

# Controllo di velocità sensorless di motori sincroni ad eccitazione elettrica

Andrea Allione

Relatore: Prof. Sandro Rubino

## Introduzione

La presente tesi si colloca nel contesto del crescente aumento del prezzo delle terre rare e della conseguente esigenza di utilizzare motori elettrici che ne siano privi. Il motore sincrono a eccitazione elettrica (EESM) o motore sincrono a campo avvolto non utilizza magneti permanenti ma ha un avvolgimento di eccitazione a rotore dove la corrente e quindi flusso può essere regolata tramite anelli di contatto. Il lavoro ha riguardato lo studio di uno specifico EESM implementando la sua modellistica motore e del convertitore e realizzare un controllo digitale.

## Sviluppo della tesi

Il progetto si è sviluppato in più fasi, ciascuna delle quali ha contribuito in modo significativo alla implementazione e realizzazione di un motore EESM con controllo sensorless. Nelle prime fasi si è condotto uno ricerca del funzionamento di un motore PMSM. Questo ci ha permesso di usarlo come riferimento per effettuare un'analogia con un motore EESM e modellizzare di conseguenza il motore e il convertitore. Nella fase finale è stato realizzato un controllo digitale del motore: inizialmente è stato implementato un controllo di tipo CVC con sensore di posizione del rotore  $\theta_m$ , mentre successivamente è stato sviluppato un controllo sensorless di tipo DFVC.

### FASE 1:

#### Modellistica motore

La prima fase ha riguardato lo studio approfondito per la modellistica del motore. Si è inizialmente condotto uno studio sulle mappe dirette dei nostri motori e successiva comprensione di come poterle invertire tramite le funzioni matlab "griddedinterpolant" e "scatteredinterpolant". Successivamente tramite le formule elettromagnetiche di un PMSM :

$$\bar{v}_{dq} = R_s * \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j p \omega_m \bar{\lambda}_{dq}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\bar{\lambda}_{dq} \wedge \bar{i}_{dq})$$

Alle quali è necessario aggiungere una terza equazione di rotore per identificare il motore EESM:

$$v_f = R_f * i_f + \frac{d\lambda_f}{dt}$$

Si è potuto così realizzare il modello statorico per entrambi i motori e rotorico necessario solo per il motore EESM. Lo statore si differenzia solo per la non presenza del flusso dovuto ai magneti permanenti e per la necessaria corrente di rotore al fine di invertire le mappe di flusso. Si è inoltre realizzato un modello che tiene conto delle perdite sia nei materiali magnetici: perdite per isteresi, per correnti parassite e per il PMSM anche nei magneti permanenti e sia quelle dovute i materiali conduttori: effetto pelle e perdite resistive

### FASE 2:

#### Modellistica convertitore

Anche in questa fase si evidenzia come, nel caso del motore PMSM, sia necessario solo l'inverter, mentre per il motore EESM sia richiesto anche un convertitore DC-DC per l'alimentazione dell'avvolgimento di eccitazione.

Utilizziamo un inverter trifase con modulazione di tipo Space Vector con una frequenza di switching pari a 8000Hz. Come accennato in precedenza, nel caso del motore EESM è necessario utilizzare anche un convertitore DC-DC per alimentare il circuito di eccitazione; in questo lavoro è stato adottato un convertitore di tipo Buck. La modellizzazione dei convertitori utilizza come input solo i duty cycle e restituisce come Output le tensioni  $v_{abc}$ ,  $v_f$  necessarie per l'input del motore. La conversione da tensione di riferimento a duty cycle sarà spostata all'interno del controllo digitale.

### FASE 3:

#### Calcolo profili MTPx

La terza fase ha riguardato il calcolo dei profili di MTPA e MTPV per il motore. Inizialmente abbiamo determinato i profili per un motore PMSM e successivamente, attraverso un'analogia, sono stati ricavati i profili del motore EESM. Per calcolare i profili è stata utilizzata una specifica funzione di Matlab "countour" con la quale è possibile ottenere la rappresentazione grafica di superfici tridimensionali attraverso curve di livello bidimensionali, permettendo una visualizzazione immediata della variazione di una grandezza su un piano cartesiano. Si tratta dunque di uno strumento vantaggioso per il calcolo delle isocurve di coppia di un motore elettrico, se si ha a disposizione la relazione tra le correnti in assi (d-q) e la coppia elettrica generata.

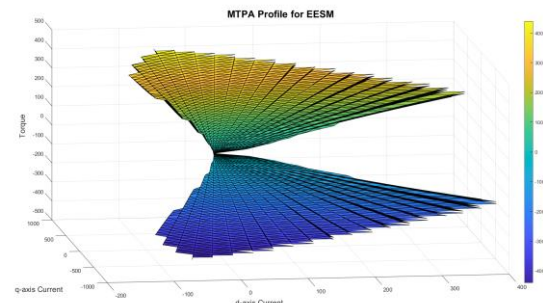


Figura 1: Profilo MTPA di un motore EESM nel piano di correnti d-q

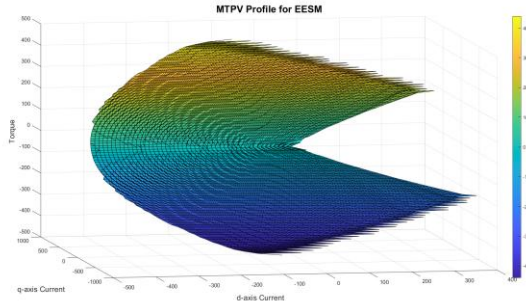


Figura 2: Profilo MTPV di un motore EESM nel piano di correnti d-q

## FASE 4:

### Calcolo strumenti per la realizzazione del controllo digitale

Per fare il controllo digitale facciamo prima un calcolo delle induttanze differenziali e apparenti che serviranno per il calcolo dei coefficienti  $k_p$  e  $k_i$  dei regolatori e introduciamo un algoritmo di stima di velocità del motore.

Il calcolo delle induttanze differenziali lo eseguiamo tramite la funzione matlab "gradient" con il quale ricaviamo le induttanze  $l_{dd}$ ,  $l_{dq}$ ,  $l_{df}$ ,  $l_{qd}$ ,  $l_{qq}$ ,  $l_{qf}$ ,  $l_{fd}$ ,  $l_{fq}$ ,  $l_{ff}$ . Successivamente calcoliamo le induttanze equivalenti con le seguenti formule:

$$l_{eq-d} = l_{dd} - \frac{l_{df}l_{fd}}{l_{ff}} - \frac{l_{df}l_{fq} - l_{dq}l_{ff}}{l_{qq}l_{ff} - l_{qf}l_{fq}} \left( \frac{l_{qf}}{l_{ff}}l_{fd} - l_{qd} \right)$$

$$l_{eq-q} = l_{qq} - \frac{l_{qf}l_{fq}}{l_{ff}} - \frac{l_{qf}l_{fd} - l_{qd}l_{ff}}{l_{dd}l_{ff} - l_{df}l_{fd}} \left( \frac{l_{df}}{l_{ff}}l_{fq} - l_{dq} \right)$$

$$l_{eq-f} = l_{ff} - \frac{l_{fq}l_{qf}}{l_{qq}} - \frac{l_{fq}l_{qd} - l_{fd}l_{qq}}{l_{qq}l_{dd} - l_{dq}l_{qd}} \left( \frac{l_{dq}}{l_{qq}}l_{qf} - l_{df} \right)$$

Mentre per le induttanze apparenti basterà un semplice rapporto tra flusso e corrente.

L'algoritmo utilizzato per la stima di velocità si chiama Position tracking Observer (PTO). A partire da un angolo meccanico o elettrico ne ricaviamo la velocità meccanica o elettrica.

## FASE 5:

### Current Vector Control (CVC)

In questa fase introduciamo il controllo digitale del sistema. Esso è composto inizialmente da un regolatore di velocità di tipo PI dal quale ricaviamo la coppia di riferimento  $T_{in}^*$ . Da tale valore, tramite mappe di controllo e profili MTPA e MTPV, determiniamo i riferimenti di corrente  $I_d^*$ ,  $I_q^*$ ,  $I_f^*$ . Verranno usati per realizzare un controllo di tipo CVC attraverso tre regolatori di tipo PI caratterizzati dai seguenti coefficienti:

$$\begin{aligned} k_{p,d} &= w_b L_{eq,d} & k_{i,d} &= w_b k_{p,d} 0.1 \\ k_{p,q} &= w_b L_{eq,q} & k_{i,q} &= w_b k_{p,q} 0.1 \\ k_{p,f} &= w_b L_{eq,f} & k_{i,f} &= w_b k_{p,f} 0.1 \end{aligned}$$

In questa fase il controllo necessita ancora di un sensore di posizione per determinare la velocità meccanica necessaria per il calcolo dei riferimenti e l'angolo di rotore  $\theta_m$  per trasformare tramite Clark e Park le correnti di feedback per il controllo.

## FASE 6:

### Flux Observer - Active Flux – Avviamento I-Hz

Il Flux Observer è un osservatore di flusso che tramite degli stimatori di flusso è in grado di calcolare il flusso magnetico del

motore senza usare un sensore fisico. Gli stimatori che utilizziamo sono di tipo Iθ e VI, entrambi questi stimatori sono in grado di stimare il flusso ma ognuno ha delle criticità, insieme riescono a sopprimere e lavorare al meglio.

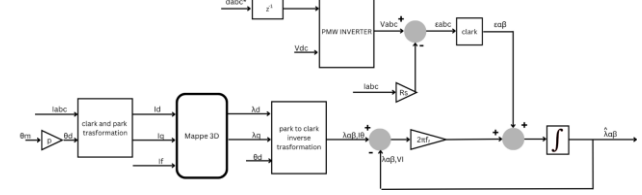


Figura 3: Schema Simulink Flux Observer

Una volta stimato il flusso possiamo ricavare anche la coppia osservata e l'angolo del flusso statorico  $\theta_s$ . Avendo questo angolo non sarà più necessario la posizione del rotore per determinare tramite PTO la velocità. Però abbiamo introdotto la necessità dell'angolo elettrico  $\theta_d$ .

L'Active Flux ci dice che se al flusso statorico noi sottraiamo il prodotto tra corrente statorica e induttanza apparente  $L_q$  ricaviamo un flusso (Active Flux) che sarà in direzione all'asse d. Questo funziona al di fuori della zona di bassa velocità e quindi per l'avviamento è necessario utilizzare un avviamento I-Hz

Per l'avviamento noi creiamo un angolo artificiale che utilizziamo per controllare il nostro motore con un controllo di tipo CVC però imponendo le correnti di riferimento  $I_q^*$ ,  $I_r^*$  pari a zero e solo la corrente in asse d la imponiamo pari al valore nominale di corrente ossia 400 A. L'angolo artificiale lo creiamo utilizzando la velocità di riferimento che integriamo ricavando così un angolo di rotore artificiale con il quale tramite le trasformate di Clark e Park ricaviamo le correnti in assi dq che passeremo nel controllo CVC per azionare il nostro motore.

## FASE 7:

### Direct Flux Vector Control (DFVC)

Nel controllo DFVC le variabili che andremo a controllare sono il vettore del flusso e la corrente in asse  $q_s$  oltre alla corrente di rotore  $I_r$ . Per fare ciò è necessario ruotare le correnti statoriche utilizzando l'angolo  $\theta_s$  ricavato tramite l'osservatore di flusso. I riferimenti di flusso e corrente rotorica si ricavano sempre utilizzando le mappe di controllo e i profili di MTPA e MTPV, per il riferimento  $i_{qs}^*$  si utilizza invece il riferimento di coppia

$$i_{qs}^* = \frac{T^*}{\frac{3}{2} p \lambda^*}$$

Il controllo è sempre realizzato da tre regolatori di tipo PI ma per la corrente  $i_{qs}$  è necessario calcolare l'induttanza differenziale in asse  $q_s$ . Il calcolo di tale induttanza avviene nel seguente modo:

$$l_{eq-q_s} = \frac{2l_{dd}l_{qq}}{l_{qq} + l_{dd} - (l_{qq} - l_{dd}) \cos(2\delta)}$$

dove  $\delta$  rappresenta l'angolo di carico ossia l'angolo tra l'asse d e l'asse  $q_s$  che è a 90 gradi rispetto all'asse  $q_s$ .

I coefficienti dei regolatori proporzionali integrali sono:

$$\begin{aligned} k_{p,\lambda} &= w_b & k_{i,\lambda} &= w_b k_{p,\lambda} 0.1 \\ k_{p,q_s} &= w_b L_{eq,q_s} & k_{i,q_s} &= w_b k_{p,q_s} 0.1 \\ k_{p,f} &= w_b L_{eq,f} & k_{i,f} &= w_b k_{p,f} 0.1 \end{aligned}$$

## Conclusioni

Il lavoro svolto ha quindi permesso di analizzare e sviluppare una strategia di controllo sensorless per motori EESM, partendo dalla comprensione delle caratteristiche della macchina e dalle relazioni tra le principali grandezze elettromagnetiche fino all'implementazione delle tecniche di controllo.