratteristica di coppia statica in funzione della posizione del rotore.

Nella posizione di equilibrio, ovvero quando i denti di statore e rotore sono allineati, non viene prodotta alcuna coppia dal motore, mentre quando il rotore è leggermente spostato rispetto alla posizione di equilibrio si sviluppa una certa forza tra denti statorici e rotorici, che genera una coppia tendente a riportare il rotore nella posizione di equilibrio. Uno spostamento del rotore in direzione negativa produce una coppia positiva, viceversa uno spostamento positivo produce una coppia negativa. È intuibile che la caratteristica coppia statica/posizione del rotore si ripete con una lunghezza d'onda di un passo del dente di rotore^[2]. Un tipico set di curve viene mostrato nella figura seguente.

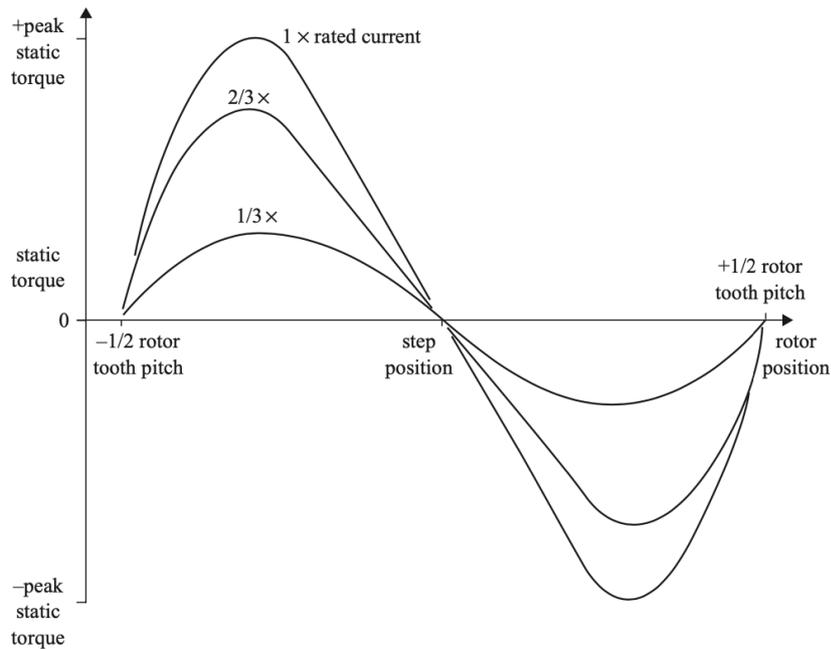


Figura 2.19 Caratteristiche coppia statica/posizione del rotore [2]

Come si nota il picco di coppia statica è dipendente dalla corrente con cui vengono alimentati gli avvolgimenti.

Detto ciò, se si considera l'angolo θ come lo scostamento rispetto alla posizione di equilibrio, è possibile definire la coppia fornita dal motore come [2]:

$$T = -T_{PK} \sin(p\vartheta) \quad (2.12)$$

Con T_{PK} = coppia di picco statica e p = numero di denti rotorici.

La coppia fornita dal motore può essere inoltre espressa in altro modo se si introduce il concetto di "rigidezza", definita come la pendenza della caratteristica coppia statica/posizione del rotore nel punto relativo alla posizione di equilibrio[2].

Indicando con T' il valore di rigidezza, la coppia fornita dal motore sarà allora pari a:

$$T = -T'\theta \quad (2.13)$$

Fatte tali premesse, è possibile adesso effettuare delle considerazioni che spiegano il comportamento meccanico del motore passo-passo.

Quando il motore passo-passo esegue uno step subisce una accelerazione che lo porta a spostarsi dalla posizione attuale di equilibrio alla successiva. Una volta raggiunta la posizione di arrivo si potranno notare delle oscillazioni che si smorzano nel tempo sino a raggiungere uno stato di quiete. A tal proposito la frequenza di oscillazione può essere prevista per qualsiasi combinazione motore/carico attraverso la caratteristica di "coppia statica/posizione del rotore" a condizione che il sistema risulti leggermente smorzato[2].

Come accennato precedentemente, per uno scostamento di ϑ dalla posizione di equilibrio, la coppia del motore è pari a $-T'\vartheta$. In assenza di una coppia di carico, questa viene dunque utilizzata per accelerare l'inerzia del motore/carico(J)^[2], quindi:

$$-T'\vartheta = J \frac{d^2\vartheta}{dt^2} \quad (2.14)$$

$$T'\vartheta + J \frac{d^2\vartheta}{dt^2} = 0 \quad (2.15)$$

Quella sopra non è altro che una equazione di moto armonico, per cui la frequenza naturale di oscillazione del rotore (f_n) sulla posizione di equilibrio sarà:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{T'}{J}} \quad (2.16)$$

Il motore dunque si comporterà come un sistema del secondo ordine in cui ampiezza e durata delle oscillazioni dipendono da tensione applicata all'avvolgimento, inerzia del motore e del carico, attriti e tipo di pilotaggio (di quest'ultimo si discuterà meglio nei prossimi capitoli)^[2].

Viene sotto riportato un esempio di risposta del motore ad un singolo step.

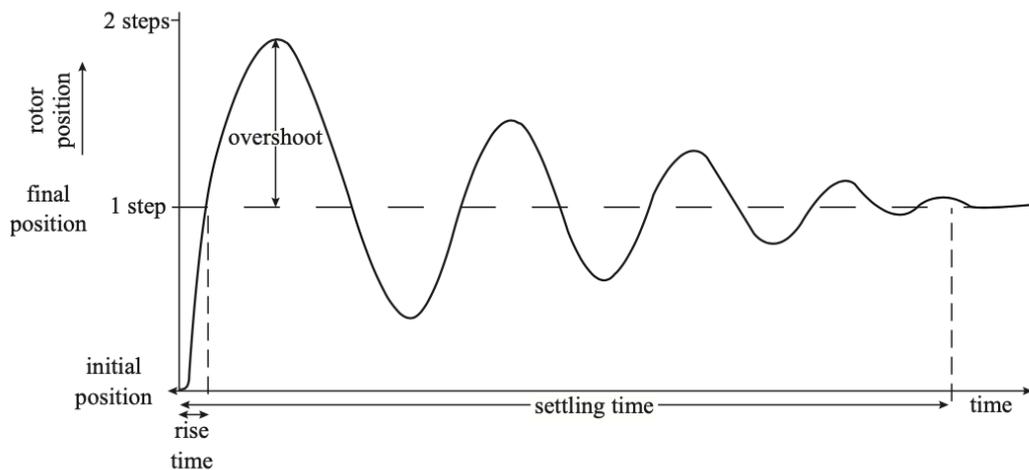


Figura 2.20 Tipica risposta del motore per un singolo step^[2]

Una conseguenza della risposta a passo singolo altamente oscillatorio è l'esistenza di effetti di risonanza a velocità di passo correlate alla frequenza naturale di oscillazione del rotore.

La figura sottostante mostra due risposte di un motore ad una serie di passi a velocità diverse. Nella prima risposta la velocità di passo è circa 0,6 volte la frequenza naturale. Ne consegue che il rotore si trova dietro la posizione di equilibrio ed ha una bassa velocità quando si verifica il successivo cambio di eccitazione. In questo caso si nota che il rotore si assesta rapidamente nella posizione di

equilibrio ad ogni passo. Nell'altra risposta invece la velocità di passo è approssimativamente uguale alla frequenza naturale. In tale circostanza il rotore è approssimativamente in posizione di equilibrio ed ha una velocità positiva quando riceve il successivo impulso di eccitazione. Come risultato si ottengono delle oscillazioni che aumentano sempre più in ampiezza ad ogni passo sino al punto che il motore perde completamente il passo^[2].

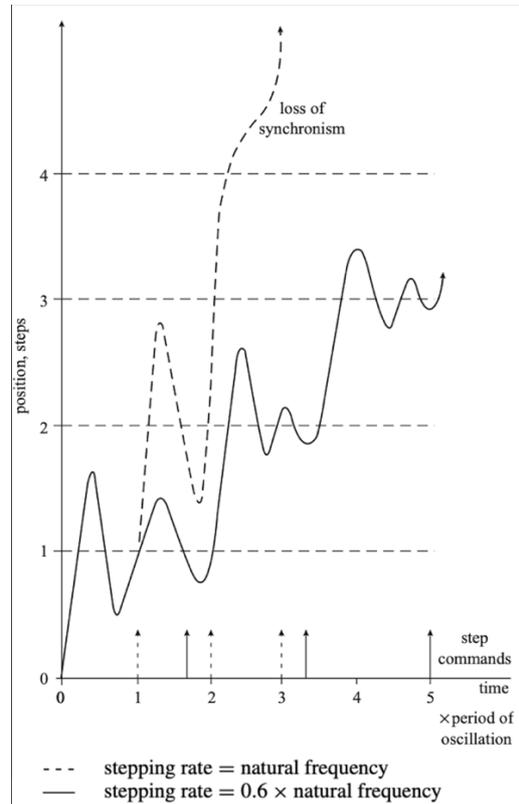


Figura 2.21 risposta del motore a due diverse frequenze di alimentazione ^[2]

Questo comportamento risonante del sistema che si verifica per determinate frequenze degli impulsi di alimentazione, porta ad una perdita di coppia del motore, causando quei famosi buchi di coppia nella caratteristica di Pull-out, citati ad inizio paragrafo.

In genere la risonanza è probabile che si verifichi se l'impulso di eccitazione cade nel momento in cui il rotore si trova in anticipo rispetto alla posizione di equilibrio ed ha una velocità positiva^[2].

Quanto appena affermato viene meglio chiarito nella figura seguente.

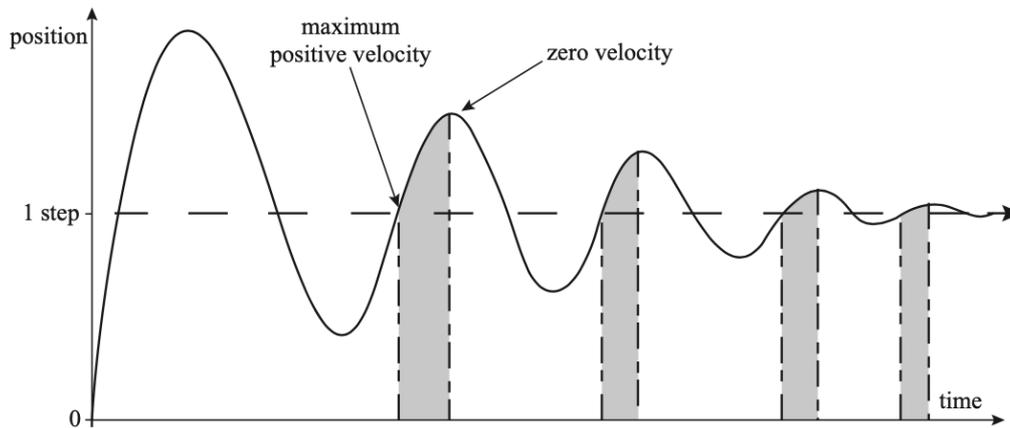


Figura 2.22 Regioni della risposta a singolo passo in cui la commutazione di fase porta alla risonanza^[2]

Dunque, individuata la frequenza di risonanza f_n , bisogna evitare di alimentare il motore con una frequenza di impulsi pari a:

$$\frac{f_n}{k} = \frac{1}{2\pi k} \sqrt{\frac{T'}{J}} \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.17)$$

È possibile comunque ridurre gli effetti di risonanza limitando le oscillazioni del sistema tramite smorzatori meccanici oppure attraverso particolari tecniche di pilotaggio quali ad esempio quella del “microstepping” di cui si farà cenno nel capitolo successivo^[2].

3. CONTROLLO MOTORE

3.1 ECCITAZIONE DEGLI AVVOLGIMENTI

È possibile eccitare il motore in vari modi, che portano a risultati differenti in termini di realizzazione circuitale, coppia utile e precisione di posizionamento.

Innanzitutto è possibile distinguere tra due modalità di eccitazione:

- Eccitazione a fase singola
- Eccitazione a due fasi

3.1.1 Eccitazione a fase singola

La modalità di eccitazione a fase singola, nota anche come “wave drive”, è così chiamata in quanto prevede l'alimentazione di un solo avvolgimento per volta ad ogni impulso inviato.

Eccitare il motore con questa modalità risulta molto semplice, ma il fatto di non sfruttare contemporaneamente più avvolgimenti limita le prestazioni in termini di coppia, che risulta infatti essere proporzionale alla singola corrente di fase^[1].

Il vantaggio di pilotare il motore con eccitazione a fase singola si riscontra dunque nella facilità di esecuzione e nelle basse perdite, in quanto solo una fase viene attraversata da corrente.

N.B. In posizione di equilibrio il rotore è allineato con la fase alimentata.

3.1.2 Eccitazione a due fasi

Attraverso l'eccitazione a due fasi, gli avvolgimenti alimentati ad ogni impulso di comando sono due. In tal modo si riesce a fornire all'albero motore una coppia maggiore di un fattore 1.41 rispetto al caso di eccitazione a singola fase^[9]. È possibile comprendere meglio ragionando in termini vettoriali: le correnti delle due fasi risultano sfasate di 90° tra di loro, per cui, in questo caso, è come se venissero applicate contemporaneamente due forze uguali e perpendicolari tra loro, la cui somma genera una forza di modulo pari ad 1,41 volte il modulo della singola forza.

Si riescono quindi a migliorare le prestazioni del motore in termini di coppia, ma ovviamente si intuisce che ciò comporta un aumento della potenza dissipata (il doppio rispetto al caso precedente), quindi un maggiore surriscaldamento del motore, in quanto le fasi alimentate contemporaneamente sono stavolta due.

N.B. essendo due gli avvolgimenti contemporaneamente alimentati, all'equilibrio il rotore si colloca in una posizione intermedia tra i due.

3.2 SEQUENZE DI ECCITAZIONE

In relazione a quanto sopra descritto bisogna adesso descrivere quelle che sono le varie sequenze di eccitazione più comunemente impiegate, facendo distinzione tra motori unipolari e bipolari.

3.2.1 Pilotaggio motori unipolari

Si prende come riferimento un motore ibrido unipolare a 4 fasi.

Sequenza unipolare a singola fase

La corrente viene applicata sequenzialmente ad una sola delle fasi, secondo la logica indicata in tabella:

PASSO	FASE 1	FASE 2	FASE 3	FASE 4
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	0
4	0	0	0	1

Dove con 1 si fa riferimento alla corrente nominale, mentre con 0 si vuole indicare l'assenza di corrente^[9].

Dopo i primi 4 passi la sequenza si ripete, in quanto è stato compiuto un giro elettrico.

È possibile riportare tale sequenza in forma grafica, come mostrato nella seguente figura.

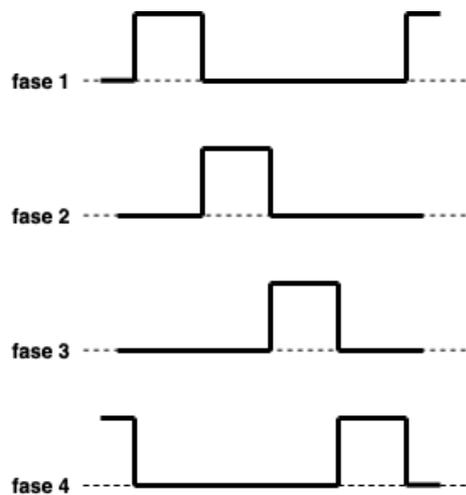


Figura 3.1 Eccitazione unipolare a singola fase

Sequenza unipolare a due fasi

La corrente viene applicata a due fasi contemporaneamente con conseguente incremento di coppia e di potenza dissipata. La logica sequenziale viene sotto riportata:

PASSO	FASE 1	FASE 2	FASE 3	FASE 4
1	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	0	0	1	1
4	1	0	0	1

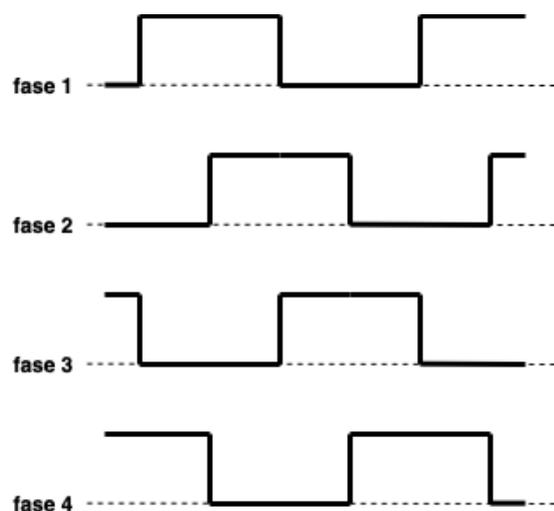


Figura 3.2 Eccitazione unipolare a due fasi

Sia l'eccitazione a singola fase che quella a due fasi prevedono un tipo di pilotaggio definito anche FULL STEP, poiché tra un impulso e l'altro il motore compie un passo intero, ovvero quello che viene indicato nei dati di targa del motore.

Conseguentemente al fatto che il rotore assume posizioni di equilibrio diverse se gli avvolgimenti sono alimentati a singola fase o a due fasi, è possibile realizzare una sequenza di alimentazione che combina le due precedentemente discusse per raddoppiare il numero di passi disponibili per il motore. Tale tecnica di pilotaggio è definita HALF-STEP^[9].

Sequenza unipolare Half-Step

È praticamente un'alternanza delle due configurazioni precedentemente discusse e si basa sulla constatazione che tra le posizioni di equilibrio di queste due configurazioni vi è esattamente uno sfasamento di mezzo passo. La tecnica Half-Step viene infatti così definita in quanto permette di dimezzare esattamente l'ampiezza di ogni passo.

PASSO	FASE 1	FASE 2	FASE 3	FASE 4
1	1	0	0	0
2	1	1	0	0
3	0	1	0	0
4	0	1	1	0
5	0	0	1	0
6	0	0	1	1
7	0	0	0	1
8	1	0	0	1

Si nota infatti che stavolta per completare un giro elettrico sono necessari 8 passi, anziché 4. Questo metodo consente dunque di raddoppiare il numero di passi per giro disponibili, ma ha lo svantaggio di avere a che fare con una certa irregolarità di coppia e potenza dissipata. Nei passi con alimentazione a due fasi si ha infatti una coppia maggiore di 1.4 volte e una potenza dissipata due volte maggiore rispetto ai passi compiuti con alimentazione a singola fase. Per tale motivo questo metodo viene anche chiamato Half-Step senza controllo di coppia. Attraverso particolari tecniche è possibile però rendere omogeneo il valore di coppia e potenza per tutta la sequenza di alimentazione Half-Step, ma nel caso di motori unipolari tale soluzione non viene adoperata in quanto circuitalmente troppo complessa da realizzare^[1].

3.2.2 Pilotaggio dei motori bipolari

Si prende come riferimento un motore ibrido bipolare a due fasi.

Sequenza bipolare ad una fase

Una sola fase alla volta è attiva. Stavolta va evidenziato il fatto che le condizioni di funzionamento per ciascuna fase sono tre, ovvero corrente in un verso, corrente nell'altro verso e assenza di corrente. La tabella sotto riassume quanto appena detto:

PASSO	FASE 1	FASE 2
1	1	0
2	0	1
3	-1	0
4	0	-1

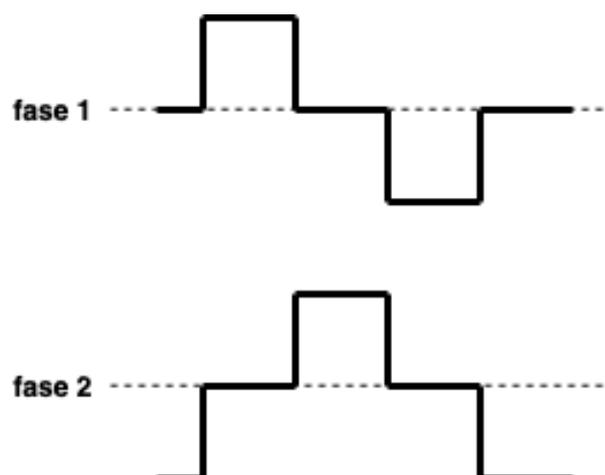


Figura 3.2 Sequenza di eccitazione a singola fase per motore bipolare

Sequenza bipolare a due fasi

Corrente sempre presente nelle due fasi. Parti della sequenza prevedono anche l'inversione della corrente.

PASSO	FASE 1	FASE 2
1	1	1
2	-1	1
3	-1	-1
4	1	-1

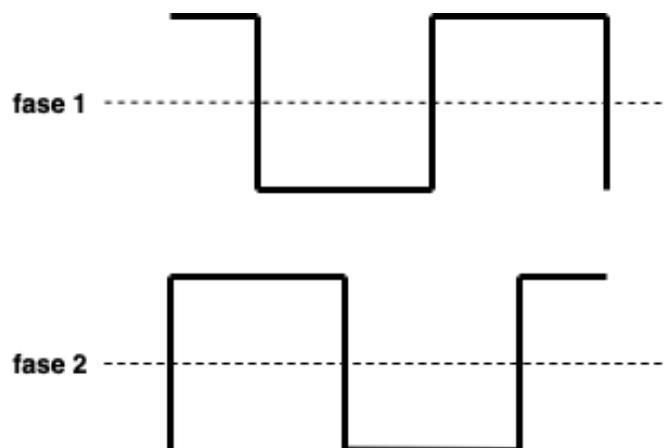


Figura 3.4 Sequenza a due fasi per motore bipolare

Sequenza bipolare Half-Step senza controllo di coppia

Come per il caso unipolare, è possibile combinare il pilotaggio con alimentazione a singola fase con quello a due fasi per raddoppiare il numero di passi disponibili ad ogni giro.

PASSO	FASE 1	FASE 2
1	1	0
2	1	1
3	0	1
4	-1	1
5	-1	0
6	-1	-1
7	0	-1
8	1	-1

Analogamente a quanto descritto per il caso bipolare, ciò comporta lo svantaggio di avere delle irregolarità in termini di coppia e potenza dissipata tra uno step ed il successivo. Infatti, quando la

corrente scorre contemporaneamente in due fasi, la coppia è maggiore rispetto agli step in cui la fase energizzata è solo una.

Nel caso di motori bipolari è però possibile mantenere la coppia costante durante tutta la sequenza prendendo opportuni provvedimenti^[1].

Sequenza bipolare Half-step con controllo di coppia

Il problema dell'irregolarità di coppia è risolvibile diminuendo la corrente che passa nelle due fasi quando esse sono contemporaneamente eccitate, di modo tale da mantenere costante la coppia erogata all'albero motore durante l'intera sequenza^[1].

In questo caso la corrente su ogni fase va ridotta di 0,707 volte. Quindi indicando con "1" il valore di corrente nominale come fatto in precedenza, la sequenza logica di alimentazione delle fasi sarà la seguente:

PASSO	FASE 1	FASE 2
1	1	0
2	0,707 · 1	0,707 · 1
3	0	1
4	-0,707 · 1	0,707 · 1
5	-1	0
6	-0,707 · 1	-0,707 · 1
7	0	-1
8	0,707 · 1	-0,707 · 1

Adottare questo schema di pilotaggio ovviamente implica un incremento di difficoltà di esecuzione, in quanto oltre ad invertire il verso della corrente è necessario anche regolarne il modulo. Con le tecniche utilizzate normalmente per pilotare un motore bipolare comunque non risulta molto complicato ovviare a tale problema. Discorso diverso vale per i motori unipolari, come precedentemente accennato, dove si predilige la semplificazione elettronica anche a discapito delle prestazioni.

La tecnica Half-Step con controllo di coppia permette di rendere omogeneo il valore di coppia erogata, ma non risolve il problema dell'irregolarità di corrente tra uno step e l'altro. Va comunque notato che tale irregolarità viene comunque attenuata, in quanto la corrente assorbita durante l'eccitazione di entrambe le fasi non è più pari al doppio rispetto al caso di eccitazione a singola fase, ma è maggiore di un fattore 1.4^[1].

3.2.3 Microstepping

Si fa riferimento ad un motore ibrido bipolare.

Sin ora ci si è limitati a regolare la presenza o meno di corrente su una fase, regolandone al massimo il verso o alimentando le due fasi con correnti ridotte nel caso di pilotaggio Half-Step con controllo

di coppia. Ma proprio come si possono ottenere delle posizioni di equilibrio intermedio, alimentando le due fasi contemporaneamente, è possibile ottenere una serie ampia a piacere di posizioni intermedie tra due step inviando correnti di modulo diverso nelle due fasi.

Per ottenere tale risultato è però necessario ricorrere ad una logica di pilotaggio molto più complessa, che dovrà essere in grado di modulare la corrente all'interno delle varie fasi.

Si ottengono così due correnti di forma pseudosinusoidale, sfasate di 90° che consentono di al rotore di poter compiere dei passi, la cui ampiezza varia tra 1/4 e 1/256 in riferimento al passo intero. Ad ogni step il rotore si allinea bilanciandosi tra la bobina con il campo magnetico più forte e quella con il campo magnetico più debole^[1].

Quindi per un motore ibrido da 200 passi-giro(1,8°), significa poter ridurre l'ampiezza di passo sino ad un valore di 0,007°.

Sotto viene riportato un esempio di sequenza logica e relative forme d'onda per un controllo microstepping ad 1/4 del passo intero.

PASSO	FASE 1	FASE 2
1	1	0
2	0.924 · 1	0.383 · 1
3	0.707 · 1	0.707 · 1
4	0.383 · 1	0.924 · 1
5	0	1
6	-0.383 · 1	0.924 · 1
7	-0.707 · 1	0.707 · 1
8	-0.924 · 1	0.383 · 1
9	-1	0
10	-0.924 · 1	-0.383 · 1
11	-0.707 · 1	-0.707 · 1
12	-0.383 · 1	-0.924 · 1
13	0	-1
14	0.924 · 1	-0.383 · 1
15	0.707 · 1	-0.707 · 1
16	0.383 · 1	-0.924 · 1

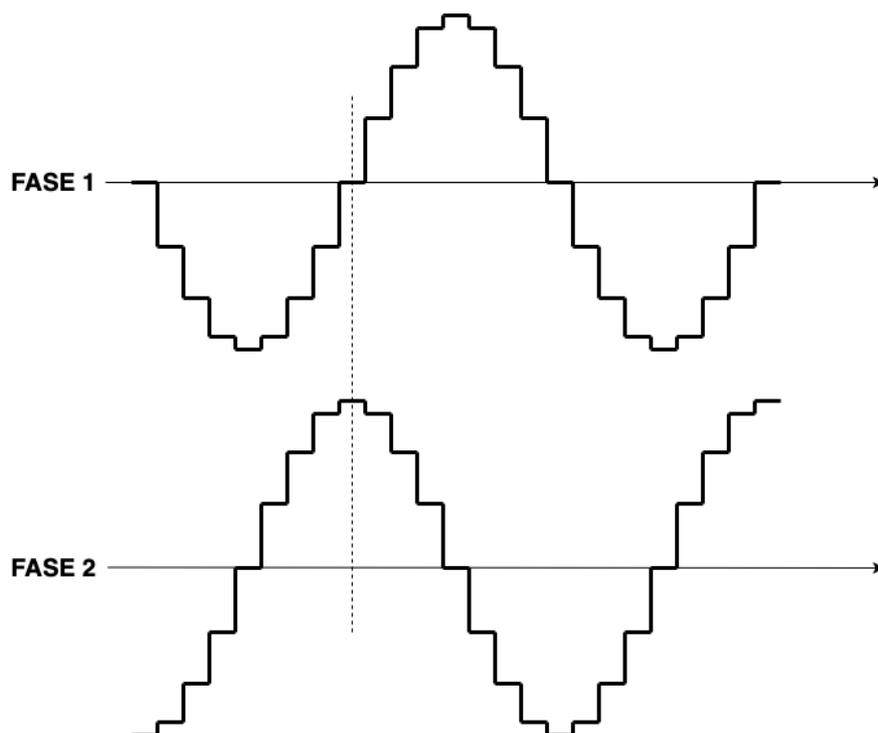


Figura 3.5 Eccitazione a micropassi (4micropassi per passo) di un motore passo-passo bipolare

Ovviamente maggiori sono i micropassi, più le forme d'onda sopra raffigurate saranno simile ad una sinusoide.

Uno dei vantaggi principali offerti dal pilotaggio microstepping è rappresentato dal fatto di poter ridurre sostanzialmente i fenomeni di risonanza che affliggono i motori passo-passo, in quanto tale sistema consente di riempire i "buchi di coppia" che si generano a determinate frequenze di alimentazione^[2].

Di contro questa soluzione è elettronicamente assai complessa, quindi più costosa.

3.3 IL CONTROLLO DELLA CORRENTE

Come già visto nel paragrafo 2.4, la coppia a regime viene limitata dall'induttanza di fase e dalla forza controelettromotrice. Si riprende il circuito equivalente del motore passo-passo ibrido per approfondire tale concetto e capire quali azioni intraprendere sul pilotaggio affinché si possano ottimizzare le prestazioni.

Si ricorda che ogni fase del motore passo-passo può essere modellizzato come un circuito RLE.

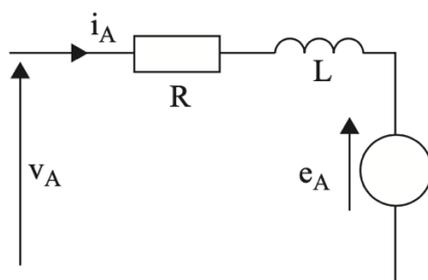


Figura 3.6 Circuito equivalente di una fase (motore ibrido)

A regime, la corrente di alimentazione i_A tende a raggiungere il seguente valore:

$$i_A = \left(\frac{v_A - e_A}{R} \right) \quad (3.1)$$

A causa dell'induttanza, all'atto della commutazione, tale valore sarà raggiunto solo dopo un determinato transitorio, caratterizzato dalla costante di tempo $\tau = L/R$.

All'aumentare della frequenza di alimentazione dunque si verificano contemporaneamente due fenomeni:

- 1) Il tempo durante il quale ogni fase viene alimentata non consente l'estinguersi del transitorio necessario affinché sull'avvolgimento possa circolare la corrente di regime i_A . Si ricorda a tal proposito che il transitorio si può considerare estinto dopo un lasso di tempo pari a 5τ ^[7].
- 2) Si ha un aumento della forza controelettromotrice e_A , quindi una diminuzione della corrente di alimentazione a regime i_A .

Essendo la coppia direttamente proporzionale alla corrente di alimentazione, l'insieme dei due aspetti sopra indicati ne causa la diminuzione.

Per migliorare le prestazioni del motore ad alta velocità dunque è necessario prendere alcuni provvedimenti.

3.3.1 Pilotaggio RL

Per ovviare al problema legato alla costante di tempo è possibile inserire una resistenza in serie ad ognuna delle fasi del motore in modo da poter diminuire l'effettivo valore di τ .

Per garantire lo stesso valore della corrente a regime in questo caso ogni fase andrà alimentata con una tensione v'_A maggiore di v_A . In tal modo si riduce anche l'effetto della forza controelettromotrice e_A sulla variazione di i_A ^[1].

Questo tipo di pilotaggio riscontra però lo svantaggio di dover dissipare molta più potenza per effetto Joule a causa dell'aumento di resistenza.

Viene sotto riportato un esempio in cui si raddoppia la resistenza sulla fase, quindi anche la tensione di alimentazione viene raddoppiata in base a quanto detto sopra.

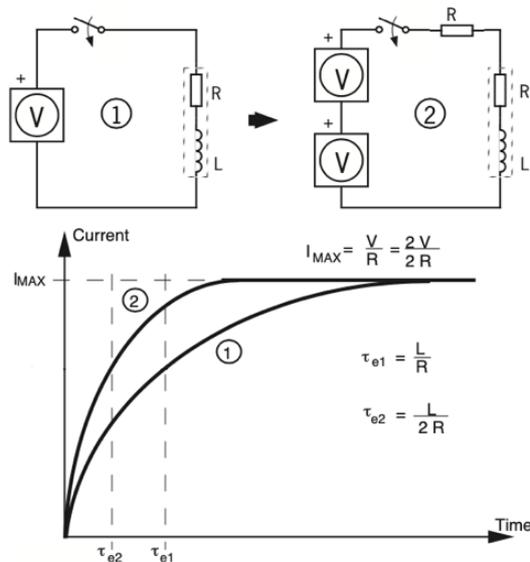


Figura 3.7 Pilotaggio di tipo RL

3.3.2 Azionamento a due livelli di tensione

Un metodo per ovviare al problema dell'eccessivo consumo relativo al pilotaggio di tipo RL è quello di ricorrere ad un azionamento a due livelli di tensione.

Tale tecnica prevede di alimentare l'avvolgimento di fase, durante il transitorio, con una tensione molto maggiore rispetto a quella necessaria per il raggiungimento del valore di regime i_A .

In tal modo non è necessario introdurre alcuna resistenza in quanto l'obiettivo è far crescere la corrente più velocemente, piuttosto che ridurre la costante di tempo. Una volta raggiunto il valore di i_A desiderato, l'azionamento ritorna ad alimentare la fase con la tensione v_A ^[1].

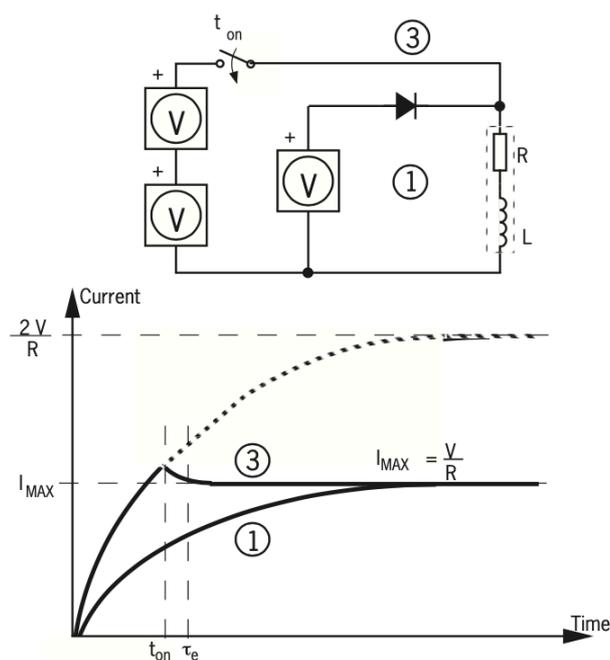


Figura 3.8 Pilotaggio a doppia alimentazione

Sopra viene riportato un esempio in cui si raddoppia la tensione di alimentazione durante la fase transitoria. Tale metodo riscontra comunque due svantaggi: essendo v_A la tensione di alimentazione a regime, l'effetto della forza controelettrica non viene ridotto. Il circuito di pilotaggio di questo sistema risulta inoltre molto complesso e poco pratico, considerata la doppia alimentazione.

3.3.3 Controllo con regolazione PWM della corrente

L'idea su cui si basa tale tecnica di pilotaggio è quella di alimentare l'avvolgimento di fase con una tensione molto più alta di quella richiesta del motore, operando in modo switching.

Alimentando la fase con una tensione molto alta, la corrente cresce rapidamente raggiungendo velocemente il valore nominale di corrente. A questo punto si inizia a modulare la tensione ad una determinata frequenza di switching in modalità PWM^[9].

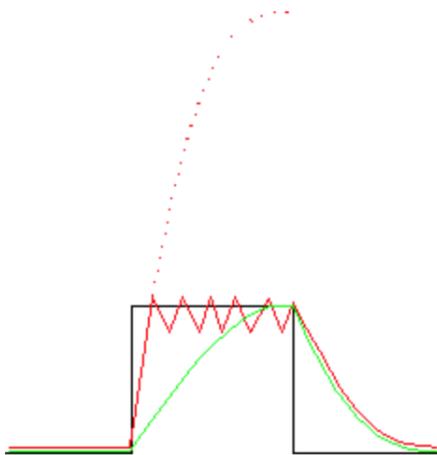


Figura 3.9 Controllo in PWM^[9]

A fianco viene mostrato l'andamento delle correnti:

- In nero l'andamento della corrente di riferimento (andamento ideale).
- In verde il comportamento della corrente se si alimenta la fase con la semplice tensione necessaria per ottenere la corrente nominale a regime.
- In rosso la corrente con controllo in PWM.

Per effettuare tale tipo di controllo è necessaria la misura della corrente di fase, che viene effettuata attraverso una resistenza di shunt.

La corrente misurata viene dunque confrontata, tramite un comparatore, con la corrente di riferimento imposta dalla logica di controllo, che stabilisce così il valore da attribuire al duty cycle per mantenere la corrente desiderata^[1].

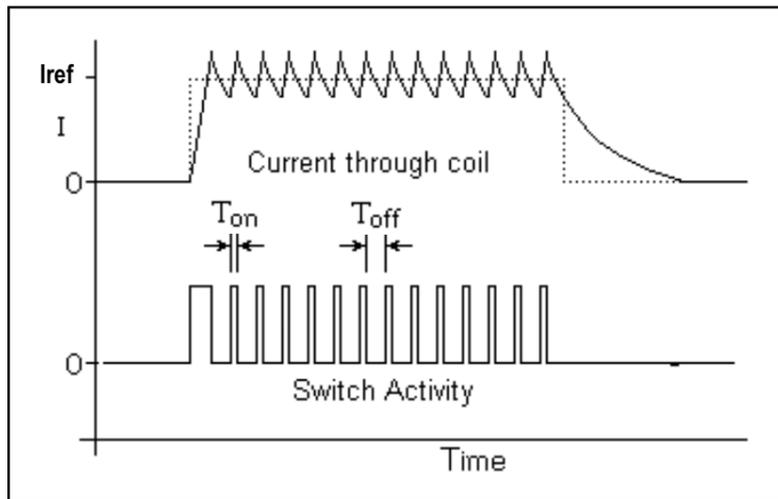


Figura 3.10 Pilotaggio con controllo in PWM ^[7]

Questa tecnica di pilotaggio è sicuramente la più utilizzata, in quanto risulta la più efficiente.

Dai grafici sopra si nota infatti che il tempo necessario al raggiungimento del valore nominale di corrente viene notevolmente ridotto.

Inoltre, operando sempre ad una tensione molto più alta di v_A , si ha una notevole riduzione dell'effetto della forza controelettrica sia durante il transitorio che a regime.

E ancora, operando in modo switching, non si ha passaggio di corrente negli avvolgimenti di fase quando gli interruttori vengono interdetti, per cui si ha anche un risparmio in termini energetici.

Questa soluzione implica comunque l'utilizzo di un circuito di pilotaggio assai complesso. Sono infatti necessari una resistenza di shunt per la misura della corrente, un comparatore ed un oscillatore che generi la frequenza PWM. Tale problematica è ormai superata in quanto sono già presenti sul mercato circuiti integrati appositamente progettati per effettuare il controllo di motori passo-passo^[7].

4. MOTORE PASSO-PASSO COME ATTUATORE MECCANICO

Il seguente lavoro di tesi si basa su un progetto aziendale avente come obiettivo lo spostamento di un determinato carico meccanico sulla base delle seguenti specifiche:

- Precisione di posizionamento
- Velocità di esecuzione compresa tra 200rpm e 400rpm
- Servizio intermittente
- Alta dinamica
- Inerzia del carico pari a 350 gcm^2

A tal proposito è stata effettuata un'accurata analisi di mercato che ha trovato nel motore passo-passo la soluzione ideale per soddisfare le specifiche sopra riportate.

N.B. Per questioni di privacy aziendali non è possibile fare particolari riferimenti al carico che il motore deve asservire, ma nei seguenti paragrafi viene comunque fatto cenno alla procedura adottata per la scelta del motore e dei dispositivi di controllo.

4.1 CRITERIO DI SCELTA DEL MOTORE

Il motore va scelto in funzione delle specifiche richieste e della tipologia applicativa.

Si ricorda che il motore passo-passo è indicato per applicazioni che non richiedono un uso continuativo ad alte velocità. Questi infatti offrono stabilità e coppia relativamente elevata soprattutto per velocità basse. Bisogna inoltre tenere sempre conto del fatto che la coppia erogata dal motore decresce all'aumentare della velocità.

Coppia

Il dimensionamento viene ovviamente fatto sulla base del caso peggiore, ovvero in riferimento alla coppia massima che bisogna sostenere durante il ciclo di lavoro. Determinato il target di coppia si è deciso di considerare inoltre un 30% di margine per ulteriore sicurezza. A tal proposito e in base a quanto spiegato nei primi capitoli, si è deciso di scegliere un motore ibrido, bipolare, bifase, che risulta essere tra i più prestanti in termini di coppia erogata.

Rapporto inerzia carico/inerzia motore

È un parametro che determina più o meno quanto potrà essere veloce la risposta del sistema. Un valore superiore a 10 corrisponde ad un sistema lento, che probabilmente porterà a problemi di instabilità^[6].

Una buona regola, valida soprattutto per i motori passo-passo da 200 passi/giro ($1,8^\circ$), afferma appunto che l'inerzia del rotore non deve essere mai inferiore ad un decimo dell'inerzia del carico vista dal motore^[1].

In altre parole deve essere sempre verificata la seguente relazione:

$$\frac{\text{inerzia del carico}}{\text{inerzia del motore}} \leq 10 \quad (4.1)$$

Se non risulta possibile soddisfare le condizioni sopra indicate, allora è possibile fare ricorso ad un riduttore di giri tra il motore ed il carico. Quindi considerando N come il quadrato del rapporto di riduzione, la formula precedente diventa:

$$\frac{\text{inerzia del carico}}{\text{inerzia del motore} * N} \leq 10 \quad (4.2)$$

Nel caso in questione è bastato scegliere un motore NEMA 17, con un opportuno rapporto di trasmissione, per verificare la relazione sopra indicata.

Corrente nominale

Sono presenti motori che pur fornendo lo stesso valore di coppia, sono targati con correnti nominali differenti. La differenza sta nel numero di spire con cui questi sono avvolti. A parità di coppia infatti, un motore con corrente nominale maggiore è sicuramente avvolto con meno spire (maggiore corrente con meno spire per ottenere lo stesso flusso magnetico). A tal proposito un avvolgimento con meno spire presenta un'induttanza di fase più bassa^[6].

La scelta del motore in questo caso dunque è fortemente basata sulla velocità di esecuzione con cui si vuole far lavorare quest'ultimo.

- Alta velocità: si predilige in questo caso un motore con corrente nominale alta. Il basso valore di induttanza di fase infatti permette di avere transitori elettrici di minor durata, ovvero migliori curve coppia-velocità
- Bassa velocità: Non è necessario in questo caso avere un motore prestante per alte velocità, dunque è conveniente scegliere un motore con corrente nominale più bassa che dissipa meno potenza.

Per il progetto in esame la scelta è ricaduta sul modello che, a parità di holding torque (coppia di tenuta erogata da fermo), garantiva prestazioni migliori in termini di coppia/velocità, ovvero il modello targato con corrente nominale maggiore.

Risoluzione

definisce l'ampiezza di ogni passo. Ad una maggiore risoluzione corrisponde un'ampiezza di passo minore. A parità di impulsi, una risoluzione maggiore implica comunque un minore spazio di percorrenza. In questo caso dunque è necessario raggiungere velocità maggiori (in termini di PPS) per compiere gli stessi spazi ed è risaputo che maggiori velocità inducono ad avere minore coppia erogata sull'albero motore. Bisogna dunque scegliere la risoluzione appropriata per l'applicazione in questione. Alla risoluzione è strettamente legato il tipo di controllo: partendo dall'angolo di passo di targa del motore, è infatti possibile ridurre ulteriormente quest'ultimo effettuando pilotaggi di

tipo HALF-STEP o MICROSTEPPING, come già spiegato nei paragrafi precedenti. Diversamente si può decidere di lavorare a maggiori velocità, mantenendo il passo intero tramite un controllo FULL-STEP ed è proprio su quest'ultimo che si è deciso di ripiegare, considerando che si andrà a lavorare con un motore avente angolo di passo di $1,8^\circ$.

Ricapitolando dunque il motore passo-passo scelto è un NEMA 17 ibrido, bipolare, bifase, con angolo di passo da $1,8^\circ$ e controllato in FULL-STEP.

4.2 MODELLO PER SIMULAZIONI

Una volta definite le caratteristiche del motore sulla base di quanto sopra descritto, si è pensato di realizzare un modello virtuale che potesse simulare il comportamento di quest'ultimo. In questo modo è stato possibile inquadrare le performance per diverse condizioni di funzionamento, puntando a determinare i limiti e le condizioni per cui il motore offriva le migliori prestazioni.

Il modello realizzato prende spunto da modelli preesistenti ed è atto a simulare un azionamento in cui il motore rispecchia le caratteristiche accennate nel paragrafo precedente.

Sotto vengono dunque riportate le equazioni utilizzate per modellizzare il motore, già comunque citate nel paragrafo 2.4 e adesso opportunamente riproposte:

- Flussi concatenati

$$\psi_A = \psi_m \cos(p\theta) \quad (4.3)$$

$$\psi_B = \psi_m \cos\left(p\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.4)$$

Dove ψ_m è il massimo flusso concatenato sull'avvolgimento e a sua volta può essere espresso come segue:

$$\psi_m = \frac{K_m}{p} \quad (4.5)$$

con K_m = costante di coppia;

p = paia poli = $\frac{360}{2*m*step_angle}$ = numero di denti rotorici;

m = numero di fasi

- Forze contro elettromotrici

$$e_A = \frac{d\psi_A}{dt} = -p\psi_m \sin(p\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad (4.6)$$

$$e_B = \frac{d\psi_B}{dt} = -p\psi_m \sin(p\theta - \pi/2) \frac{d\theta}{dt} \quad (4.7)$$

- Derivate delle correnti

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{(v_A - Ri_A - e_A)}{L} \quad (4.8)$$

$$\frac{di_B}{dt} = \frac{(v_B - Ri_B - e_B)}{L} \quad (4.9)$$

- Valore di coppia, ricavata in relazione al fatto che si sta modellizzando un motore ibrido

$$T = -p\psi_m \sin(p\theta) i_A - p\psi_m \sin(p\theta - \pi/2) i_B - T_d \sin(mp\theta) \quad (4.10)$$

Con T_d = detent torque

Si nota che i primi due termini corrispondono ai contributi di coppia rispettivamente della fase A e della fase B. Questi sono infatti identificabili come potenza/velocità meccanica (ad esempio per la fase A il primo termine non è altri che $(e_A \cdot i_A)/\omega$).

Le due fasi del motore sono alimentate da due ponti-H, il cui DC-Link viene simulato tramite una sorgente di tensione DC. Le correnti del motore vengono regolate in modo indipendente da due regolatori che, attraverso un controllo ad isteresi, generano i segnali di azionamento dei mosfet dei ponti-H, confrontando le correnti misurate con i loro riferimenti. A tal proposito la frequenza di commutazione dei mosfet è variabile e dipende dai parametri del motore e dalla banda di isteresi dei comparatori.

Sotto viene dunque riportato uno schema che sintetizza quanto appena descritto:

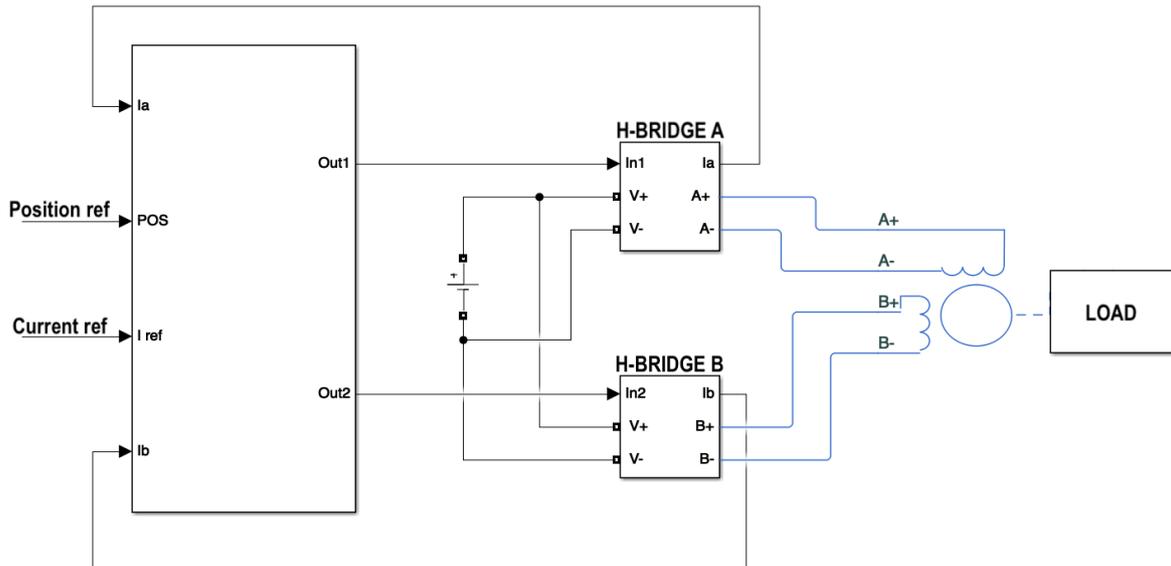


Figura 4.1 Schema del modello implementato per le simulazioni

Come si nota viene effettuato un controllo ad anello aperto di posizione, con la sola retroazione della misura di corrente per consentire il controllo a isteresi di quest'ultima.

Al controller vengono inoltre forniti i dati relativi alla velocità e alla modalità di step che determinano la dinamica del motore.

Attraverso un'accurata indagine di mercato è stato individuato un'integrato della STMicroelectronics che esegue precisamente il controllo sopra descritto, per cui si ritiene opportuno dedicare il prossimo paragrafo alla descrizione di tale dispositivo.

4.3 CONTROLLO MOTORE TRAMITE INTEGRATO POWERSTEP01

4.3.1 Descrizione dispositivo powerSTEP01

Il powerSTEP01 è un integrato della STMicroelectronics ideato per il controllo di motori passo-passo bipolari con tensione di alimentazione sino ad 85 V. Esso integra due ponti-H, composti rispettivamente da 4 MOSFET a canale N, e un microcontrollore, programmabile tramite interfaccia SPI.

Questo dispositivo permette di effettuare un controllo completamente digitale del movimento e del posizionamento del motore, attraverso il settaggio di registri dedicati.

Come sopra accennato tutti i comandi applicativi, così come la configurazione dei vari registri, vengono effettuati tramite comunicazione SPI standard a 5-Mbit/s^[10].

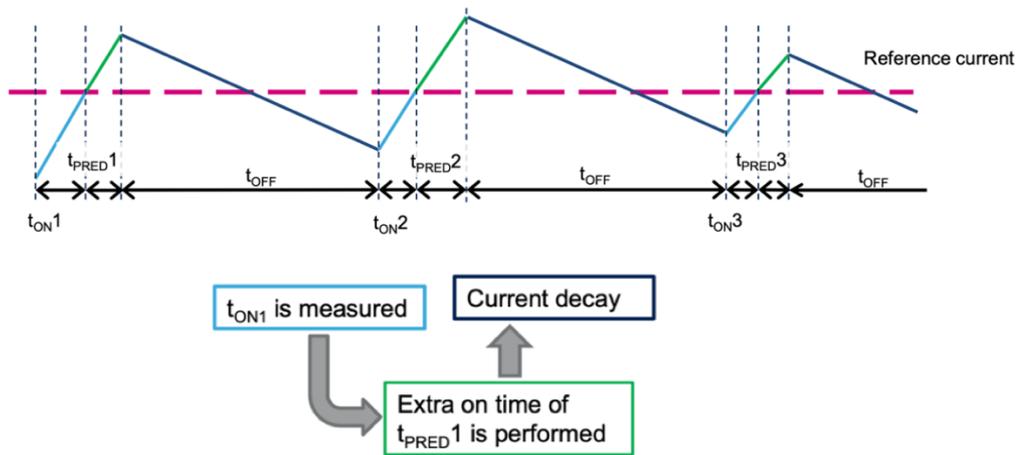


Figura 4.3 Controllo predittivo della corrente^[10]

Dunque, in base a quanto sopra accentato, l'extra time dello stato di ON viene calcolato ciclo dopo ciclo usando la seguente formula:

$$t_{PRED,n} = \frac{(t_{ON,n-1} + t_{ON,n})}{2} \quad (4.11)$$

Quando il sistema raggiunge la stabilità $T_{PREDn} = t_{ONn}$.

In questo caso, la corrente media è uguale alla corrente di riferimento: il sistema implementa quindi un controllo del valore medio della corrente^[10].

4.3.3 Decadimento della corrente regolato automaticamente

Durante il controllo della corrente, nello specifico durante il t_{OFF} , il dispositivo seleziona automaticamente la modalità di decadimento migliore per seguire il profilo corrente, riducendone così il ripple.

Sono possibili due profili di decadimento diversi. Sotto viene fornito un esempio a riguardo:

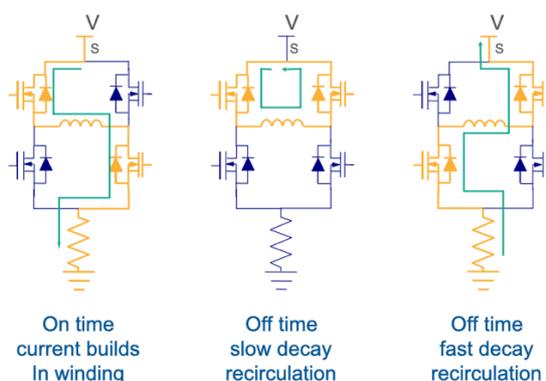


Figura 4.4 Modalità di decadimento della corrente^[10]

Facendo quindi riferimento all'esempio di cui sopra, si nota come sia possibile far scaricare la corrente sull'avvolgimento attraverso un decadimento lento o uno più rapido. Nel caso di decadimento lento vengono chiusi i mosfet alti/bassi del ponte-H, quindi la corrente viene dissipata in modalità di **ricircolo** attraverso le resistenze dell'avvolgimento e dei due mosfet.

Nel secondo caso invece si procede chiudendo i mosfet opposti a quelli che conducevano durante il t_{ON} . In questo modo viene applicata ai capi dell'avvolgimento una tensione con polarità opposta che induce la corrente induttiva ad annullarsi più velocemente.

Tutto ciò consente di seguire il riferimento di corrente senza eccedere nella frequenza di commutazione, per cui si riescono a limitare "rumore" elettrico e perdite in commutazione.

Quanto sopra descritto viene adesso mostrato in senso pratico.

È possibile settare opportunamente due tempi che determinano la commutazione degli interruttori. Si tratta del tempo minimo di ON (TON_MIN) e del tempo di decadimento veloce ($TOFF_FAST$).

Se durante un ciclo PWM la corrente di riferimento viene raggiunta mantenendo in conduzione i mosfet per un tempo minore di TON_MIN , allora viene immediatamente eseguito un t_{OFF} con decadimento veloce pari a $TOFF_FAST/8$. Dopo questo lasso di tempo il ponte-H ritorna nello stato di ON, quindi se t_{ON} stavolta è maggiore di TON_MIN si procede con il classico controllo predittivo prima accennato, dove il t_{OFF} viene eseguito con un decadimento lento, altrimenti viene applicato un nuovo decadimento veloce della corrente induttiva di tempo pari a $TOFF_FAST/4$.

Al massimo è possibile comunque raggiungere un tempo di decadimento rapido pari a $TOFF_FAST^{[10]}$.

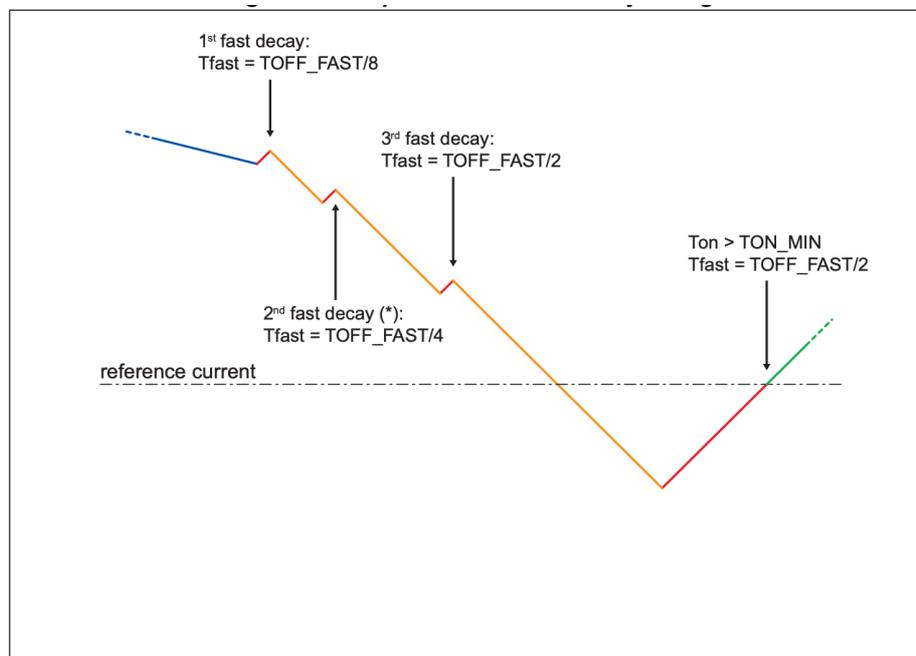


Figura 4.5 Decadimento della corrente regolato automaticamente^[10]

Inoltre, quando vengono applicati due o più decadimenti veloci con una determinata corrente di riferimento, il controllo rende la durata dello stato di OFF costante, aggiungendo un decadimento veloce alla fine di ogni t_{OFF} , come mostrato di seguito:

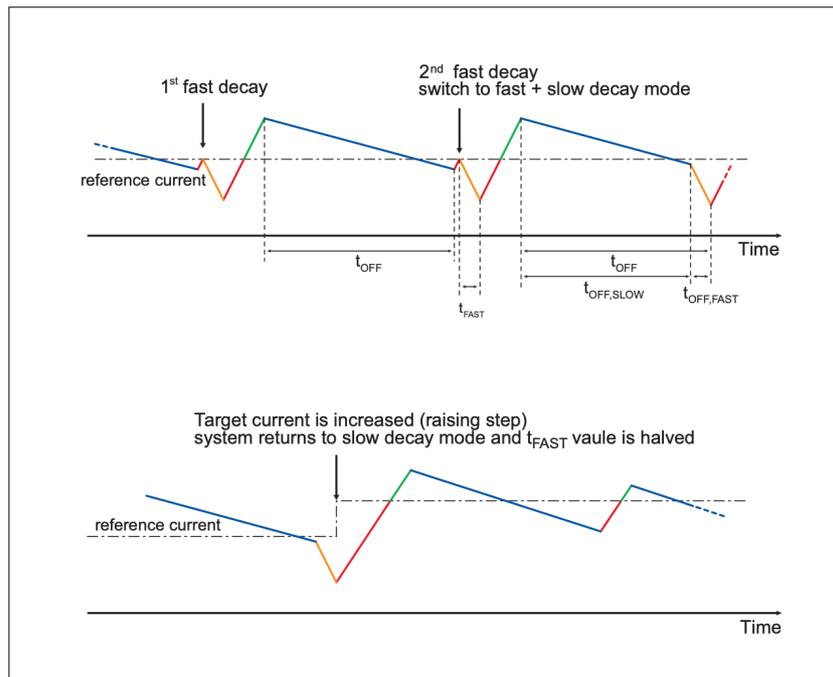


Figura 4.6 Sopra switch dalla modalità di controllo normale a quella con t_{off} composto da decadimento lento e rapido. sotto vice versa^[10]

Si passa dunque alla modalità di controllo in cui il t_{OFF} comprende un decadimento lento + uno rapido. Si esce da questa modalità, tornando a quella normale dove il t_{OFF} prevede solo un decadimento lento, nel momento in cui si verifica un aumento della corrente di riferimento.

Discorso analogo vale nel caso in cui si ha una diminuzione della corrente di riferimento. Per raggiungere il prima possibile il target di corrente imposto il powerSTEP01 applica sempre un decadimento veloce la cui durata stavolta fa riferimento al tempo FALL_STEP. Il primo decadimento veloce ha una durata di $FALL_STEP/4$ e viene raddoppiato nel caso in cui il successivo t_{ON} ha una durata minore del TON_MIN . Nota che ad ogni step con ulteriore decremento di corrente, la durata del decadimento veloce è pari a quella dello step precedente^[10].

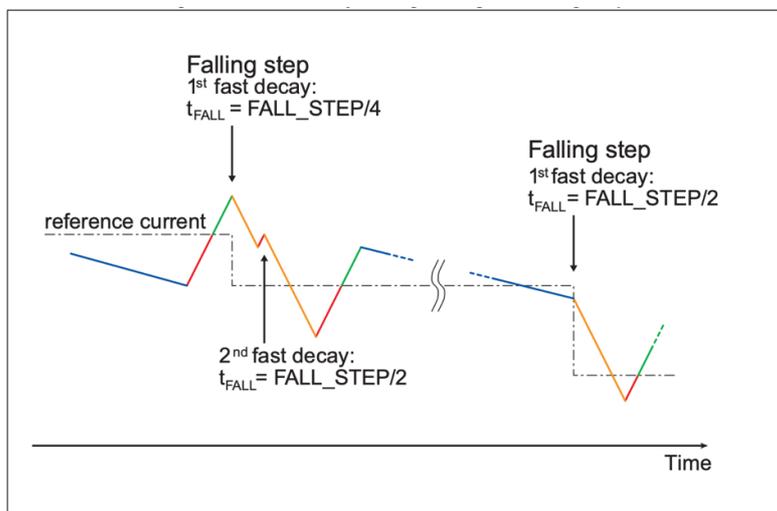


Figura 4.7 Decadimento veloce durante un decremento di corrente^[10]

4.3.4 Alimentazione del powerSTEP01

Questo dispositivo integra due regolatori di tensione lineari e un circuito di Charge pump, i quali permettono di generare tutti i valori di tensione necessari al funzionamento del powerSTEP01, direttamente da un'unica sorgente di alimentazione, ovvero quella che si fornisce per alimentare correttamente le fasi del motore.

Nello specifico il primo regolatore di tensione viene utilizzato per ottenere la tensione di alimentazione necessaria ad alimentare i Gate dei mosfet lato-basso di ogni ponte-H ($V_{CC} = 7,5V - 15V$)^[10].

Il secondo serve ad ottenere la tensione di alimentazione della logica di controllo ($V_{REG} = 3,3V$)

Il circuito di Charge pump è necessario per alimentare i Gate dei mosfet lato-alto, in quanto questi hanno il source collegato al carico e non a massa, per cui si ritrovano con una tensione di source pari alla tensione di alimentazione del motore. Affinchè i mosfet possano entrare correttamente in conduzione è allora necessario fornire una tensione di gate maggiore di quella che viene utilizzata per alimentare il motore (ricorda che per condurre si deve avere una $V_{GS} > V_{TH}$)^[10].

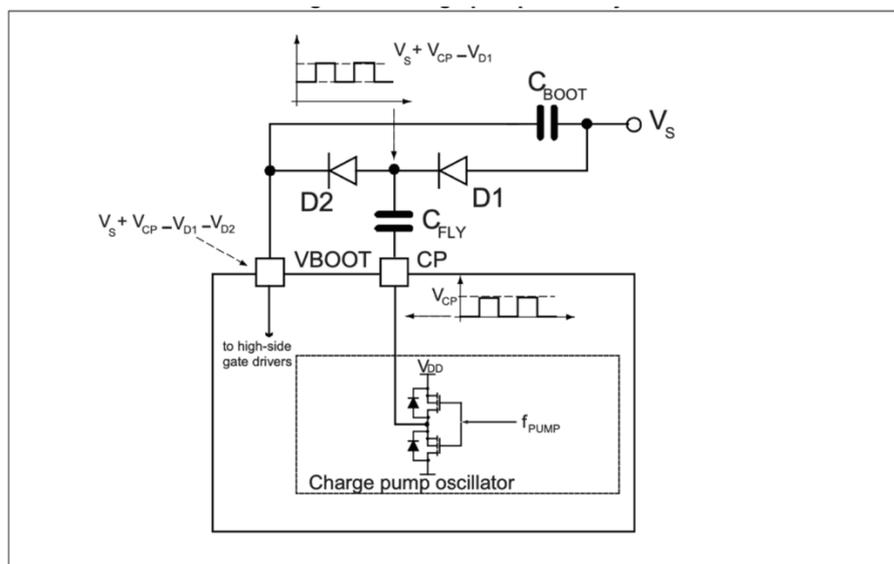


Figura 4.8 Circuito di Charge Pump^[10]

Alternativamente a quanto sopra discusso, si potrebbero utilizzare diverse sorgenti di tensione esterne, una per ogni tensione di alimentazione necessaria al funzionamento del dispositivo.

Alle due soluzioni corrispondono schemi di collegamento diversi:

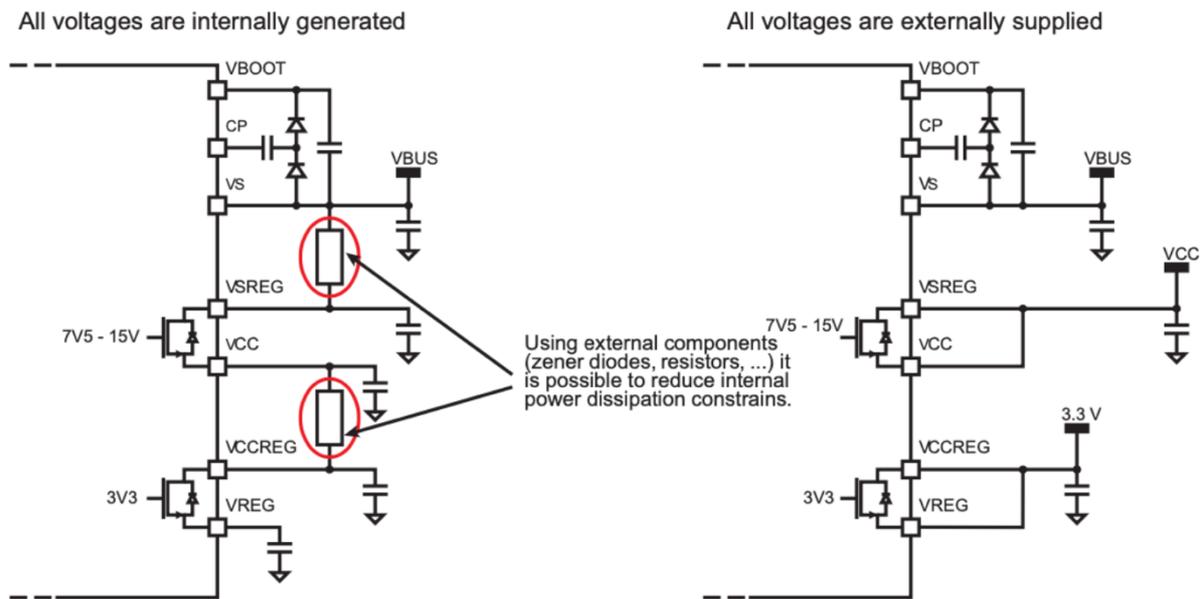


Figura 4.9 Gestione dei pin di alimentazione^[10]

4.3.5 Misura della corrente

Come accennato nel paragrafo 3.3.3 per effettuare il controllo in PWM della corrente è necessario effettuare delle misure.

Nel powerSTEP01 le correnti di fase sono monitorate tramite due resistenze shunt, una per ogni ponte di potenza), collegate al rispettivo pin di rilevamento.

Settando l'opportuno registro è possibile impostare il riferimento di corrente, avvalendosi del valore di tensione ai capi della resistenza shunt. Infatti un comparatore confronta la tensione rilevata sulla resistenza con quella imposta come riferimento (tensione di picco proporzionale alla corrente di uscita). Nel caso in cui si effettua un controllo in microstepping, al comparatore viene fornito pure il codice di microstepping che permette di modulare opportunamente la corrente.

Il risultato del confronto viene quindi inviato alla logica affinché possa essere implementato il controllo di corrente di cui discusso precedentemente.

Nota che il massimo valore di tensione di riferimento configurabile è pari a 1V, mentre le resistenze shunt hanno un valore pari a 0,1 Ω , così da ottenere una corrente massima di riferimento pari ai 10A dichiarati nel datasheet^[10].

La tensione di riferimento di picco può essere regolata in due modi: scrivendo i registri TVAL_ACC, TVAL_DEC, TVAL_RUN e TVAL_HOLD o fornendo un segnale analogico di tensione al pin ADCIN, segnale che viene poi campionato e convertito in digitale^[10].

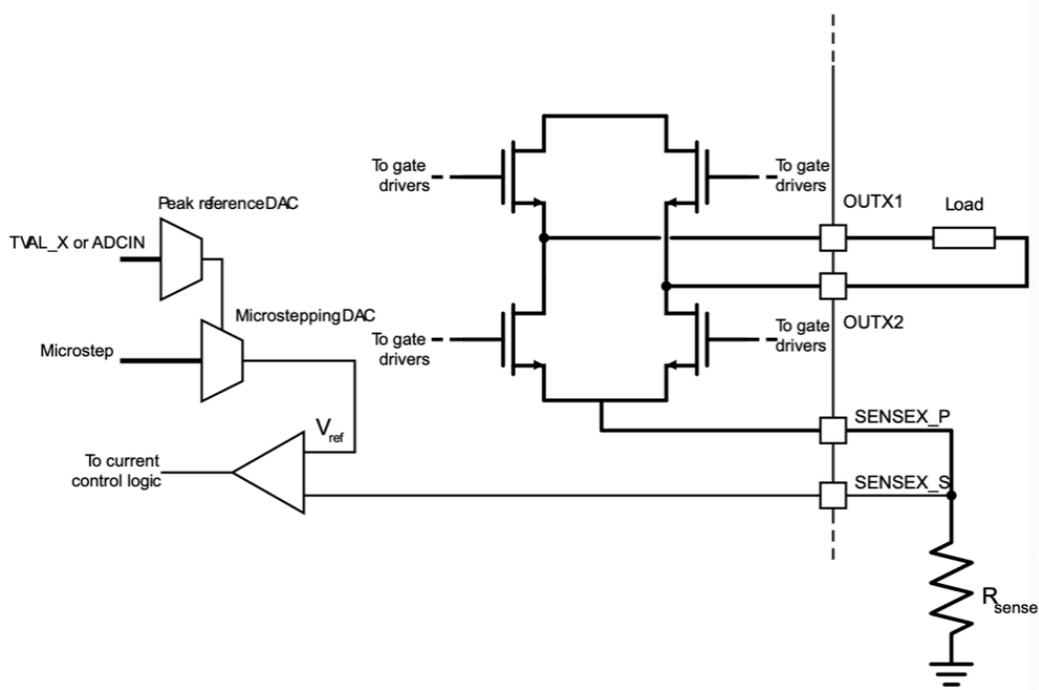


Figura 4.10 Sensore di corrente e generazione della tensione di riferimento^[10]

4.3.6 Registri

Si è già discusso sul fatto di poter configurare il powerSTEP01 tramite comunicazione SPI. Nella CORE LOGIC del dispositivo sono presenti infatti una serie di REGISTRI che vanno opportunamente settati per configurare i profili di velocità e il posizionamento del motore passo-passo.

Sotto viene riportata l'intera mappa dei registri sopra accennati.

Address [Hex]	Register name	Register function	Length [bit]	Reset [Hex]	Reset value	Remarks (1)
General configuration						
h01	ABS_POS	Current position	22	000000	0	R, WS
h02	EL_POS	Electrical position	9	000	0	R, WS
h03	MARK	Mark position	22	000000	0	R, WR
h04	SPEED	Current speed	20	00000	0 step/tick (0 step/s)	R
h05	ACC	Acceleration	12	08A	125.5e-12 step/tick ² (2008 step/s ²)	R, WS
h06	DEC	Deceleration	12	08A	125.5e-12 step/tick ² (2008 step/s ²)	R, WS
h07	MAX_SPEED	Maximum speed	10	041	248e-6 step/tick (991.8 step/s)	R, WR
h08	MIN_SPEED	Minimum speed	12	000	0 step/tick (0 step/s)	R, WS
h12	ADC_OUT	ADC output	5	XX ⁽²⁾	0	R
h13	OCD_TH	OCD threshold	5	8	TBD	R, WR
h15	FS_SPD	Full-step speed	11	027	150.7e-6 step/tick (602.7 step/s)	R, WR
h16	STEP_MODE	Step mode	8	7	BUSY/SYNC output used as BUSY, 128 microsteps, voltage mode	R, WH
h17	ALARM_EN	Alarm enables	8	FF	All alarms enabled	R, WS
h18	GATECFG1	Gate driver configuration	11	TBD	I _{gate} = 4 mA, t _{CC} = 125 ns, no boost	R, WH
h19	GATECFG2	Gate driver configuration	8	TBD	t _{BLANK} = 125 ns, t _{DT} = 125 ns	R, WH
h1B	STATUS	Status	16	XXXX ⁽²⁾	High impedance state, motor stopped, reverse direction, all fault flags released UVLO/reset flag set	R
h1A	CONFIG	IC configuration	16	TBD	Internal 16 MHz oscillator (OSCOUT at 2 MHz), SW event causes HardStop, overcurrent shutdown, V _{CC} = 7.5 V, UVLO threshold low	R, WH
Current mode configuration						
h09	TVAL_HOLD	Holding reference voltage	8	29	328 mV	R, WR
h0A	TVAL_RUN	Constant speed reference voltage	8	29	328 mV	R, WR
h0B	TVAL_ACC	Acceleration reference voltage	8	29	328 mV	R, WR
h0C	TVAL_DEC	Deceleration reference voltage	8	29	328 mV	R, WR
h0E	T_FAST	Fast decay setting	8	19	1 μs / 5 μs	R, WH
h0F	TON_MIN	Minimum on-time	8	29	20.5 μs	R, WH
h10	TOFF_MIN	Minimum off-time	8	29	20.5 μs	R, WH
h1A	CONFIG	IC configuration	16	TBD	Predictive current control disabled, t _{SW} = 44 μs	R, WH

1. R: readable, WH: writable when the outputs are in high impedance only, WS: writable when the motor is stopped only, WR: always writable.

2. According to startup conditions.

Figura 4.11 Mappa dei registri^[10]

4.3.7 Comandi eseguibili

Prima di inviare un qualsiasi tipo di comando al motore è necessario impostare il profilo di velocità che caratterizzerà il movimento del motore.

A tal proposito vanno impostati i seguenti valori:

- Velocità massima
- Velocità minima
- Accelerazione
- Decelerazione

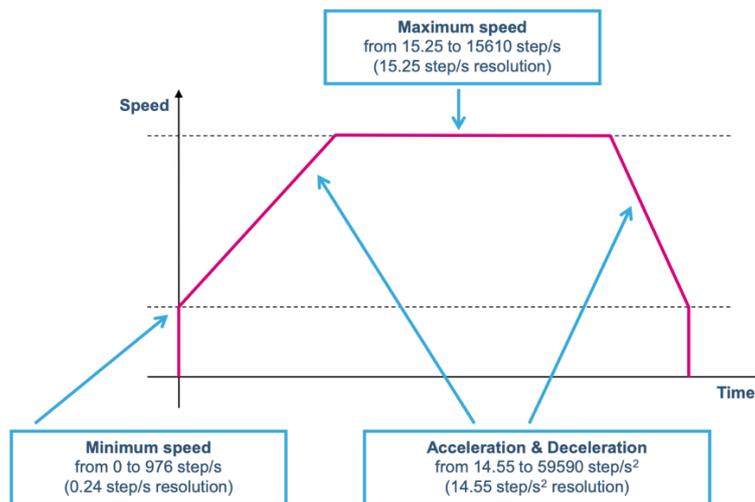


Figura 4.12 Profilo di velocità^[10]

Fatto ciò e stabilita anche l'ampiezza di ogni passo (full-step, half-step o microstepping), è possibile attuare i seguenti comandi:

Move (N,DIR) : è un comando di moto che induce il motore a compiere un movimento di N step nella direzione selezionata. Questo comando può essere applicato solo quando il motore è fermo^[10].

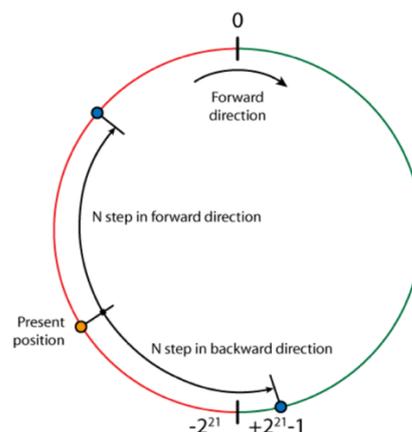


Figura 4.13 Esempio di un comando di movimento^[10]

GoTo (Target pos): comando di posizionamento che induce il motore a raggiungere posizione indicata, percorrendo il percorso più breve^[10].

GoTo_DIR(Target pos, DIR): comando di posizionamento per cui il motore si porta in una determinata posizione, muovendosi secondo una direzione indicata^[10].

Altri comandi di posizionamento sono **GoHome** e **GoMark**, i quali possono essere impiegati quando sono state salvate nella memoria del dispositivo le posizioni Home e Mark.

I comandi sopra citati possono essere applicati quando il motore è fermo o sta girando a velocità costante^[10].

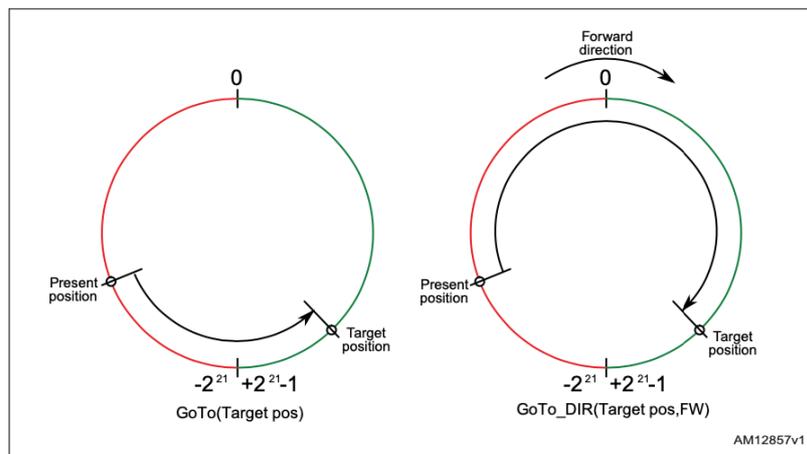


Figura 4.14 Esempi di comando di posizionamento^[10]

Run(SPD, DIR): comando che guida il motore a raggiungere la velocità indicata, muovendosi nella direzione di specificata nel comando.

È applicabile in qualsiasi condizione di funzionamento del motore^[10].

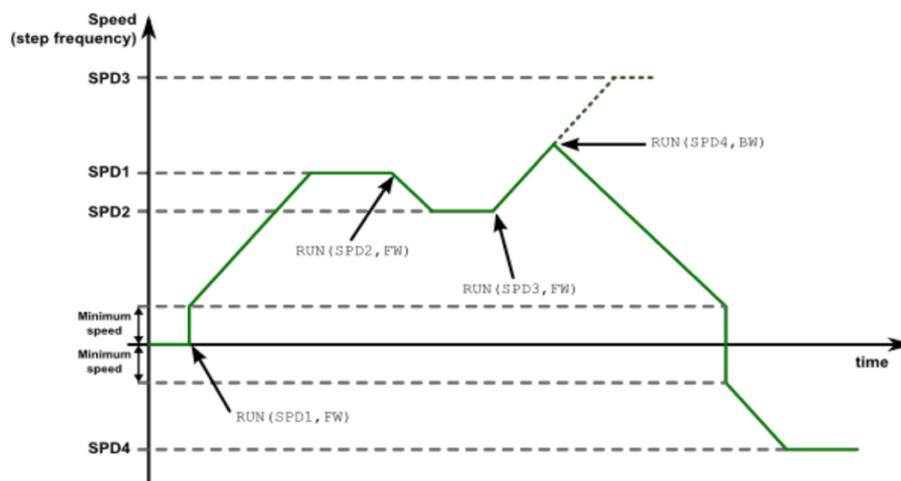


Figura 4.15 Esempio di comando a velocità costante^[10]

SoftStop: comando di Stop che ferma il motore facendolo decelerare sino alla velocità minima, secondo il profilo di velocità precedentemente configurato. Una volta raggiunta la velocità minima il motore si ferma e viene mantenuto in posizione con ponti-H attivi (viene fornita la holding torque)^[10].

HardStop: comando di stop che ferma istantaneamente il motore. Da fermo il motore viene mantenuto in posizione con una holding torque applicata^[10].

SoftHiz: comando identico al SoftStop, con la differenza che appena fermo i ponti-H vengono interdetti, per cui non viene fornita alcuna coppia di tenuta^[10].

HardHiz: comando identico all'HardStop, che non fornisce alcuna coppia di tenuta non appena il motore si ferma^[10].

I comandi di STOP possono essere applicati in qualsiasi momento.

5. SIMULAZIONI E TEST SPERIMENTALI

I primi test vengono effettuati su un NEMA 17, le cui specifiche vengono sotto riportate:

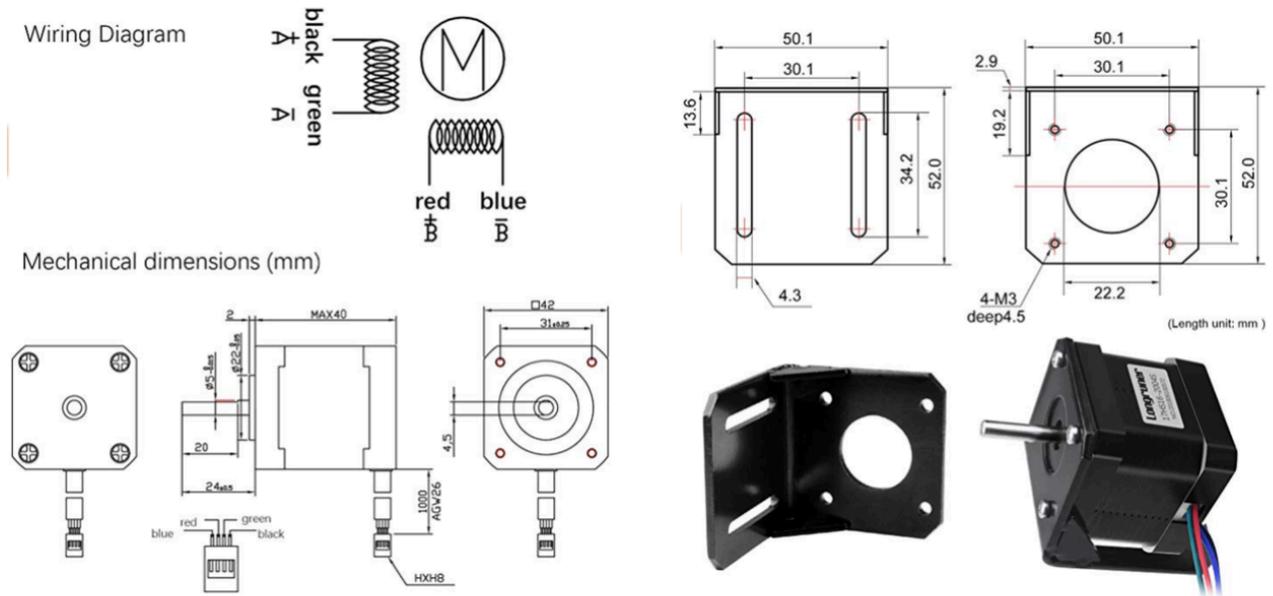


Figura 5.1 Motore passo-passo utilizzato per i test

Electrical Specification

Manufacturer Part Number	17HS16-2004S1
Motor Type	Bipolar Stepper
Step Angle	1.8°
Holding Torque	45Ncm(63.7oz.in)
Rated Current/phase	2A
Phase Resistance	1.1ohms
Recommended Voltage	12-24V
Inductance	2.6mH±20%(1KHz)

Physical Specification

Frame Size	42 x 42mm
Body Length	40mm
Shaft Diameter	7.5mm
Shaft Length	23mm
D-cut Length	21mm
Number of Leads	4
Lead Length	1000mm
Weight	310g

Figura 5.2 Dati di targa del motore

5.1 SIMULAZIONI TRAMITE MODELLO VIRTUALE

5.1.1 Prove a vuoto

Nella prova a vuoto il motore passo-passo deve vincere solamente la propria inerzia rotoria.

Prendendo come riferimento una tensione di alimentazione di 12 V, si effettuano una serie di prove a diverse velocità di funzionamento.

Dalle simulazioni si evince che il motore offre alte prestazioni per velocità comprese tra i 150 e i 200 rpm, corrispondenti ad un controllo regolato tra i 500 e i 700 PPS in FULL-STEP.

Per velocità diverse emergono problemi di natura elettrica o meccanica che diventano sempre più rilevanti tanto più ci si discosta dal range di velocità precedentemente indicato, ma comunque è possibile far funzionare il motore per velocità comprese tra i 200 PPS e i 1700 PPS senza perdere il passo.

Viene di seguito evidenziato quanto appena accennato attraverso alcuni esempi specifici, in cui si vuole far percorrere al motore un tratto di 90°.

NB: gli esempi verranno illustrati facendo riferimento ad una sola delle due fasi, in quanto l'altra risulta semplicemente sfasata di 90°.

Funzionamento a 700 PPS (Caso ottimale)

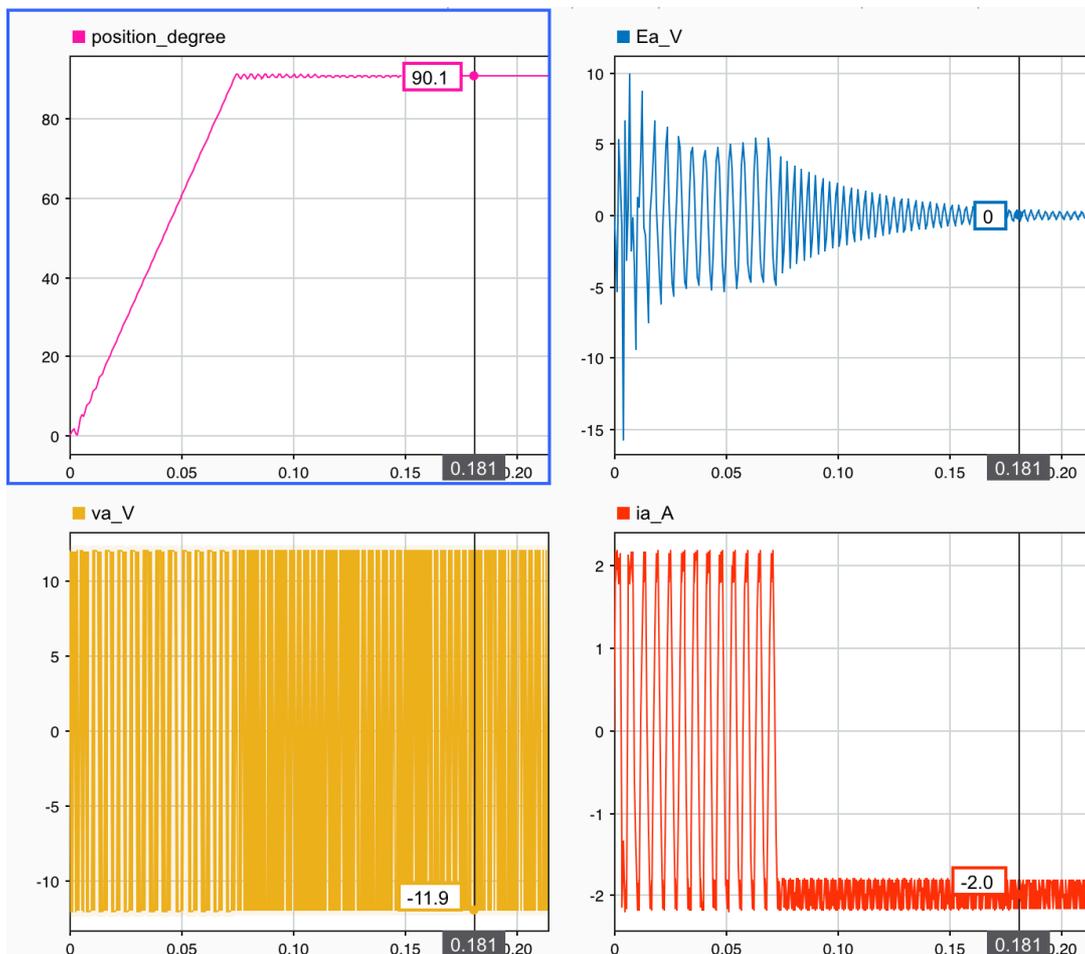


Figura 5.3 Funzionamento a vuoto, 700 PPS

Considerando il primo dei 4 grafici sopra mostrati, si riesce a dimostrare l'effettiva validità del controllo, che riesce a condurre il motore nella posizione desiderata, ovvero i 90° imposti.

Va messo in rilevanza come, a parte un breve tratto iniziale in cui il motore deve vincere la propria inerzia, il movimento di questo risulta abbastanza fluido e viene seguito da una veloce stabilizzazione nel punto di arrivo.

Quanto sopra descritto è giustificabile osservando i restanti grafici.

In basso a destra è possibile identificare il classico controllo ad isteresi di corrente (i_{a_A}), centrato su un riferimento di 2A. Quest'ultimo viene rapidamente raggiunto per poi essere mantenuto attraverso una serie di switch che si susseguono per tutto il periodo di alimentazione della fase, inerente quel determinato step.

Ciò avviene poiché nel funzionamento a 700 PPS si nota come la back EMF (E_{a_V}) mantiene valori contenuti, per lo più minori rispetto alla tensione di alimentazione (v_{a_V}). Questo fattore consente di avere una certa tensione sui morsetti del motore che favorisce dunque una rapida variazione di corrente. In questo modo è possibile lavorare ad ogni step con la corrente imposta come riferimento, nonché con la coppia desiderata. Viene sotto riportato uno zoom dei segnali di tensione e corrente per evidenziare quanto appena descritto.

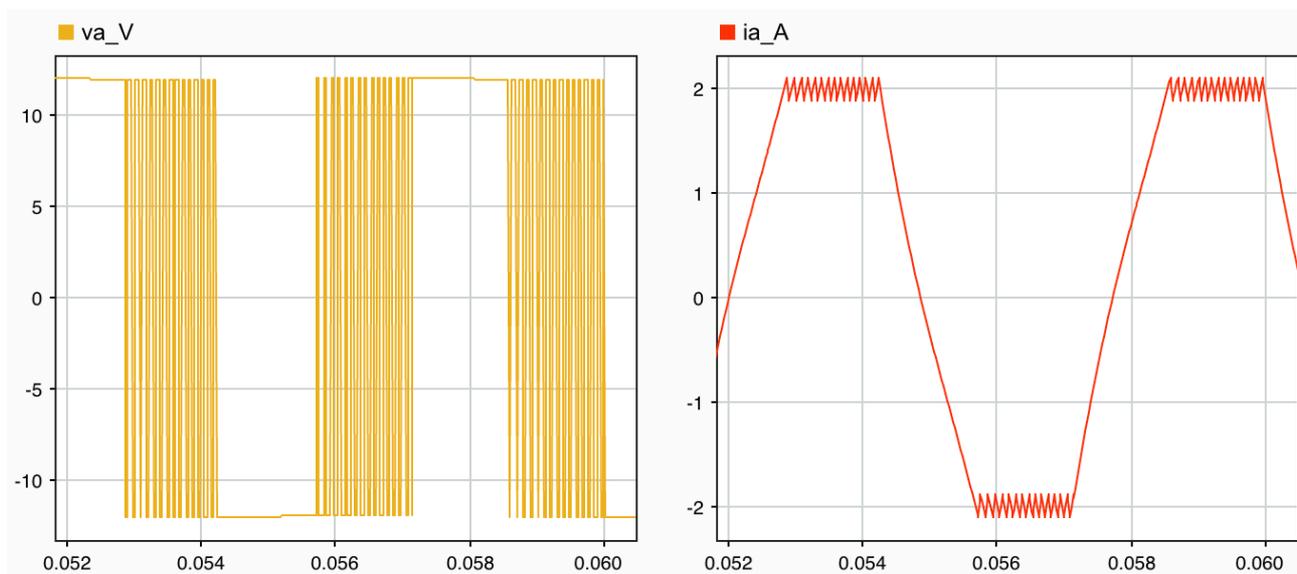


Figura 5.3 A sinistra confronto tra tensione di alimentazione e back EMF. A destra andamento della corrente.
(funzionamento a vuoto, 700 PPS)

Funzionamento a 200 PPS

In questo caso sorgono problemi di natura meccanica. Il tipico funzionamento del motore passo-passo prevede continue accelerazioni e decelerazioni che, se effettuate con una certa dinamica, possono indurre il motore a compiere un movimento molto oscillante sino a degenerare, nel caso peggiore, nel già citato fenomeno di risonanza meccanica, con conseguente perdita di passo.

In questo caso non si ha la perdita di passo, ma si nota come il motore si muova vibrando molto più rispetto al precedente caso.

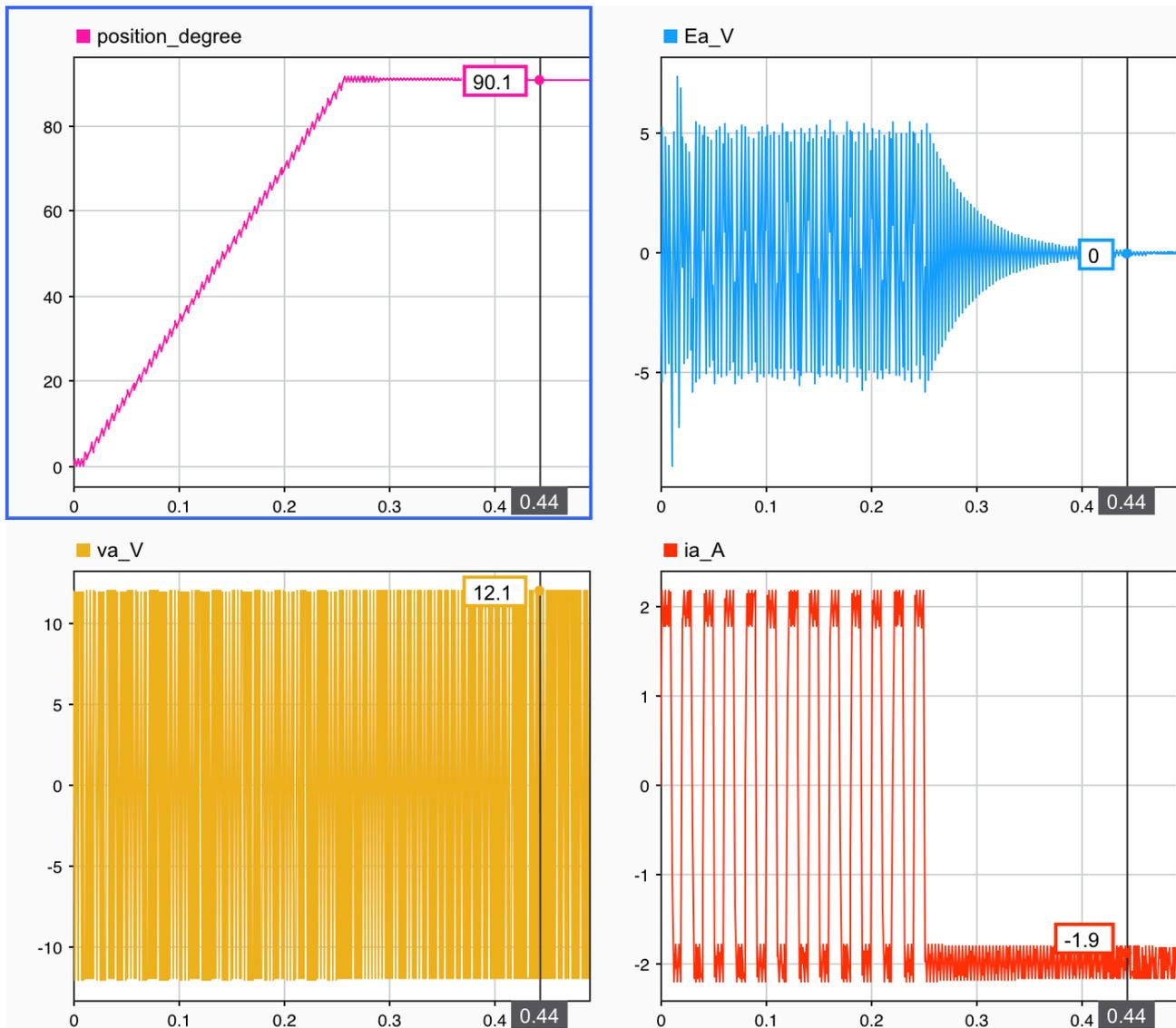


Figura 5.5 funzionamento a vuoto, 200 PPS

Da un punto di vista elettrico cambia poco sul piano della corrente, anzi il fatto di andare a velocità ancora più basse consente di avere più periodi di switching centrati intorno al valore di riferimento. Diverso è invece il discorso relativo alla back EMF. Si riscontrano infatti valori di Ea_V variabili a frequenza maggiore, sintomo delle continue accelerazioni e decelerazioni a cui il motore è sottoposto durante il suo movimento.

In tali condizioni di funzionamento il motore diventa molto più vibrante e rumoroso.

Funzionamento a 1800 PPS

Per alte velocità il controllo si complica per questioni di natura elettrica. Dai grafici sottostanti è possibile analizzare meglio la dinamica di tali fenomeni.

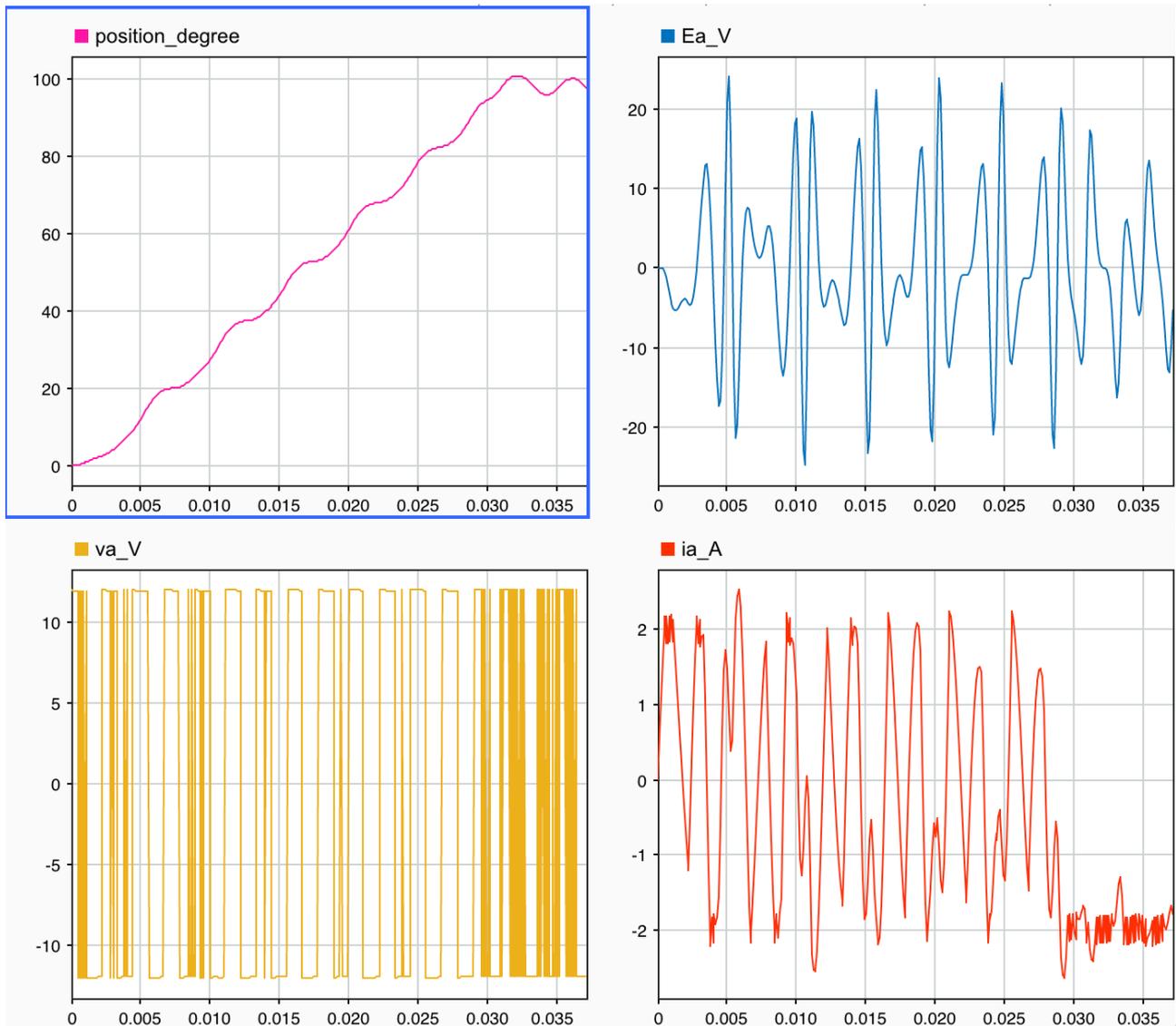


Figura 5.6 funzionamento a vuoto, 1800 PPS

Per via dell'alta velocità vengono generate delle back EMF (E_{a_v}) che superano addirittura la tensione di fase (v_{a_v}). Ciò significa che l'effettiva tensione che forza la dinamica di corrente nell'avvolgimento del motore non è sufficiente perché questa possa raggiungere velocemente il valore di riferimento. È inevitabile in questo caso la perdita di passo.

5.1.2 Prove a carico

Si è pensato di simulare il carico fornendo all'albero motore una coppia di 0.3 Nm rotante in senso opposto e attribuendogli un'inerzia di 350 gcm^2 , come richiesto da specifica. Si precisa, perché non specificato in precedenza, che l'inerzia rotorica del motore scelto è pari a 68 gcm^2 , per cui viene rispettata la relazione secondo la quale l'inerzia del carico non deve superare di dieci volte quella del motore. Dalle simulazioni effettuate si riscontrano notevoli differenze rispetto alle prove effettuate a vuoto. Se a vuoto si riesce a far girare il motore con velocità comprese tra 200 e 1500 PPS senza perdere il passo, in questo caso il range di velocità consentite si restringe a valori compresi

tra 300 e 750 PPS. Si procede dunque nella trattazione con un'analisi dei dati ottenuti dalle simulazioni.

Funzionamento a 700 PPS

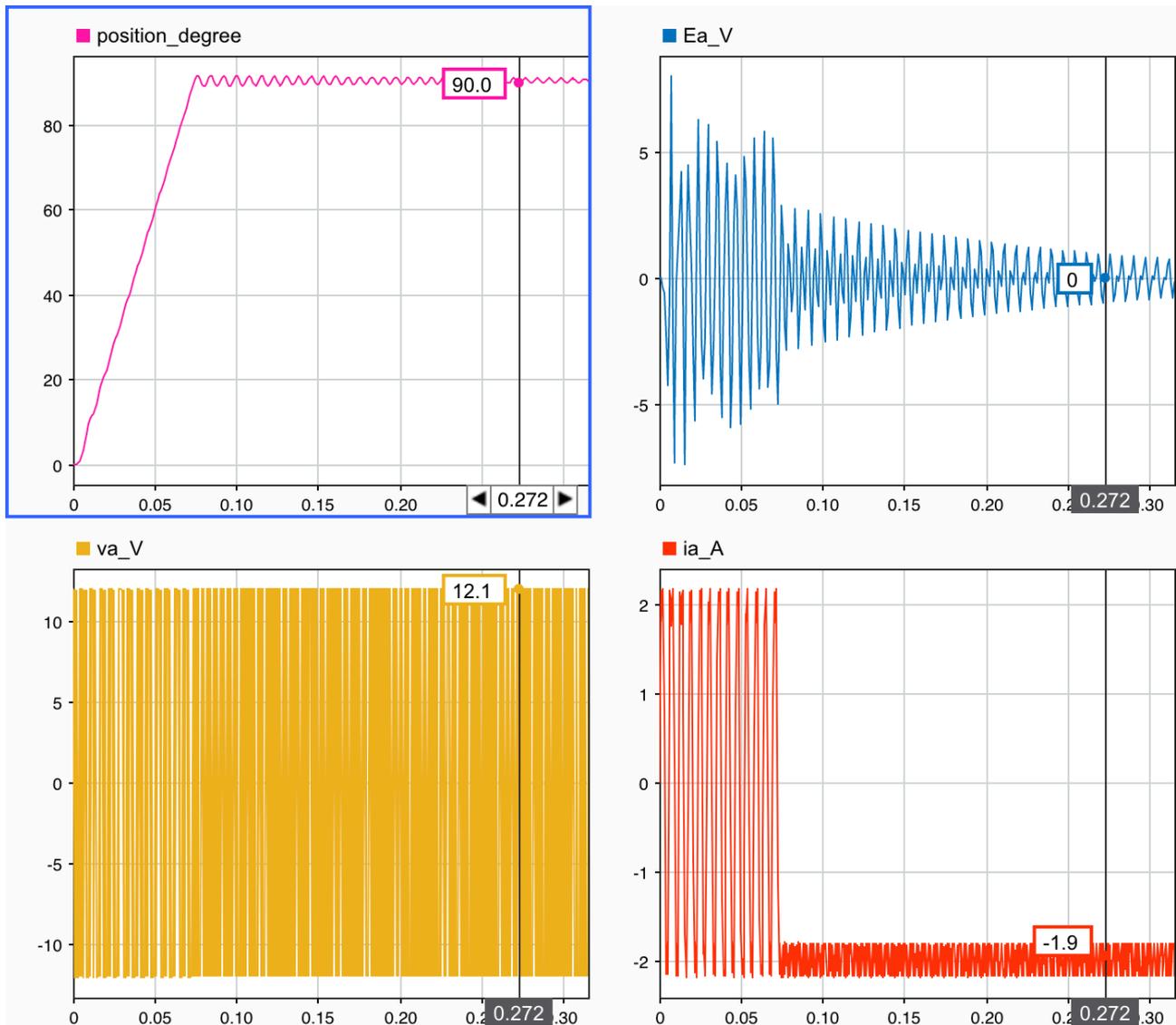


Figura 5.7 funzionamento a carico, 700 PPS

Il funzionamento a 700 PPS rimane comunque il caso ottimale, infatti non si notano particolari differenze rispetto all'analogo a vuoto.

Da notare solamente un tempo di assestamento leggermente più lungo, dovuto all'incremento della componente inerziale introdotta con il carico. Anche elettricamente si ottengono risultati simili al caso a vuoto.

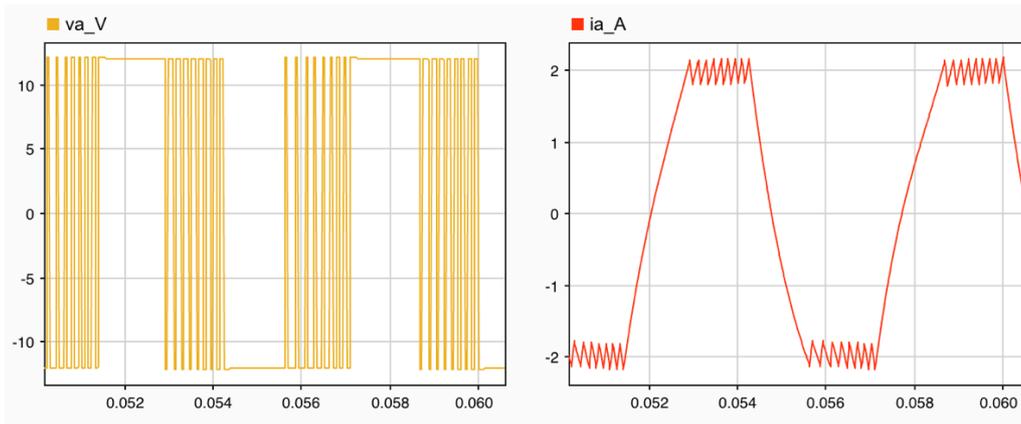


Figura 5.8 A sinistra confronto tra tensione di alimentazione e back EMF. A destra andamento della corrente. (funzionamento a carico, 700PPS)

Funzionamento a 300 PPS

Come accennato precedentemente non si riesce a far girare il motore a velocità più basse di 300 PPS per questioni puramente meccaniche. A queste velocità infatti, la presenza di un carico con una sua inerzia incrementa le oscillazioni durante la fase di avvio, come si può notare anche dal grafico sottostante. Successivamente alla fase di avvio, il carico risulta invece essere stabilizzante. Si osserva infatti un andamento molto più fluido sino al punto di arrivo rispetto all'analogo a vuoto.

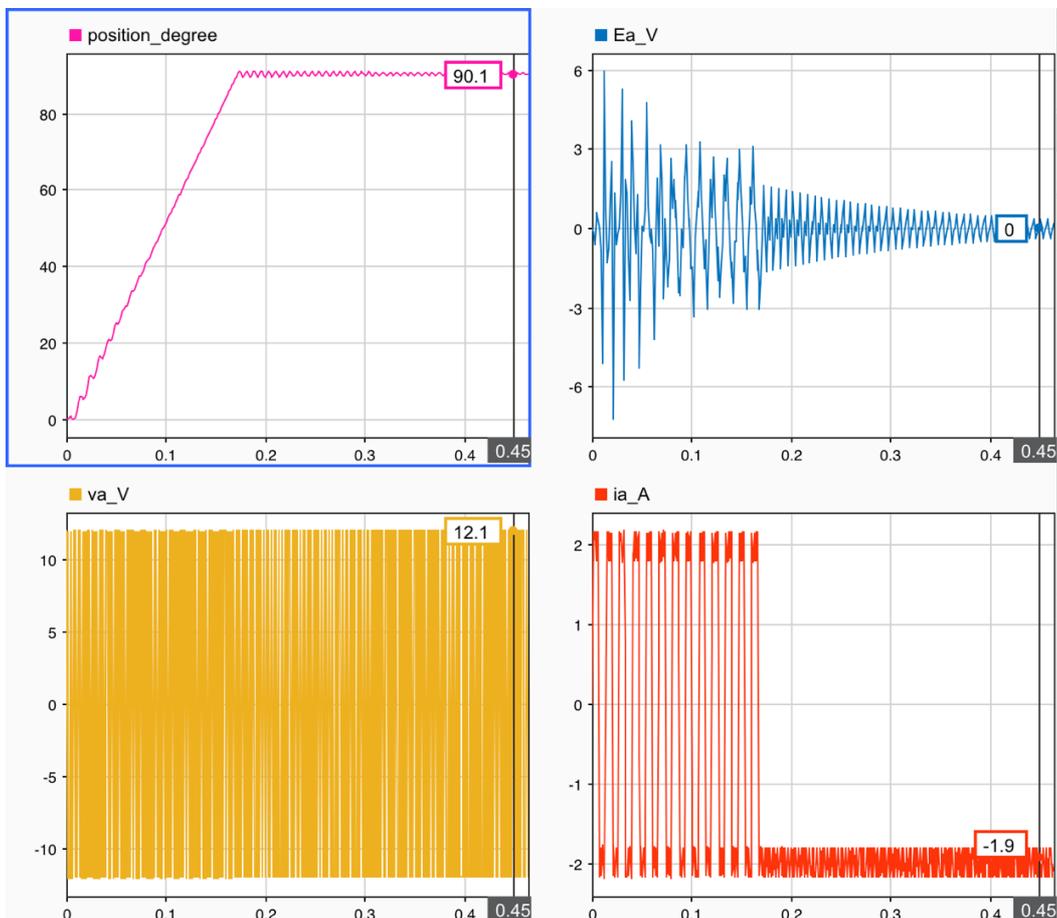


Figura 5.9 Funzionamento a carico, 300 PPS

Funzionamento a 800 PPS

Superati i 750 PPS il motore inizia ad avere problemi nell'asservimento del carico sin quando, raggiunti gli 800 PPS, non riesce più a fornire la coppia di 3Nm richiesti.

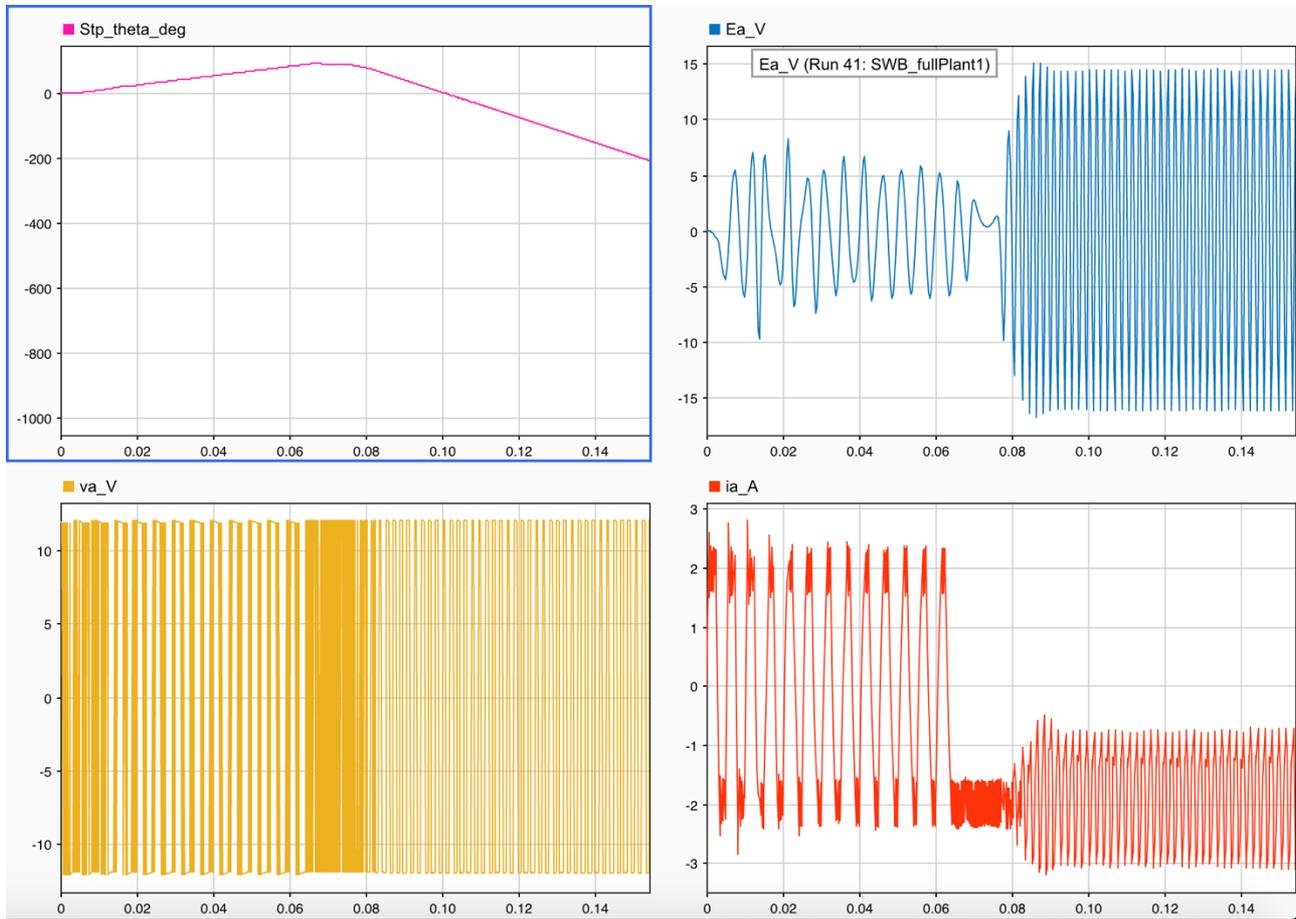


Figura 5.10 Funzionamento a carico, 800 PPS

Quanto appena detto viene appunto mostrato sopra, dove ci si accorge che il motore cerca di partire imponendo la sua rotazione, ma viene poi sopraffatto dalla coppia torcente del carico e dunque inizia a girare al contrario.

5.2 TEST SU MOTORE

5.2.1 TEST SET-UP

L'ambiente per effettuare i test viene creato tramite i seguenti elementi:

- PERSONAL COMPUTER: stazione di comando
- SCHEDA DI INTERFACCIA STEVAL-PCC009V2: consente la comunicazione tra stazione di comando (PC) e scheda dimostrativa per controllo motore (EVLPOWERSTEP01).



Figura 5.11 STEVAL-PCC009V2^[11]

- SCHEDA EVLPOWERSTEP01: è una scheda dimostrativa basata sul driver powerSTEP01 che implementa un driver di controllo completo per motori passo-passo per applicazioni ad alta potenza.

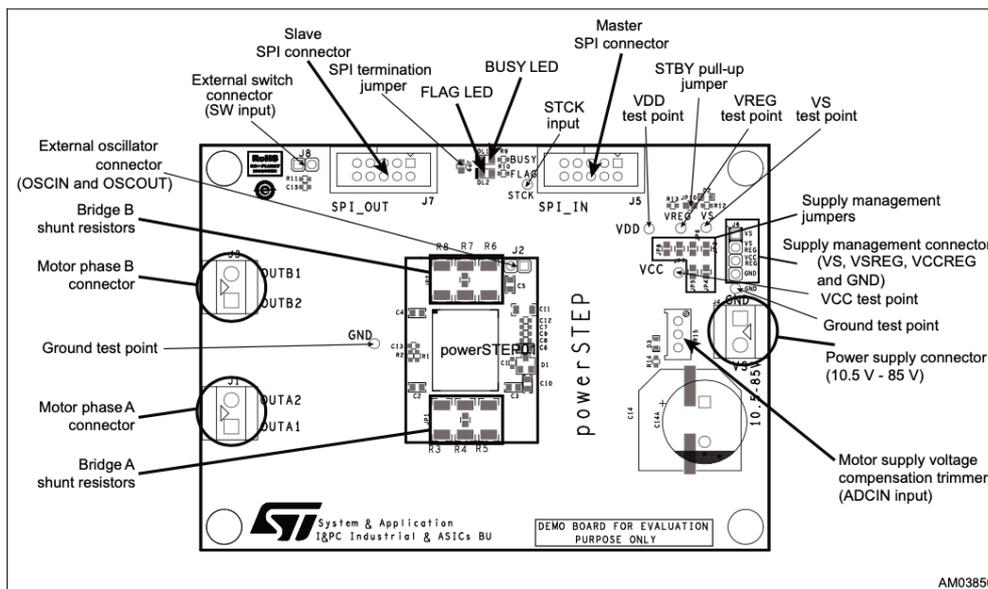


Figura 5.12 EVLPOWERSTEP01^[12]

- MOTORE PASSO-PASSO (di cui precedentemente discusso)

Sotto viene proposto uno schematico dell'intero ambiente simulativo e delle interconnessioni tra i vari elementi:

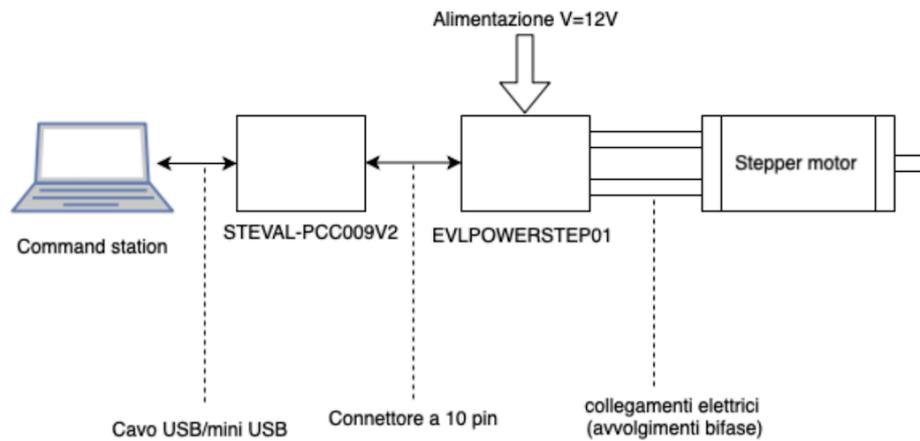


Figura 5.13 TEST SET-UP

5.2.2 SOFTWARE

Il software consigliato dalla STMicroelectronics per la gestione dei dispositivi sopra citati è **SPINFamily Evaluation Tool 3.2**.

Tale software è basato su una estensione del linguaggio Python e offre la possibilità di gestire i registri della scheda EVLPOWERSTEP01 sia attraverso una maschera che facilita il settaggio dei parametri per il controllo del motore, sia attraverso una finestra di editor in cui è possibile personalizzare il controllo richiamando opportunamente le funzioni che sono già definite all'interno di uno "scripting environment".

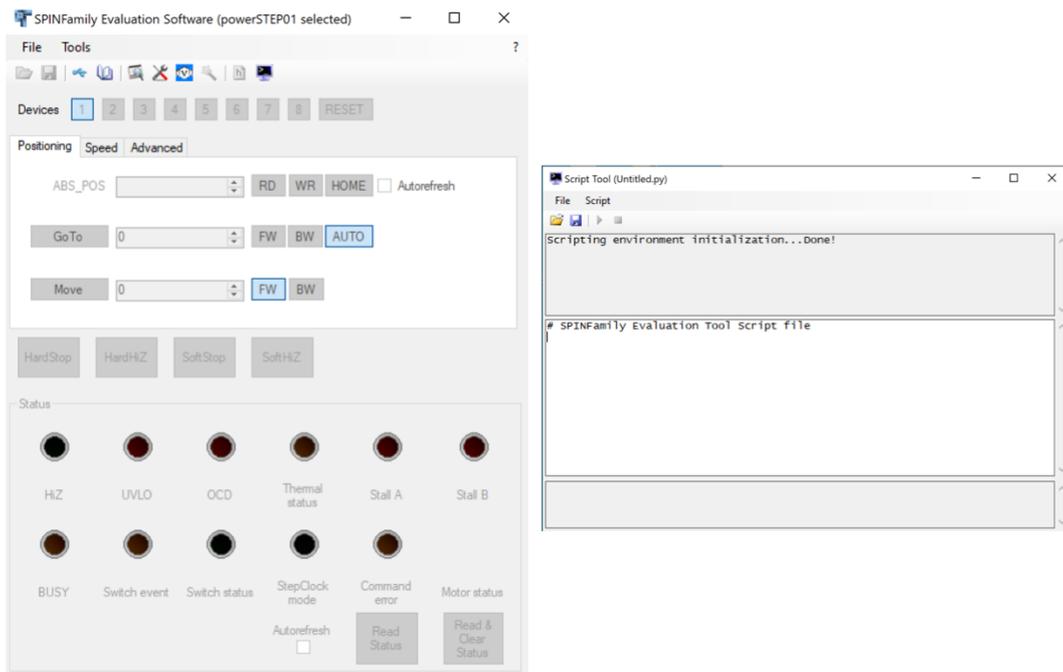


Figura 5.14 SPINFamily Evaluation Software^[11]

5.2.3 RISULTATI

Test sperimentali a vuoto

Obiettivo dei test è quello di verificare che quanto previsto tramite il simulatore virtuale abbia un effettivo riscontro nelle applicazioni reali.

Tenendo conto delle valutazioni precedentemente fatte, si decide di effettuare i test ad una velocità di 700 PPS. Questo consente di rispettare anche la specifica iniziale, in quanto imporre 700 PPS in un controllo FULL-STEP(angolo di passo $1,8^\circ$), significa far lavorare il motore ad una velocità di 208 rpm.

Dunque, nel caso in cui si voglia far compiere al motore un tratto di 90° , significa che il punto di arrivo dovrà essere raggiunto in poco più di 70 ms, come si evince anche dalle simulazioni già effettuate.

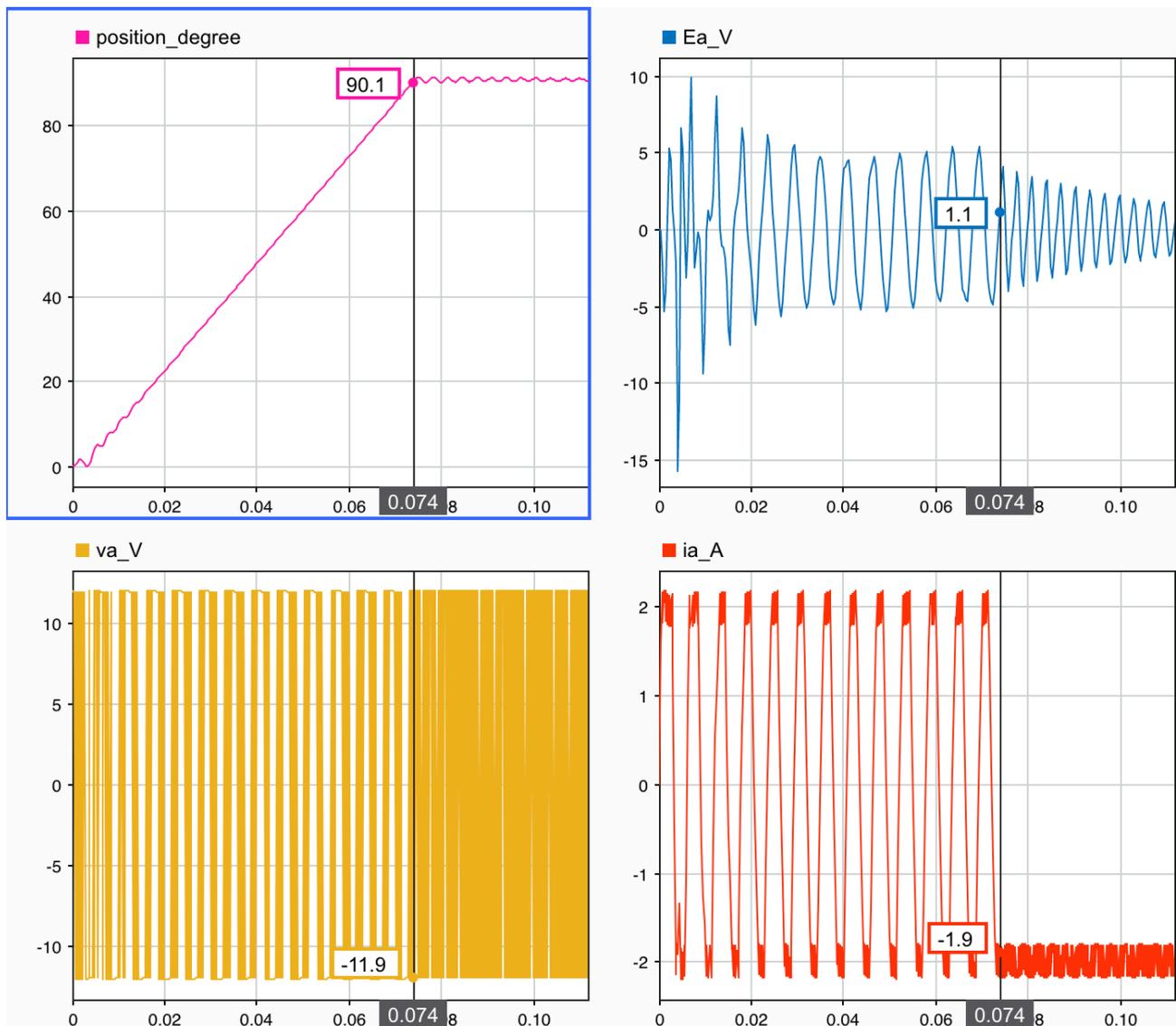


Figura 5.15 Funzionamento a vuoto, 700 PPS

I test effettuati in laboratorio confermano quanto previsto tramite le simulazioni. È possibile dimostrarlo mettendo a confronto i segnali simulati con quelli ottenuti sperimentalmente e osservandone l'effettiva corrispondenza. Si nota infatti che in entrambi i casi vengono effettuati i 25 impulsi per fase, nell'arco di 0,07 s circa, affinché venga applicata una rotoazione di 90°.

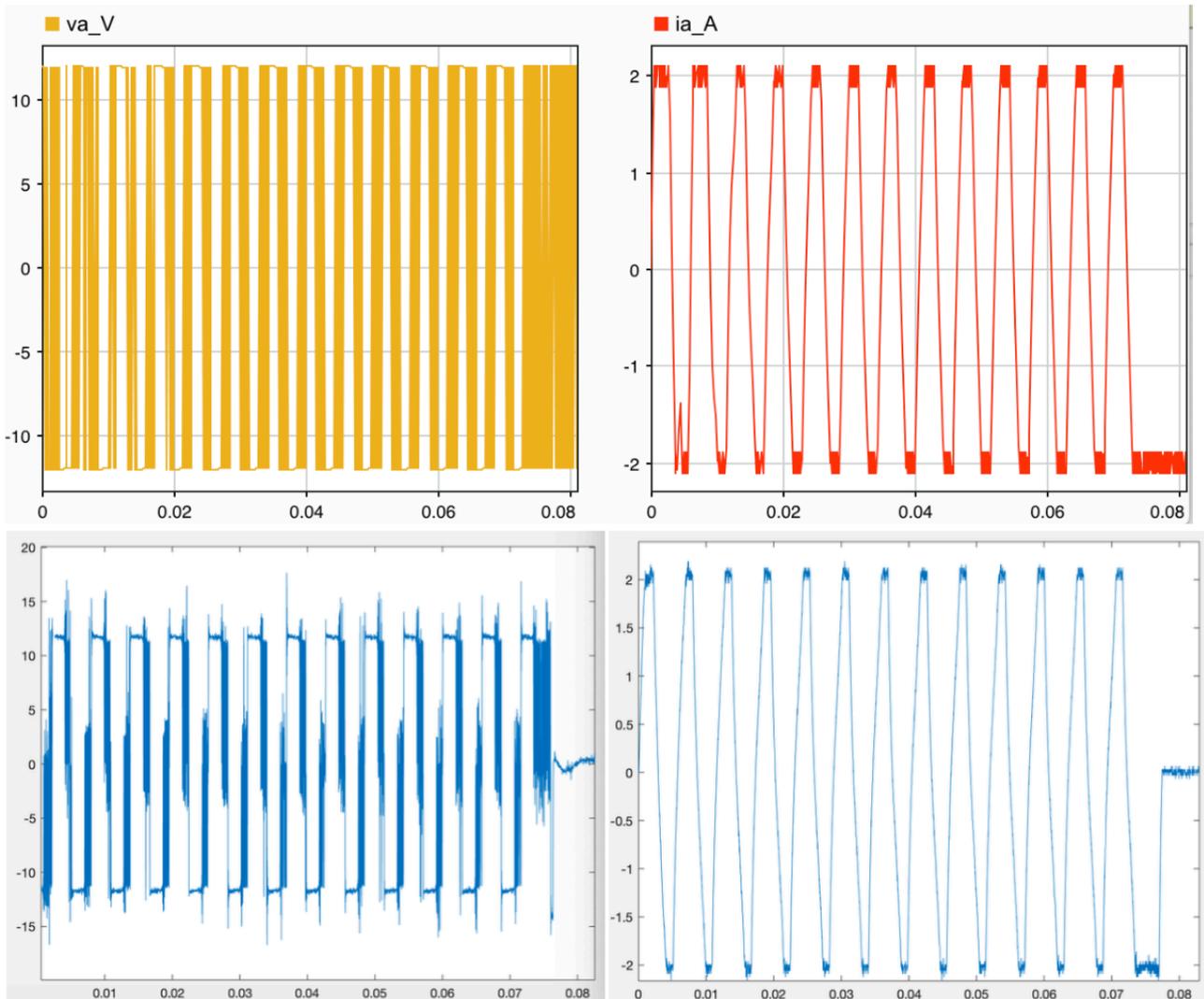


Figura 5.16 Confronto tra simulazioni (in alto) e dati sperimentali (in basso)

Da notare una leggera differenza tra il controllo effettuato con simulatore e quello tramite powerSTEP01 per quanto riguarda le tensioni. Nel controllo con l'integrato della STMicroelectronics infatti viene applicato il controllo predittivo con "auto-aggiustamento" del decadimento di corrente. Questo, come spiegato nei paragrafi 4.3.2 e 4.3.3, consente di ridurre il rumore elettrico e le perdite in commutazione, riducendo la frequenza di switching tramite un'alternanza di decadimento lento e veloce della corrente. In pratica si nota come i duty di tensione non sono sempre compresi tra ± 12 , ma vengono effettuate anche commutazioni tra 0 e +12 o tra 0 e -12 quando viene eseguito un decadimento lento della corrente, tramite semplice ricircolo e non tramite inversione della tensione. Il tutto viene applicato senza avere riscontri negativi sulle correnti di fase che, come si nota dal confronto sopra, sono praticamente identiche al tipico controllo ad isteresi applicato con il simulatore.

6. CONCLUSIONI

Alla luce di quanto dimostrato, si può dunque affermare con certezza che l'impiego del motore passo-passo consente il pieno soddisfacimento delle specifiche di progetto.

Dallo studio effettuato ne è emerso infatti che queste tipologie di motori risultano estremamente affidabili per quelle applicazioni che prevedono azioni sequenziali, a velocità costanti e senza eccessive variazioni di carico.

Il tutto grazie alla disponibilità di circuiti integrati di potenza, che consentono di effettuare il pilotaggio dei suddetti motori senza un sistema di rilevamento della posizione, offrendo quindi la possibilità di un controllo semplice ed economico.

7. BIBLIOGRAFIA

Testi e articoli di riferimento

- [1] GIEFFE-Teoria e pratica dei Motori Passo-Passo
Sandit Libri
- [2] P.P.Acarney- STEPPING MOTORS: a guide to modern theory and practice- 4th edition
IET control engineering series 63
- [3] Prof. Capuzzinati Mario-MOTORE PASSO PASSO
ITIS "Magistri Cumacini"
- [4] Bendjeja, M., et al. "Sensorless control of Hybrid stepper motor." 2007 European
Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2007.
- [5] Morar, Alexandru. "The modelling and simulation of bipolar hybrid stepping motor by
Matlab/Simulink." Procedia technology19 (2015): 576-583.

Sitografia

- [6] http://www.motorepassopasso.com/mpp_vs_blac.html
- [7] <https://www.electroyou.it/shadonvy/wiki/motori-per-applicazioni-speciali>
- [8] <https://it.mathworks.com/help/phymod/sps/ref/steppermotor.html>
- [9] <https://www.vincenzov.net/tutorial/passopasso/tau.htm>

Manuali

- [10] powerSTEP01- System-in-package integrating microstepping controller and 10 A power
mOSFETs. STMicroelectronics
- [11] STSW-SPIN002- SPINFamily evaluation tool. STMicroelectronics.
- [12] UM1829-User manual- EVLPOWERSTEP01: System-in-package integrating microstepping
controller and 10 A power MOSFETs.
- [13] Tamagawa-MOTORI PASSO-PASSO versioni alta coppia- Garnet

