

# Implementazione controllo sensorless per motori sincroni a magneti permanenti

**Candidato:** Riccardo Nottoli

**Relatore:** Prof. Radu Bojoi

**Correlatore:** Sandro Rubino

**Abstract-** L'obiettivo del seguente elaborato è l'implementazione di un controllo sensorless per un motore sincrono a magneti permanenti. L'elaborato ha inizio con l'implementazione del codice di controllo DFVC con tecnica sensorless, verrà poi analizzata la tecnica per la ricerca della posizione iniziale del rotore e infine l'algoritmo implementato per la stima dell'angolo e velocità all'aumentare e al diminuire della velocità. Verranno infine presentati i risultati della simulazione in ambiente *Simulink*.

## I. Introduzione

Negli azionamenti elettrici con motore a magneti permanenti, il controllo necessita della posizione angolare del rotore. Tale posizione può essere acquisita tramite sensori fisici montati sull'albero, oppure può essere stimata tramite algoritmo sensorless. I vantaggi che si possono avere nell'implementazione di un algoritmo sensorless rispetto alla tecnica sensored sono molteplici. L'assenza di un sensore comporta una diminuzione dei costi di acquisto e di manutenzione, l'immunità ai disturbi dovuti all'acquisizione di segnali da parte del sensore, inoltre, la stima sensorless risulta più affidabile rispetto al controllo sensored quando si deve lavorare in ambienti critici (infiltrazione di liquidi, polvere). Gli svantaggi che si hanno sono una minore precisione nel controllo dovuta alla stima dell'angolo rispetto alla sua misura, la necessità di anisotropia magnetica per la stima a bassi giri e l'assenza di un medesimo algoritmo funzionante a basse e ad alte velocità.

Il motore sotto esame è un motore sincrono a magneti permanenti (PMSM).

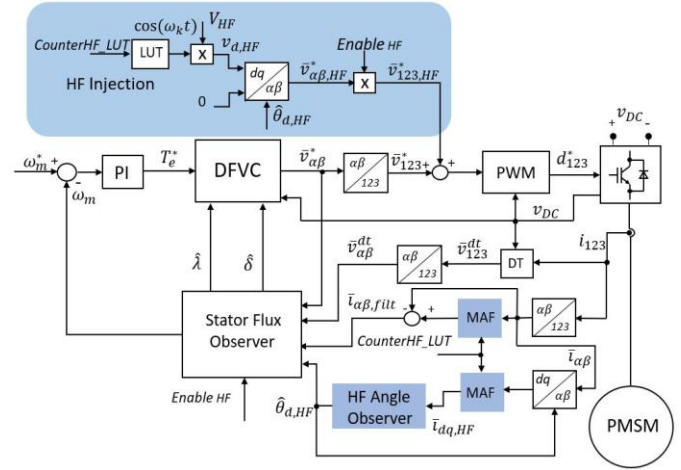
Coppie polari	4	-
Tensione nominale	320	V
Corrente massima	5	A
Flusso dei magneti	0.676	Vs
Coppia massima	2.2	Nm
Velocità massima	18000	rpm
Potenza massima	500	W

**Tabella I.1** Dati di targa del motore.

## II. Controllo

### A. DFVC Sensorless

La tecnica di controllo implementata è la Direct Flux Vector Control (DFVC). La macchina verrà controllata su assi rotanti sincroni al flusso di statore ( $d_s, q_s$ ).



**Figura II.1** Schema di controllo DFVC sensorless.

Il controllo sensorless implementato prevede iniezione di un vettore tensione pulsante ad alta frequenza, filtri di media mobile e l'osservatore d'angolo per la stima dell'angolo di rotore. Il controllo sensorless necessita, inoltre, della posizione iniziale di rotore  $\theta_d$ .

### B. Metodo degli impulsi

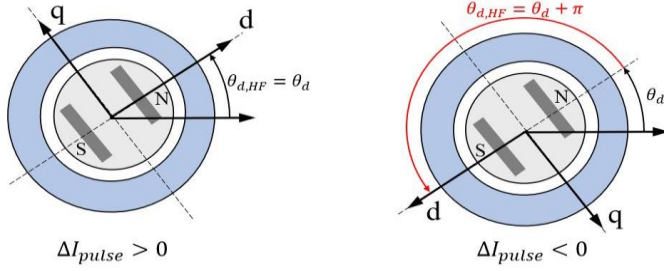
L'algoritmo implementato per la ricerca della pozione iniziale di rotore è composto da due step. Il primo step prevede l'iniezione di sei impulsi, due per ogni asse nel sistema trifase (1,2,3), uno positivo e l'altro negativo. L'iniezione deve avvenire a rotore bloccato. Il temine di mutua induttanza anisotropa dell'equazione elettromagnetica contiene l'informazione di  $2\theta_d$ . In particolare, dalla risposta delle correnti trifase agli impulsi, si ottiene  $\sin(2\theta_d)$  e  $\cos(2\theta_d)$  e quindi anche di  $\sin(\theta_d)$  e  $\cos(\theta_d)$  a meno dei segni. Dal segno di  $\sin(2\theta_d)$  si trova in quale quadrante si è.

$$\text{sgn}(\sin(2\theta_d)) = \begin{cases} 1, & \text{I, III quadrante} \\ -1, & \text{II, IV quadrante} \end{cases} \quad (1)$$

Di default l'algoritmo prende i segni del I e II quadrante. Per l'identificazione dei corretti segni di  $\sin(\theta_d)$  e  $\cos(\theta_d)$  si procede col secondo step che prevede l'iniezione di due impulsi di tensione sull'asse  $d$  stimato, uno positivo e l'altro negativo. Gli impulsi devono avere la stessa ampiezza e la stessa durata. Uno dei due impulsi, quello applicato lungo la direzione del flusso dei magneti  $\lambda_m$ , deve saturare il motore. Dalla risposta di corrente in asse  $d$  ai due impulsi, in particolare dalla differenza dei picchi della corrente  $i_d$  si identificano i corretti segni del seno e coseno di  $\theta_d$ . È

importante quindi, che gli impulsi di tensioni saturino il motore, se così non fosse con questo metodo non si riuscirebbe a stimare correttamente il valore di  $\theta_d$ .

$$\Delta I_{pulse} = \begin{cases} > 0, & \theta_{d,HF} = \theta_d \\ < 0, & \theta_{d,HF} = \theta_d + \pi \end{cases} \quad (2)$$



**Figura II.2** Rilevamento angolo iniziale  $\theta_{d,HF}$ .

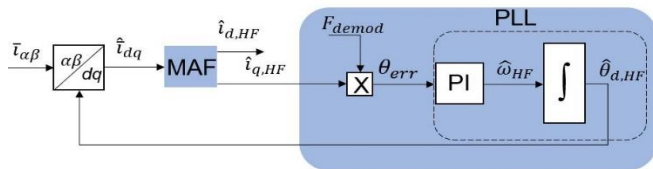
Col metodo illustrato è possibile determinare la posizione iniziale  $\theta_{d,HF}$ . Il metodo implementato è molto veloce, la sua esecuzione necessita di un tempo inferiore a 0.1s.

### C. Iniezione di tensione ad alta frequenza

Come riportato nel paragrafo A, il controllo prevede iniezione di un vettore tensione pulsante ad alta frequenza (800 Hz). Tale metodo necessita di un rotore anisotropo per poter funzionare. L'iniezione di tensione avviene sull'asse  $d$  trovato col metodo degli impulsi. La tensione dovuta all'alta frequenza  $\bar{v}_{123,HF}^*$  viene sommata alla componente fondamentale derivata dal controllo DFVC  $\bar{v}_{123}^*$ . Dalla somma dei due termini verranno calcolati i duty cycles con cui si controllerà il motore.

I filtri di media mobile hanno il compito di filtrare dalle componenti di macchina la componente dovuta all'alta frequenza. Le correnti filtrate nel riferimento  $(\alpha, \beta)$   $\bar{i}_{\alpha\beta, filt}$  serviranno per stimare il flusso, invece, le componenti dovute all'alta frequenza nel riferimento  $(d, q)$   $\bar{i}_{dq,HF}$  serviranno per stimare l'angolo  $\hat{\theta}_{d,HF}$ .

L'osservatore d'angolo permette di stimare l'angolo  $\hat{\theta}_{d,HF}$ . La componente  $i_{q,HF}$  contiene l'informazione sull'errore di stima dell'angolo. Attraverso una opportuna funzione di demodulazione  $F_{demod}$  è possibile calcolare l'errore di stima dell'angolo  $\theta_{err}$ . Attraverso un PLL si calcola  $\hat{\theta}_{d,HF}$  e la velocità elettrica di rotazione  $\hat{\omega}_{HF}$ .



**Figura II.3** Stima angolo  $\hat{\theta}_{d,HF}$  e velocità  $\hat{\omega}_{HF}$ .

### D. Transizione al variare della velocità

All'aumentare della velocità, la stima con iniezione ad alta frequenza dell'angolo  $\hat{\theta}_{d,HF}$  e della velocità  $\hat{\omega}_{HF}$  risulta meno accurata. Infatti, quando la frequenza delle componenti del controllo raggiunge quella di alta frequenza, i filtri non riescono più a separare le due componenti, quella della fondamentale e quella dovuta all'iniezione, commettendo

così un errore. È necessario quindi implementare un algoritmo che all'aumentare della velocità stimi l'angolo  $\hat{\theta}_{ctrl}$  e la velocità  $\hat{\omega}_{ctrl}$  per il controllo in maniera diversa. Tali grandezze verranno stimate grazie al concetto di *Active Flux* col flusso stimato dall'osservatore.

$\omega_e^* [\text{rad/s}]$	$\omega_e^* < 460$	$460 < \omega_e^* < 500$	$500 < \omega_e^* < 540$	$\omega_e^* > 540$
$\hat{\theta}_{ctrl}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{HF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$
$\hat{\omega}_{e,ctrl}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{fl}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{fl}$
$HF_{enable}$	on	on	on	off

**Tabella II.1** Transizione all'aumentare della velocità.

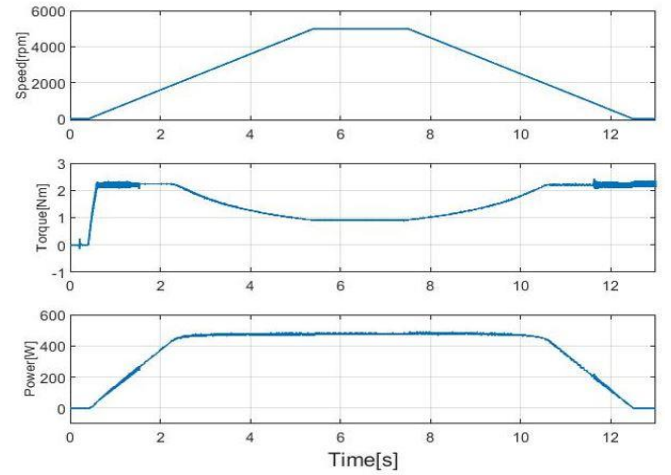
La stima attraverso il concetto di *Active Flux* presenta una buona robustezza ad alte velocità. A basse velocità tale stima risulta però instabile poiché la forza contro-elettromotrice è nulla a velocità nulla. È necessario quindi implementare un algoritmo anche per la transizione da alta a bassa velocità, dove  $\hat{\theta}_{ctrl}$  e  $\hat{\omega}_{ctrl}$  a basse velocità saranno nuovamente stimate con iniezione di tensione ad alta frequenza.

$\omega_e^* [\text{rad/s}]$	$\omega_e^* > 380$	$335 < \omega_e^* < 380$	$295 < \omega_e^* < 335$	$\omega_e^* > 295$
$\hat{\theta}_{ctrl}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{ctrl} = \hat{\theta}_{HF}$
$\hat{\omega}_{e,ctrl}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{fl}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{fl}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,ctrl} = \hat{\omega}_{HF}$
$HF_{enable}$	off	on	on	on

**Tabella II.2** Transizione al diminuire della velocità.

## III. Simulazione

Il motore viene testato con controllo di coppia imponendo coppia massima e trainato in velocità imponendo  $0 \rightarrow 5000 \rightarrow 0 \text{ rpm}$ .



**Figura III.1** Andamenti nel tempo della velocità, coppia, potenza in uscita dal motore.

## IV. Conclusioni

Il controllo implementato necessita di un rotore che presenti anisotropia magnetica. L'angolo e la velocità necessari per il controllo devono essere stimati in maniera diversa al variare della velocità. È necessario implementare un algoritmo che al variare della velocità eviti brusche transizioni tra le stime evitando discontinuità nella stima della posizione. La stima con iniezione ad alta frequenza produce ripple di coppia.