



Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccatronica

Tesi di Laurea Magistrale

Azionamenti sensorless con algoritmo di transizione da bassa ad alta velocità per un motore IPM

Relatore: Fabio Tinazzi

Laureando: Edoardo Merlo
2026354

ANNO ACCADEMICO: 2022/2023

Azionamenti sensorless con algoritmo di transizione da bassa ad alta velocità per un motore IPM

Edoardo Merlo

INDICE

RINGRAZIAMENTI	7
INTRODUZIONE	9
1 CONTROLLO SENSORLESS	11
2 IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI ANISOTROPO	13
2.1 Bilancio di tensione in un sistema di riferimento stazionario	13
2.2 Bilancio di tensione in un sistema di riferimento sincrono	15
2.3 Equazioni della coppia	16
2.4 Controllo MTPA	17
2.5 Modello con saturazione magnetica	18
3 SENSORLESS A MEDIO/ALTA VELOCITA': STIMA DELLA FORZA CONTROELETTROMOTRICE	23
3.1 Il controllore PLL per la stima della posizione	24
4 SENSORLESS A BASSA VELOCITA': INIEZIONE DI SEGNALI	27
4.1 Iniezione ad altra frequenza	28
4.2 Stimatore di posizione	28
4.3 Analisi della funzione di trasferimento	29
4.4 Design del regolatore	30
4.5 Demodulazione di flusso contro demodulazione di corrente	31
5 STIME DI POSIZIONE: TECNICA DI SENSOR FUSION	33
5.1 Matrice dei guadagni e transizione tra le due tecniche	33
5.2 Gestione dell'iniezione nel range di velocità	34
5.3 Stima della corrente nel sistema di riferimento sincrono stimato	36
6 RISULTATI SPERIMENTALI	37
6.1 Setup utilizzato	37
6.2 Gradino di riferimento di velocità a vuoto nei range di velocità delle singole tecniche	38
6.3 Prove a carico con gradino di coppia nei range di velocità delle singole tecniche	40

6.4	Errore di stima di posizione in condizioni di regime	42
6.5	Stima della BEMF a regime a diverse velocità	43
6.6	Derating della banda passante di stima della tecnica SHS	44
6.7	Gradino di velocità di riferimento nel range tra le tecniche di stima	44
6.8	Comportamento a rampa di velocità di riferimento	46
7	DISCUSSIONE DEI RISULTATI OTTENUTI	47
7.1	Funzionamento a bassa velocità, tecnica SLS	47
7.1.1	Compromesso tra tensione iniettata e coppia nominale	47
7.2	Funzionamento ad alta velocità, tecnica SHS	48
7.2.1	Sensibilità al rumore di misura	48
7.3	Funzionamento in zona di transizione tra le due tecniche di stima	48
7.3.1	Conflitto tra le tecniche di stima, derating tecnica SHS	49
7.4	Controllo di velocità	49
7.5	Errore di stima nell'intero range di velocità	50
8	CONCLUSIONI	53
9	BIBLIOGRAFIA	55

ELENCO DELLE FIGURE

1.1	Motore elettrico con il suo sensore di posizione montato	12
2.1	Sezione schematizzata di un motore IPM	13
2.2	Schema a blocchi IPM	17
2.3	Curve isocoppia del motore IPM	18
2.4	Curva MTPA di un IPM	19
2.5	Induttanza apparente e differenziale	19
3.1	Schema del controllo sensorless SHS	23
3.2	Controllore PLL	24
3.3	Funzione trasferimento PLL linearizzato	25
4.1	Schema controllo con iniezione di segnali.	27
4.2	Schema gestione modulazione correnti e tensioni di fase	28
4.3	osservatore posizione SLS	28
4.4	Schema a blocchi regolatore SLS	30
4.5	Errore di posizione demodulando correnti.	32
5.1	Gain per transizione di tecniche	34
5.2	Gain di iniezione	35
5.3	Schema stima finale corrente	36
6.1	Setup sperimentale di motore sotto test e motore da carico	37
6.2	Prove a gradino di velocità: 50-300rpm	39
6.3	Prove a gradino di velocità: 400-700rpm	39
6.4	Prove a gradino di velocità: 900-1500rpm	40
6.5	Prove a gradino di coppia: @200rpm	41
6.6	Prove a gradino di coppia: @500rpm	41
6.7	Prove a gradino di coppia: @1200rpm	42
6.8	Errore di stima a regime in funzione della velocità stimata	42
6.9	Errore di stima a regime in funzione della tecnica usata	43
6.10	Stima BEMF a diverse velocità	43
6.11	Derating banda passante SHS	44
6.12	Gradino di velocità full range con derating diversi	45
6.13	Stima banda passante pieno range di velocità	45
6.14	Rampa di velocità di 0,5s	46

6.15 Rampa di velocità di 1s

46

RINGRAZIAMENTI

Vorrei innanzitutto ringraziare mia madre, per l'infinito supporto in tutti gli aspetti dei miei anni universitari.

In secondo luogo, senza un particolare ordine e per differenti motivi, vorrei ringraziare il mio professore Fabio Tinazzi e il dottorando Ismaele De Martin, il mio tutor presso Salvagnini Marco Gasparini, il mio dottore M. P., i miei amici di lunga data e quelli fatti lungo il cammino universitario.

Ancora ribadisco il mio ringraziamento a tutti e a tutti quelli che non vengono a mente ma sanno sicuramente di appartenere a questi ringraziamenti.

INTRODUZIONE

Il controllo sensorless si sta diffondendo sempre più negli ultimi 20 anni in molteplici applicazioni: rimuovere il sensore di posizione dagli azionamenti elettrici porta una riduzione di costi e rischi. Algoritmi e tecniche sensorless portano con loro naturali difetti che li rendono più efficaci a bassa oppure alta velocità dell'azionamento. Qui proposto è la descrizione e implementazione di un algoritmo che mira a congiungere tecniche a bassa ed alta velocità per ottenere un funzionamento che comprenda il range completo di velocità in un motore sincrono a magneti permanenti anisotropo.

Senza un sensore di posizione, la reale posizione del rotore è stimata con tecniche differenti. Ad alta velocità (dove si intende tra il 10 e il 100% della velocità nominale) sono maggiormente usati algoritmi basati sulla stima del flusso di statore o della forza controelettromotrice (abbreviata spesso in *BEMF*, dall'inglese: *Back ElectroMotive Force*, o, in italiano, *f_{cem}*). A velocità minori, invece, a causa di una minore, o non misurabile, forza controelettromotrice, vengono usati algoritmi basati sull'iniezione di segnali. Le tecniche sensorless sopracitate sono però spesso presentate da sole, andremo quindi a colmare il *gap* nelle diverse aree di funzionamento introducendo un semplice algoritmo di fusione delle misure.

Questa tesi è strutturata con una breve introduzione sul controllo sensorless per azionamenti elettrici per poi introdurre i concetti teorici e le equazioni necessarie per l'analisi del motore sincrono a magneti permanenti anisotropo, o alternativamente motore IPM (con *IPM* acronimo di *Internal Permanent Magnet*, atto a indicare motori sincroni a magneti permanenti con magneti sommersi nella struttura di rotore, in opposizione ai rotori con magneti superficiali). A seguito saranno introdotte entrambe le tecniche sensorless di stima della posizione in funzionamento ad alta e bassa velocità, concludendo con la necessaria tecnica di fusione delle misure e la presentazione dei risultati sperimentali ottenuti.

CONTROLLO SENSORLESS

Il controllo sensorless sta rapidamente guadagnando terreno in molte applicazioni con azionamenti elettrici dove sono richiesti una riduzione di costi o un aumento di affidabilità.

Sebbene fuorviante, il termine *sensorless* si riferisce alla rimozione dei sensori di posizione in motori elettrici, mantenendo i già presenti sensori di corrente di fase.

La rimozione del sensore di posizione può in primo luogo ridurre i costi come quelli di installazione, manutenzione e dell'hardware necessario, ma, come di recente avvenimento, può anche ridurre quei ritardi di approvvigionamento nella rete di fornitura che possono colpire sensori o componenti elettronici in generale. Inoltre la rimozione di un sensore, come quello di posizione, elimina il rischio dato dalla sua rottura e può donare maggiore robustezza e affidabilità all'azionamento elettrico in generale, o, in caso di un controllo sensorless attuato in congiunzione con un controllo sensed, può essere usato per ottenere un sistema *fail-safe* nel caso il principale sensore di posizione vada a fallire o deteriorarsi.

Sensori di posizione misurano la posizione reale del rotore in una tipica configurazione con motore elettrico, trasformando un'informazione riguardante l'angolo del rotore in un segnale elettronico per poi essere processato dal sistema di controllo dell'azionamento. Encoder rotativi sono tra i sensori di posizione maggiormente utilizzati, essendo che possono essere montati coassialmente con l'asse del rotore stesso e così dare un riferimento uno a uno con l'angolo del rotore senza aggiungere ulteriori complessità. La loro posizione di montaggio tuttavia è la prima causa della maggior parte dei problemi che incorrono i sensori di posizione, dato dal fatto che sono montati assieme al motore il quale può lavorare in ambienti ostili non adatti alla delicatezza di un sensore di misura (basti pensare ad un macchinario che lavora ad alte temperature o soggetto ad urti e vibrazioni). Inoltre il fatto che questi sensori debbano comunicare in modo efficace con il loro sistema di controllo implica la presenza di cavi, che sono non solo costosi, specialmente se corrono per lunghe distanze, ma sono anche suscettibili a interferenze, come disturbi elettromagnetici, rendendoli un'altra fonte di rischio nell'azionamento. La rimozione del sensore di posizione permette anche quindi una riduzione dei costi di cablaggio e una maggiore immunità ai disturbi EM che naturalmente affliggono i cablaggi di segnale.

Sensori di posizione sono necessari nelle macchine sincrone, motori che hanno rotore sincronizzato con la frequenza della corrente che li alimentano. È questo il caso del motore IPM a riluttanza utilizzato nelle prove sperimentali presentate, dove il conoscere efficacemente la posizione del rotore è appunto fondamentale per il funzionamento dell'azionamento.

Tecniche di controllo sensorless puntano a stimare la posizione del rotore, rimuovendo appunto la necessità di un sensore, attraverso corrente, e talvolta tensione, misurate

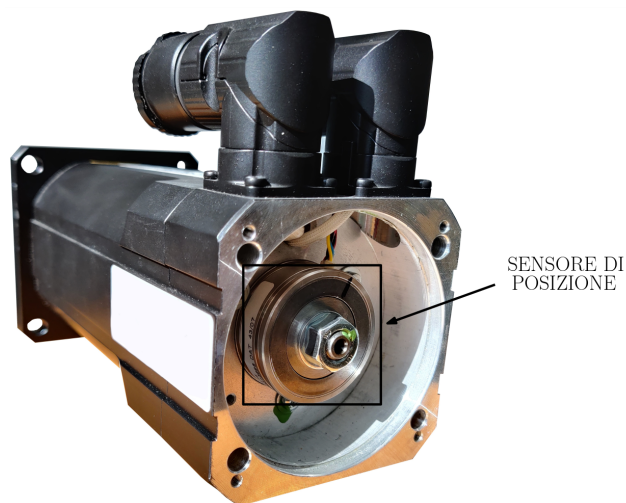


Figura 1.1. Un motore elettrico con montato coassialmente il suo sensore di posizione.

dall'azionamento stesso.

Per semplificare la nomenclatura si chiameranno, impropriamente, *sensori* le varie tecniche di stima della posizione in quanto andranno a sostituirsi esattamente ad essi nel sistema di controllo dell'azionamento. In particolare chiameremo sensore SHS¹ la tecnica di stima a medio/alta velocità e sensore SLS² la tecnica di stima usata per la bassa velocità.

Tra le tecniche sensorless esistenti si va in particolare ad approfondire una tecnica basata sulla stima della forza controelettromotrice, utilizzata per il funzionamento a medio/alta velocità, e una fondata sull'iniezione di segnali ad alta frequenza, utilizzata per il funzionamento a bassa velocità. Nella prima tecnica il sistema di controllo annulla la forza controelettromotrice stimata di asse sincrono diretto, definita nulla. Nella tecnica impiegata nel funzionamento a bassa velocità si va, invece, ad eccitare il motore con correnti a media nulla e alta frequenza sovrapposte a quelle di controllo. In tal modo si va ad accentuare la salienza magnetica del motore, potendone stimare correttamente una posizione di rotore.

Definiamo in particolare bassa velocità, come valore di progetto, quella inferiore al 10% della velocità nominale ω_N , mentre ci riferiamo come medio/alta per la rimanente porzione di velocità, superiore a un decimo della nominale. La scelta del valore entro cui limitare la tecnica di stima ad alta velocità è dovuta appunto alla limitata capacità della tecnica di funzionare in regimi di bassa forza controelettromotrice, proporzionale alla velocità.

¹ acronimo di *Sensorless High Speed*

² acronimo di *Sensorless Low Speed*

IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI ANISOTROPO

Il motore sincrono a magneti permanenti anisotropo, qui d'ora in poi riferito abbreviandolo con *motore IPM* o *IPM a riluttanza*, è una macchina sincrona la cui costruzione di rotore e disposizione dei magneti permette di ottenere una distinta anisotropia magnetica percorrendo radialmente il rotore. Tale disposizione rotorica permette di sfruttare contemporaneamente il principio di produzione di coppia ottenuta dai sistemi elettrodinamici e dai sistemi a riluttanza.

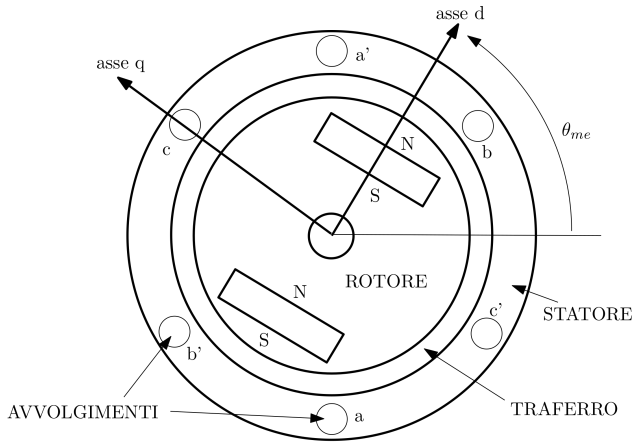


Figura 2.1. Sezione schematizzata di un motore IPM a una coppia polare, si noti la disposizione dei magneti lungo l'asse diretto d e la loro assenza lungo l'asse in quadratura q .

La presenza di magneti permanenti non superficiali ma sommersi (fig 2.1) all'interno della struttura di rotore permette di usare meno materiale magnetico, sebbene a scapito di performance, rendendo il motore meno costoso.

2.1 Bilancio di tensione in un sistema di riferimento stazionario

La distribuzione degli avvolgimenti statorici e la disposizione dei magneti permanenti consentono di ritenere sinusoidali i flussi concatenati che otteniamo al traferro $\lambda_{a,mg}$, $\lambda_{b,mg}$ e $\lambda_{c,mg}$, che sono nella forma:

$$\begin{aligned}
\lambda_{a,mg}(t) &= \lambda_{mg} \cos(\theta_{me}) \\
\lambda_{b,mg}(t) &= \lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
\lambda_{c,mg}(t) &= \lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.1}$$

Con λ_{mg} il massimo flusso concatenato dato dall'effetto del magnete permanente.

Notiamo che la 2.1 è prima di componente omopolare, per cui ne possiamo associare in modo univoco un vettore spaziale:

$$\lambda_{mg}^s = \lambda_{mg} e^{j\theta_{me}} \tag{2.2}$$

dove l'apice s indica appunto che stiamo considerando il vettore in un sistema di riferimento (sdr) stazionario, o sincrono con lo statore.

I magneti permanenti, avente permeabilità magnetica simile a quella dell'aria, posizionati come in figura 2.1, ottengono una riluttanza lungo il loro asse diretto (asse d) maggiore rispetto all'asse ad essi in quadratura (asse q). L'induzione magnetica, dipendente dalle caratteristiche del traferro, risulta quindi funzione della posizione del rotore; auto e mutue induttanze non possono quindi più essere considerati costanti, ma anch'esse dipendenti dalla posizione del rotore e indirettamente anche dal tempo.

Possiamo esprimere le autoinduttanze del motore anisotropo nella forma:

$$\begin{aligned}
L_a &= L_\sigma + L_0 + L_2 \cos(2\theta_{me}) \\
L_b &= L_\sigma + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
L_c &= L_\sigma + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta_{me} - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Indicando le riluttanze \mathfrak{R}_d e \mathfrak{R}_q di asse d e asse q , rispettivamente, e con N il numero (effettivo equivalente) di spire per fase, si ottiene:

$$L_0 = N^2 \frac{1/\mathfrak{R}_d + 1/\mathfrak{R}_q}{2} \quad L_2 = N^2 \frac{1/\mathfrak{R}_d - 1/\mathfrak{R}_q}{2} \tag{2.4}$$

Osservando le 2.3 si nota che le autoinduttanze sono somma di due termini: uno sinusoidale, a pulsazione doppia rispetto a quella elettromeccanica, e uno costante. Quest'ultimo, termine costante, è formato da due parti: L_0 legata all'anisotropia della struttura, mentre L_σ associata all'induttanza di dispersione e rappresenta il flusso di statore che si richiude in aria senza influenzare il rotore.

Similmente possiamo esprimere le mutue induttanze tra gli avvolgimenti delle fasi di statore nella forma:

$$\begin{aligned}
M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos\left(2\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos(2\theta_{me}) \\
M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos\left(4\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Possiamo quindi esprimere i flussi totali concatenati come:

$$\begin{aligned}\lambda_a &= L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + \lambda_{a,mg} \\ \lambda_b &= L_b i_b + M_{bc} i_c + M_{ab} i_a + \lambda_{b,mg} \\ \lambda_c &= L_c i_c + M_{ac} i_a + M_{bc} i_b + \lambda_{c,mg}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Complessivamente otteniamo le equazioni di bilancio di tensione esprimibili come:

$$\begin{aligned}u_a &= R i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + \frac{dL_a}{dt} i_a + \frac{dM_{ab}}{dt} i_b + \frac{dM_{ac}}{dt} i_c + e_a \\ u_b &= R i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{ab} \frac{di_a}{dt} + M_{bc} \frac{di_c}{dt} + \frac{dL_b}{dt} i_b + \frac{dM_{ab}}{dt} i_a + \frac{dM_{bc}}{dt} i_c + e_b \\ u_c &= R i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + M_{ac} \frac{di_a}{dt} + M_{bc} \frac{di_b}{dt} + \frac{dL_c}{dt} i_c + \frac{dM_{bc}}{dt} i_a + \frac{dM_{bc}}{dt} i_b + e_c\end{aligned}\quad (2.7)$$

Il termine rimanente delle forze contro elettromotrici e_a , e_b ed e_c rimane definito da:

$$\begin{aligned}e_a &= \frac{d\lambda_{a,mg}}{dt} = -\lambda_{mg} \omega_{me} \sin(\theta_{me}) = -\lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} - \frac{\pi}{2}\right) \\ e_b &= -\lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= -\lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (2.8)$$

2.2 Bilancio di tensione in un sistema di riferimento sincrono

Impiegando la matrice di trasformazione coordinate $T_{abc/dq}$, qui non riportata, possiamo passare dal sistema di coordinate stazionario trifase (a,b,c) ad un sistema di riferimento sincrono al rotore, $(d,q,0)$.

Esprimendo tensioni, correnti e forze contro elettromotrici come vettori tridimensionali riportiamo:

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d(\mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc})}{dt} + \mathbf{e}_{abc}\quad (2.9)$$

di cui riportiamo per chiarezza il vettore delle induttanze:

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}\quad (2.10)$$

Applicando alla 2.9 il cambio di coordinate premoltiplicando per la matrice $T_{abc/dq}$ possiamo ricavare l'equazione di bilancio di tensioni in forma matriciale nel sistema di riferimento sincrono dq :

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{L}_{dq0} \frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + \mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} \mathbf{L}_{dq0} \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{e}_{dq0}\quad (2.11)$$

di cui sottolineiamo:

$$\mathbf{e}_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{me} \lambda_{mg} & 0 \end{bmatrix}'\quad (2.12)$$

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{me} & 0 \\ \omega_{me} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

notiamo appunto, con la scelta del nuovo sistema di riferimento, che la matrice delle induttanze L_{dq0} è ora costante: il nuovo sistema è solidale al rotore e i parametri perdono la dipendenza dalla posizione e con essa il tempo. I termini di mutuo accoppiamento degli assi inoltre vengono a mancare essendo gli assi d, q e o ortogonali tra di loro.

Otteniamo le induttanze L_d e L_q , rispettivamente induttanza sincrona di asse diretto e induttanza sincrona di asse in quadratura. Esse sono legate ai precedenti termini di induttanza nella forma:

$$L_d = L_\sigma + \frac{3}{2} (L_0 - L_2) \quad L_q = L_\sigma + \frac{3}{2} (L_0 + L_2) \quad (2.15)$$

Nelle comuni costruzioni di motori IPM si ha che la riluttanza del circuito magnetico di asse diretto è maggiore di quella relativa all'asse q , segue dalle 2.4 che L_0 e L_2 siano entrambe positive, con $L_0 > L_2$; conseguentemente ne ricaviamo nelle 2.15 che $L_q > L_d$.

Possiamo ottenere in una forma molto più utile la relazione matriciale 2.11 riscrivendola secondo ciascuna delle sue tre componenti, ottenendo:

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} L_d i_d + \omega_{me} \lambda_{mg} \\ u_0 &= R i_0 + L_\sigma \frac{di_0}{dt} \end{aligned} \quad (2.16)$$

2.3 Equazioni della coppia

Dalle precedenti espressioni 2.16 possiamo tracciare un bilancio energetico per ottenere un'espressione della coppia meccanica prodotta dal motore. Moltiplichiamo ambo i membri delle 2.16 rispettivamente per $i_d dt$, $i_q dt$ e $i_0 dt$. Sommando poi le tre equazioni otteniamo:

$$\begin{aligned} (u_d i_d + u_q i_q + u_0 i_0) &= R (i_d^2 + i_q^2 + i_0^2) dt + \\ &+ L_d i_d di_d + L_q i_q di_q + L_\sigma i_0 di_0 \\ &+ \omega_{me} (\lambda_{mg} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) dt \end{aligned} \quad (2.17)$$

Isolando l'ultimo termine otteniamo il contributo di coppia elettromeccanica ovvero:

$$\tau = \frac{3}{2} p \lambda_{mg} i_q + \frac{3}{2} p (L_d L_q) i_d i_q \quad (2.18)$$

dove notiamo nel secondo membro, oltre al contributo di coppia dato dal magnete permanente, anche il contributo di coppia di riluttanza dato dalla differenza delle induttanze

sincrone di asse.

Dalle equazioni 2.16 e 2.18, insieme all'equazione che rappresenta il carico meccanico, possiamo quindi tracciare uno schema a blocchi del motore sincrono a magneti permanenti anisotropo:

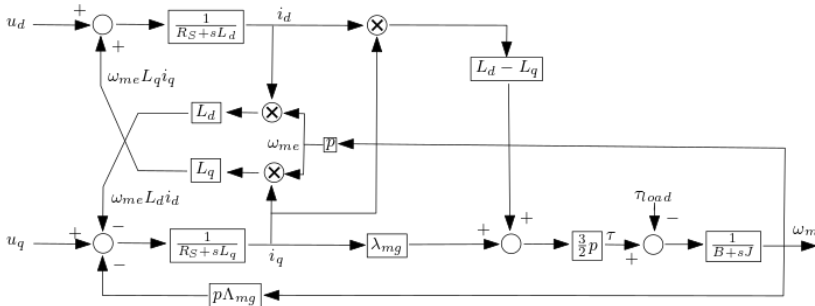


Figura 2.2. Schema a blocchi del motore sincrono a magneti permanenti anisotropo.

2.4 Controllo MTPA

Come notiamo dalla 2.18 si hanno più combinazioni della corrente i_d e i_q che ottengono la medesima coppia elettromeccanica τ . Lo scopo di un buon controllo di corrente è di ottenere il minimo utilizzo di corrente a parità di coppia prodotta, o, alternativamente, la massima produzione di coppia per corrente utilizzata, in inglese *maximum torque per ampere (MTPA)*. La riduzione della corrente impiegata a parità di coppia permette l'ottenimento delle minime perdite nel rame, proporzionali a $3R_s|I^2|$, massimizzando l'efficienza e minimizzando il riscaldamento dell'azionamento.

In un azionamento reale la condizione di *MTPA* non è di immediata implementazione a causa dei fenomeni di saturazione magnetica e conseguente non linearità del motore. Accettando una certa imprecisione possiamo tuttavia, basandoci sulle equazioni del motore, formulare un calcolo analitico della condizione di massima efficienza.

Immaginando un piano cartesiano con assi in I_d e I_q si ha che possiamo ottenere delle curve isocoppia che seguono una simmetria lungo l'asse I_d e la produzione reale di coppia avviene nel secondo e terzo quadrante, per coppie positive e negative, rispettivamente. Riportiamo in figura 2.3 quanto sopraccitato.

Con un modello lineare il calcolo del luogo dei punti a massima coppia a parità di modulo di corrente è facilmente ottenibile. Con funzionamento da motore (ovvero con coppia positiva e $i_q > 0$) possiamo scrivere:

$$i_q = \sqrt{I^2 - i_d^2} \tag{2.19}$$

che sostituita nell'equazione della coppia (equazione 2.18) ottiene:

$$\tau = \frac{3}{2} p \left[\lambda_{mg} \sqrt{I^2 - i_d^2} + (L_d - L_q) i_d \sqrt{I^2 - i_d^2} \right] \tag{2.20}$$

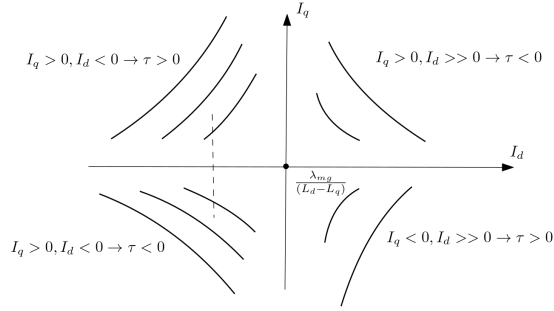


Figura 2.3. Curve isocoppia del motore IPM ottenute con una tecnica MTPA analitica senza saturazione magnetica.

derivandola ricaviamo una forma che ci permette di ottenere un'espressione della corrente i_D che renda massima la coppia τ :

$$\frac{d\tau}{di_d} = \frac{3}{2}p \frac{1}{\sqrt{I^2 - i_d^2}} \left[-\lambda_{mg} i_d + (L_d - L_q) (I^2 - 2i_d^2) \right] \quad (2.21)$$

la quale si annulla per:

$$-\lambda_{mg} i_d + (L_d - L_q) (I^2 - 2i_d^2) = 0 \quad (2.22)$$

otteniamo quindi due soluzioni per la corrente i_d ovvero:

$$i_d = \frac{\lambda_{mg} \pm \sqrt{\lambda_{mg}^2 + 8(L_d - L_q)^2 I^2}}{-4(L_d - L_q)} \quad (2.23)$$

Delle due soluzioni quella negativa fa riferimento al caso in cui il motore stia erogando un contributo di coppia concorde con quello prodotto da i_q .

Riportiamo nella figura 2.4 una serie di curve isocoppia, per coppia positiva, e la loro intersezione nel piano $I_d - I_q$ con il punto di MTPA:

2.5 Modello con saturazione magnetica

Fin'ora si è considerato un modello del motore IPM con un'importante approssimazione di linearità: si sono considerate costanti le induttanze sincrone L_d e L_q , esse realmente, a causa della saturazione del circuito magnetico del motore, non sono costanti. Tale semplificazione è spesso accettabile, ma in casi più delicati come lo sviluppo di un algoritmo di stima dei parametri la modellizzazione completa della saturazione magnetica diventa fondamentale.

Il fenomeno della saturazione magnetica è fortemente non lineare e generalmente, volendolo introdurre nel modello del motore, è necessario ripensare alla definizione di induttanza. Induttanza come rapporto tra flusso concatenato e corrente non è più valida in quanto la relazione tra i due non è più lineare, ben ha una forma come in figura 2.5

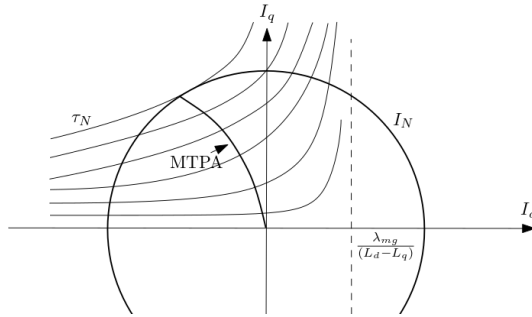


Figura 2.4. Luogo dei punti a coppia positiva costante e intersezione delle coppie di correnti in condizione di MTPA.

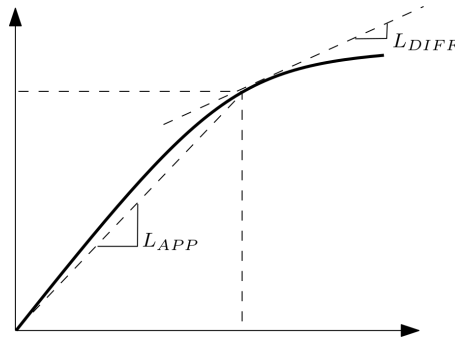


Figura 2.5. Schema del comportamento reale del rapporto flusso concatenato-corrente che individua i concetti di induttanza apparente e differenziale.

La non linearità della relazione $\lambda = f(i)$ porta alla definizione di due nuove induttanze. Considerato un punto di lavoro $\lambda_{dc} = f(i_{dc})$ si definisce come *induttanza apparente* L_{app} il rapporto tra λ_{dc} e i_{dc} , mentre definiamo *induttanza differenziale* L_{diff} la pendenza della curva $\lambda = f(i)$ nel punto di lavoro considerato (ovvero la derivata della curva valutata in (i_{dc}, λ_{dc})).

Tra le due induttanze definite esiste una relazione: considerando un generico bipolo induttivo saturabile si ha che l'equazione costitutiva è:

$$u(t) = \frac{f\lambda(i(t))}{dt} = \frac{d\lambda(i)}{di} \frac{di(t)}{dt} = L_{diff} \frac{di(t)}{dt} \tag{2.24}$$

con $u(t)$ e $i(t)$, rispettivamente, tensione e corrente del bipolo, mentre $\lambda(i(t))$ è il flusso concatenato in funzione della corrente. Reintroducendo la relazione $\lambda(i(t)) = L_{app}(i(t))i(t)$

(assumendo che L_{app} sia solamente in funzione della corrente) segue che:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= \frac{d\lambda(i(t))}{dt} = \frac{dL_{app}i}{dt} \\
 &= L_{app} \frac{di}{dt} + i \frac{dL_{app}}{di} \frac{di}{dt} \\
 &= \left[L_{app} + i \frac{dL_{app}}{di} \right] \frac{di}{dt} = L_{diff} \frac{di}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

dove se confrontiamo direttamente la 2.24 e l'ultimo membro della 2.25, che restituisce esattamente la derivata del flusso concatenato rispetto alla corrente (e dunque rispetto all'induttanza differenziale L_{diff}) otteniamo l'ultima uguaglianza della 2.25.

Alla luce delle precedenti considerazioni è quindi necessario riformulare le equazioni nel modello in dq del motore IPM descritto dalle 2.16. Per prima cosa non possiamo più considerare l'esistenza di due induttanze sincrone costanti L_d e L_q per descrivere la dinamica del sistema. Occorre limitarsi a considerare i flussi concatenati della macchina elettrica nelle tre fasi prodotti dalle correnti di fase, e indicati con λ_{abc} :

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} + \mathbf{e}_{abc} \tag{2.26}$$

avendo posto:

$$\lambda_{abc} = [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c] \tag{2.27}$$

In questo caso i termini \mathbf{e}_{abc} possono essere inglobati nella derivata, ricordando che le componenti di \mathbf{e}_{abc} rappresentano la derivata temporale del flusso dei magneti permanenti esprimibili come $\lambda_{abc,mg}$. Otteniamo dunque:

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{abc} + \frac{d(\lambda_{abc} + \lambda_{abc,mg})}{dt} \tag{2.28}$$

dove si è posto:

$$\lambda_{abc,mg} = [\lambda_{a,mg} \quad \lambda_{b,mg} \quad \lambda_{c,mg}]' \tag{2.29}$$

Volendo ora esprimere la 2.28 in un sistema di riferimento sincrono solidale al flusso rotorico, moltiplicandola ambo i membri per la matrice di trasformazione \mathbf{T} e definendo $\lambda_{dq0} = \mathbf{T}(\lambda_{abc} + \lambda_{abc,mg})$ si ottiene:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{dq0} &= \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{T} \frac{d(\mathbf{T}^{-1}\lambda_{dq0})}{dt} \\
 &= \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq0} + \frac{d\lambda_{dq0}}{dt} + \mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} \lambda_{dq0}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

scomponendo la 2.30 nelle sue tre componenti otteniamo il sistema che va a sostituire le equazioni 2.16, descrivendo la dinamica del motore IPM anche in presenza di saturazione

magnetica:

$$\begin{aligned}
 u_d &= Ri_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_{me}\lambda_q \\
 u_q &= Ri_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{me}\lambda_d \\
 u_0 &= Ri_0 + \frac{d\lambda_\sigma}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

dove il termine $\omega_{me}\lambda_d$ per definizione del flusso di asse d contiene anche il termine legato ai magneti permanenti che nelle 2.16 appariva come $\omega_{me}\lambda_{mg}$.

Mediante un bilancio energetico, come in precedenza, è possibile arrivare alla seguente equazione della coppia:

$$\tau = \frac{3}{2}p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{2.32}$$

La peculiarità delle precedenti due equazioni ottenute è che esse sono costruite senza aver fatto alcuna relazione costitutiva tra flusso concatenato e corrente. Di fatto esse degenerano, facendo un'ipotesi lineare tra flusso concatenato e correnti, nelle precedenti 2.16 e 2.18.

SENSORLESS A MEDIO/ALTA VELOCITA': STIMA DELLA FORZA
CONTROELETTROMOTRICE

La tecnica di stima della posizione ad alta velocità utilizzata permette di ottenere, attraverso unicamente grandezze ricavabili dal motore, una stima della velocità e posizione elettriche del rotore. Usiamo in particolar modo i riferimenti di tensione derivati dal controllo del motore e le correnti di fase misurate per ottenere una stima della forza controelettromotrice. Riportiamo in figura 3.1 uno schema del controllo dove notiamo come gli anelli di regolazione siano chiusi sulla velocità stimata $\hat{\omega}_{me}$ mentre i blocchi di trasformazione di coordinate usano la posizione stimata $\hat{\theta}_{me}$.

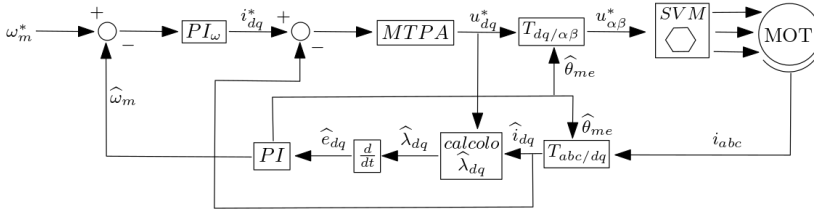


Figura 3.1. Schema del controllo sensorless a medio/alta velocità.

Per comprendere il funzionamento della tecnica si considerino le equazioni del motore in un sistema di riferimento dq, sincrono al rotore:

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - \omega_{me} L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + \omega_{me} L_d i_d + \omega_{me} \Lambda_{mg} \end{aligned} \quad (3.1)$$

L'errore tra il sistema di riferimento stimato e quello reale sincrono all'asse di rotore è nella forma $\tilde{\theta}_{me} = \hat{\theta}_{me} - \theta_{me}$, che stabilisce la relazione delle forze controelettromotrici stimate:

$$\begin{aligned} \hat{e}_q &= \omega_{me} \Lambda_{mg} \sin(\tilde{\theta}_{me}) \\ \hat{e}_d &= \omega_{me} \Lambda_{mg} \cos(\tilde{\theta}_{me}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

e possiamo quindi riscrivere le equazioni del motore nel nuovo sistema di riferimento stimato, dove necessariamente tutte le grandezze che dipendono dalla posizione o dalla

velocità, ora stimate, sono anch'esse stimate:

$$\begin{aligned}\widehat{u}_d &= R\widehat{i}_d + L_d \frac{d\widehat{i}_d}{dt} - \widehat{\omega}_{me} L_q \widehat{i}_q + \widehat{e}_d \\ \widehat{u}_q &= R\widehat{i}_q + L_q \frac{d\widehat{i}_q}{dt} + \widehat{\omega}_{me} L_d \widehat{i}_d + \widehat{e}_q\end{aligned}\quad (3.3)$$

Riordinandole matematicamente possiamo ottenere una stima del vettore in dq della f_{cem} :

$$\begin{aligned}\widehat{e}_d &= \widehat{u}_d - R\widehat{i}_d - L_d \frac{d\widehat{i}_d}{dt} + \widehat{\omega}_{me} L_q \widehat{i}_q \\ \widehat{e}_q &= \widehat{u}_q - R\widehat{i}_q - L_q \frac{d\widehat{i}_q}{dt} - \widehat{\omega}_{me} L_d \widehat{i}_d\end{aligned}\quad (3.4)$$

3.1 Il controllore PLL per la stima della posizione

La f_{cem} \widehat{e}_{dq} che stimiamo con la 3.4 con i riferimenti di tensioni e le correnti, viene agganciata tramite un *phase-locked loop*, o anello agganciato in fase, che garantisce, una volta terminato il transitorio, uno sfasamento nullo tra i due sistemi di riferimento, ovvero annulla l'errore di posizione a regime. Ne illustriamo uno schema a blocchi in figura 3.2.

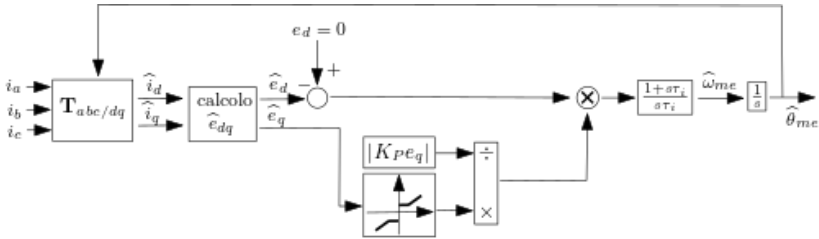


Figura 3.2. Schema a blocchi del phase-locked loop per la stima della posizione meccanico-elettrica.

In condizioni di errore nullo si avrà il sistema di riferimento dq correttamente agganciato alla direzione del flusso prodotto dal magnete permanente, la componente di f_{cem} lungo l'asse d sarà necessariamente nulla mentre la componente lungo l'asse q restituirà il modulo dell'intero vettore di f_{cem} stimata ovvero $\omega_{me} \lambda_{mg}$.

Analizzando teoricamente il controllore si nota che il comportamento dinamico del PLL dipende dalla velocità del motore, il che pone un problema alla progettazione del regolatore PI, risolto con una tecnica di *feedback linearization*.

Considerando un punto di lavoro a regime con ω_{me} costante ricaviamo innanzitutto l'espressione del guadagno di anello aperto del PLL. Dalla prima dell'equazione 3.2 ricaviamo che, potendo approssimare $e_q = \omega_{me} \lambda_{mg}$ costante all'interno di un tempo di campionamento T_c per ipotesi di velocità costante e con l'errore di posizione tendente a zero, si ha:

$$\widehat{e}_d = \omega_{me} \lambda_{mg} \sin(\widehat{\theta}_{me} - \theta_{me}) \approx e_q (\widehat{\theta}_{me} - \theta_{me}) \quad (3.5)$$

Riportiamo in figura 3.3 lo schema a blocchi che si riferisce a tale condizione: Notiamo

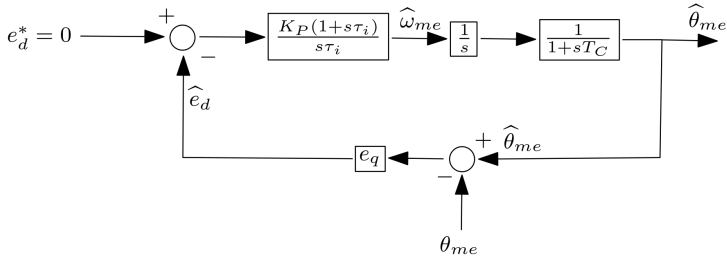


Figura 3.3. Schema a blocchi del phase-locked loop sotto le ipotesi di linearizzazione a velocità costante.

la presenza di un ritardo dopo l'integratore a rappresentare l'implementazione digitale dell'algoritmo dove la posizione usata per le trasformazioni è necessariamente quella ottenuta al passo di campionamento precedente.

La funzione di trasferimento ad anello aperto del PLL è:

$$GH_{PLL} = \frac{K_p(1+s\tau_i)e_q}{s\tau_i(1+sT_c)s} \quad (3.6)$$

Sia poi ω_a la pulsazione di attraversamento del del modulo del guadagno in catena aperta, possiamo ottenere il margine di fase del sistema:

$$m_\phi^{PLL} = \arctan(\omega_a\tau_i) - \arctan(\omega_aT_c) \quad (3.7)$$

da cui, con banda passante ($\omega_a = 2\pi BP_{hz}$) e margine di fase impostati, possiamo ottenere la costante di tempo integrale del regolatore:

$$\tau_i = \frac{\tan(m_\phi + \arctan(\omega_aT_c))}{\omega_a} \quad (3.8)$$

Sintetizzando in base al margine di fase e la pulsazione di attraversamento otteniamo quindi la costante proporzionale K_p imponendo modulo unitario alla frequenza di attraversamento imposta ovvero:

$$\left| \frac{K_p(1+s\tau_i)e_q}{s\tau_i(1+sT_c)s} \right|_{s=j\omega_a} = 1 \quad (3.9)$$

Con vari passaggi algebrici possiamo quindi isolare $|K_p e_q|$ ottenendo:

$$|K_p e_q| = \frac{\tau_i \omega_a^2 \sqrt{1 + \omega_a^2 T_c^2}}{\sqrt{1 + \omega_a^2 \tau_i^2}} \quad (3.10)$$

Il termine ottenuto $|K_p e_q|$ è il guadagno adattativo del PLL: per garantire l'uniformità del controllo in tutta la dinamica di velocità è infatti necessario mantenere costante, non tanto K_p , ma l'intero prodotto $|K_p e_q|$. Calcoliamo poi il singolo K_p dividendo il prodotto ottenuto dalla 3.10 per \widehat{e}_q , che è variabile con la velocità del motore.

Notiamo da figura 3.2 che tuttavia operiamo una saturazione inferiore del termine \widehat{e}_q , per evitare di dividere per una stima \widehat{e}_q eccessivamente bassa e ottenere un valore di K_p troppo alto.

SENSORLESS A BASSA VELOCITA': INIEZIONE DI SEGNALI

Tecniche basate sulla stima di BEMF falliscono a bassa velocità per la mancanza di BEMF stessa, in se proporzionale alla velocità. In particolare la BEMF stimata risulta eccessivamente piccola se confrontata con il rumore dei sensori stessi, rendendone inutile l'utilizzo per la stima di posizione. Rimediamo alla mancanza di valori da stimare generandoli noi stessi con un'iniezione di segnali, a media nulla e alta frequenza, che va a sovrapporsi alle grandezze di riferimento nel normale controllo del motore.

A bassa velocità l'anisotropia stessa del motore permette di ottenere le informazioni necessarie sulla posizione del rotore e del campo sincrono dq solidale ad esso, sfruttiamo questa proprietà imponendo delle eccitazioni transitorie del motore ad una frequenza superiori a quelle fondamentale usate dal normale controllo dell'azionamento.

Con questo metodo una tensione o corrente ad alta frequenza è sovrapposta a quella normale del motore, il corrispondente segnale ad alta frequenza ottenuto contiene le informazioni sulla posizione del rotore ed è analizzato per ottenere la stessa.

Il processo di fondo (figura 4.1) è quello di sovrapporre alle tensioni di controllo nel sistema di riferimento dq stimato una tensione ad alta frequenza sinusoidale a media nulla. Questa tensione è poi estratta con un filtraggio passa-alto, demodulata secondo la stessa funzione sinusoidale e da cui poi ne estraiamo il contenuto a frequenza nulla (si veda il processo di eterodina).

La tensione iniettata è nell'asse d (nel sistema di riferimento stimato), se tale asse d coincide con quello reale si ha che non avremo correnti iniettate nell'asse q stimato. Useremo appunto la corrente estratta dall'asse q stimato come errore di riferimento da annullare per ottenere una stima corretta del sistema di riferimento.

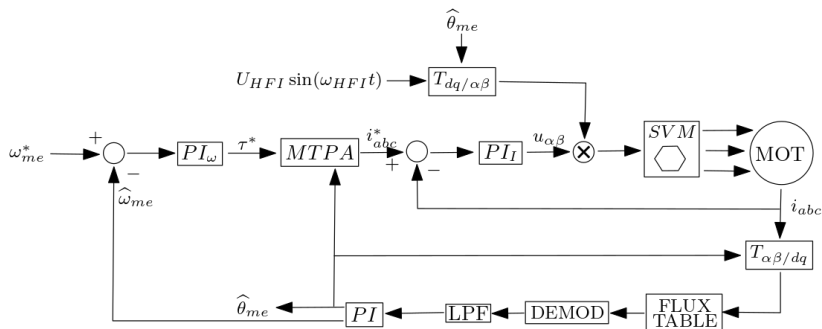


Figura 4.1. Schema del processo di iniezione, filtraggio e demodulazione della tensione/corrente iniettata.

4.1 Iniezione ad altra frequenza

Approfondiamo il processo di iniezione analizzandone meglio come è gestita la tensione ad alta frequenza sovrapposta alle tensioni di fase di riferimento.

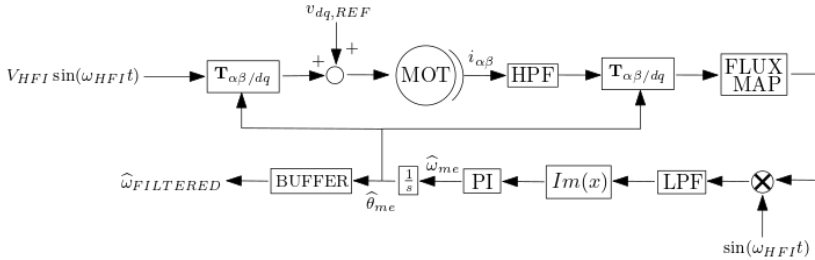


Figura 4.2. Schema della gestione di modulazione e demodulazione delle tensioni di fase.

Sfruttando la componente lungo l'asse q come errore da cui stimare la posizione, noi iniettiamo una tensione ad altra frequenza lungo l'asse d (stimato). Se il sistema di riferimento stimato e quello reale non coincidono otterremo una tensione (da cui una corrente) lungo, appunto, l'asse q.

La tensione iniettata è una sinusoide per due motivi: è a media nulla (centrata in 0 V) e successivamente con il processo di eterodina può essere remoltiplicata per una sinusoide alla medesima frequenza per ottenere, aritmeticamente, una componente a frequenza nulla e una a frequenza doppia. Filtriamo poi la corrente ottenuta dall'iniezione di tensione dopo la demodulazione, per ottenere solo la componente a frequenza nulla (in continua) e mandarla in ingresso al PI. Notiamo la presenza di un filtro passa-alto per appunto estrarre, dalle correnti di fase ottenute dal motore, la componente ad altra frequenza.

4.2 Stimatore di posizione

Riportiamo uno schema dell'osservatore di posizione introdotto precedentemente per analizzarne la funzione di trasferimento:

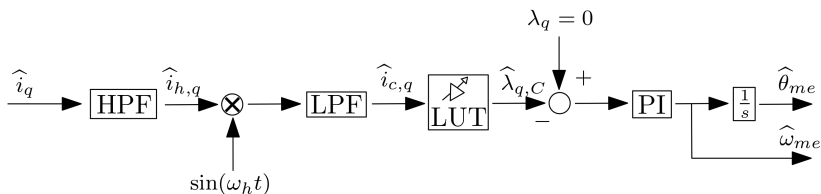


Figura 4.3. Schema dell'osservatore di posizione SLS.

La tecnica di stima SLS utilizza un segnale sinusoidale ad alta frequenza lungo l'asse stimato \hat{d} sovrapposta alla tensione generata dal riferimento di corrente. La tensione ad

alta frequenza che otteniamo è nella forma:

$$\widehat{u}_{h,d} = V_{HFI} \sin(\omega_h t) \quad (4.1)$$

con V_{HFI} e ω_h l'ampiezza e la pulsazione della sinusoidale iniettata. Siano come in precedenza $\widetilde{\theta}_{me} = \widehat{\theta}_{me} - \theta_{me}$ la stima di errore tra la posizione elettrica stimata $\widehat{\theta}_{me}$ e quella reale θ_{me} . Le correnti ad alta frequenza che otteniamo dall'iniezione della 4.1 sono:

$$\begin{aligned} \widehat{i}_{h,d} &= \frac{V_{HFI}}{\left(\omega_h (L_d L_q - L_{dq}^2)\right)} \cdot \left[L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\widetilde{\theta}_{me}) - L_{dq} \sin(2\widetilde{\theta}_{me}) \right] \sin(\omega_h t) \\ \widehat{i}_{h,q} &= \frac{V_{HFI}}{\left(\omega_h (L_d L_q - L_{dq}^2)\right)} \cdot \left[L_\Delta \cos(2\widetilde{\theta}_{me}) - L_{dq} \sin(2\widetilde{\theta}_{me}) \right] \sin(\omega_h t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

dove si è posto le induttanze $L_\Sigma \triangleq (L_d + L_q) / 2$ e $L_\Delta \triangleq (L_d - L_q) / 2$. Si ha poi che alle frequenze dell'iniezione il termine resistivo è molto più piccolo di quello induttivo, per cui viene omesso. Allo stesso modo il termine mozionale, dovuto alla rotazione del motore, è trascurato considerando che la tecnica SHS è utilizzata a velocità bassa o nulla del rotore.

La corrente di asse q , $\widehat{i}_{h,q}$, poi trasformata in flusso di asse q , $\widehat{\lambda}_{h,q}$, per mezzo di una look-up table, può essere usata per ottenere la posizione del rotore come schematizzato in figura 4.3.

Trascurando il contributo delle cross-induttanze in 4.2 e ridefinendo l'equazione si ottiene:

$$\widehat{i}_{h,q} = \frac{V_{HFI} L_\Sigma}{\omega_h L_d L_q} \sin(2\widetilde{\theta}_{me}) \sin(\omega_h t) \triangleq I_{h,q} \sin(\omega_h t) \quad (4.3)$$

Successivamente un filtro passa-alto è utilizzato per estrarre la componente alternata $\widehat{i}_{h,q}$ da i_q . Demoduliamo poi la componente in alta frequenza di asse q moltiplicando per una sinusoidale la componente filtrata della corrente:

$$\widehat{i}_{h,q} \cdot \sin(\omega_h t) = I_{h,q} \sin^2(\omega_h t) = \frac{I_{h,q}}{2} [1 - \cos(2\omega_h t)] \quad (4.4)$$

Con un filtro passa-basso andiamo a filtrare la componente al doppio della frequenza iniettata, rimanendo con la sola componente in continua e assumendo un errore di stima piccolo possiamo approssimare ulteriormente ottenendo:

$$\frac{I_{h,q}}{2} = \frac{V_{HFI} L_\Sigma}{2\omega_h L_d L_q} \sin(2\widetilde{\theta}_{me}) \approx \frac{V_{HFI} L_\Sigma}{\omega_h L_d L_q} \widetilde{\theta}_{me} \quad (4.5)$$

4.3 Analisi della funzione di trasferimento

Possiamo analizzare la funzione di trasferimento dell'osservatore di posizione per poterne ottenere banda passante e margine di fase come precedente trattato per la tecnica SHS nel capitolo 3. Partiamo dalle equazioni che costituiscono lo stimatore di posizione.

Osservando che le trasformate di sistema di riferimento sincrono/stazionario presenti nel sistema di controllo costituiscono una modulazione/demodulazione in se, si ha che

la funzione di trasferimento tra corrente iniettata, filtrata e demodolata e la posizione stimata è:

$$P_{OBS}(s) = \frac{I_{h,q}(s)}{\hat{\theta}_{me}(s)} = \frac{V_{HFI}L_{\Delta}}{\omega_h L_d L_q} F_{L_{PF}}(s) F_{H_{PF}}^{\Sigma}(s) \quad (4.6)$$

dove definiamo, a causa delle ulteriori modulazioni date dalle trasformate, la nuova funzione di trasferimento del filtro passa-alto (*H_{PF}* nello schema, in opposizione al filtro passa-basso, *L_{PF}*):

$$F_{H_{PF}}^{\Sigma}(s) = \frac{1}{2} (F_{H_{PF}}(s - j\omega_h) + F_{H_{PF}}(s + j\omega_h)) \quad (4.7)$$

Attraverso una look-up table possiamo poi ottenere il flusso demodolato andando semplicemente a modificare la funzione di trasferimento con un gain costante, rappresentate dell'effetto della lookup table sulla misura di corrente:

$$P_{OBS}^{FLUX}(s) = G_{I \rightarrow FLUX} \cdot P_{OBS}(s) \quad (4.8)$$

4.4 Design del regolatore

Partendo dalla funzione di trasferimento analizzata in precedenza possiamo progettare un regolatore. Riportiamo lo schema a blocchi di un eventuale controllo a catena chiusa in figura:

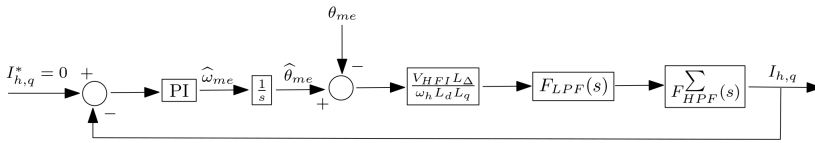


Figura 4.4. Schema a blocchi di un regolatore in catena chiusa per la tecnica SLS a bassa velocità.

La funzione di trasferimento a catena aperta ottenuta è la stessa precedentemente descritta con l'aggiunta di un integratore per ottenere la posizione dalla stima di velocità:

$$P(s) = \frac{V_{HFI}L_{\Delta}}{\omega_h L_d L_q s} F_{L_{PF}}(s) F_{H_{PF}}^{\Sigma}(s) G_{I \rightarrow FLUX} = \frac{P_{OBS}^{FLUX}(s)}{s} \quad (4.9)$$

Per il principio del modello interno, se consideriamo un disturbo a regime nella forma di un errore di posizione a rampa (si veda figura 4.4), si ha che un regolatore con due integratori è sufficiente a reiettare completamente il disturbo. Un integratore è già presente per derivare la posizione dalla velocità stimata, quindi un regolatore proporzionale-integrale è sufficiente a completare il modello interno e reiettare un errore di posizione.

Per calcolare i coefficienti del regolatore, senza passare per una complicata analisi della funzione di trasferimento a catena aperta, è possibile utilizzare il metodo di Bode. Per la progettazione di un controllore le seguenti condizioni devono essere soddisfatte:

$$\begin{aligned} |L(j\omega_{gc})| &= 1 \\ \pi + \arg(L(j\omega_{gc})) &= \phi_m \end{aligned} \quad (4.10)$$

con $L(s)$ la funzione di trasferimento a catena aperta del sistema regolato. Tali condizioni indicano che il regolatore PI deve aggiungere la necessaria fase e ampiezza mancante, alla pulsazione di attraversamento desiderata ω_{gc} . Calcoliamo la compensazione necessaria di ampiezza e fase con:

$$\begin{aligned}\Delta_{AMPIEZZA} &= 1/|P(j\omega_{gc})| \\ \Delta_{FASE} &= \phi_m - \pi - \angle P(j\omega_{gc})\end{aligned}\quad (4.11)$$

possiamo quindi calcolare i parametri del PI:

$$\begin{aligned}K_P &= \Delta_{AMPIEZZA} \cos(\Delta_{FASE}) \\ K_I &= -\omega_{gc} \cdot \Delta_{AMPIEZZA} \sin(\Delta_{FASE})\end{aligned}\quad (4.12)$$

Alternativamente può essere usato un metodo analitico simile a quello introdotto nella tecnica SHS ad alta velocità.

4.5 Demodulazione di flusso contro demodulazione di corrente

Come notiamo dai precedenti schemi (figura 4.3) si ha che andiamo a demodulare realmente il flusso ottenuto dalla corrente invece che la corrente direttamente. Passiamo quindi prima la corrente ad alta frequenza attraverso delle lookup-table (LUT) per ottenere la corrispondenza di flusso di rotore data dalla coppia di correnti misurate¹. Questo è fatto per minimizzare l'errore dato dalla saturazione dei circuiti magnetici del motore: utilizzando l'effettivo flusso di rotore e non le sue correnti andiamo ad annullare l'errore che si avrebbe se la corrispondenza flusso-corrente non fosse lineare (come è difatto realmente, dove, soprattutto alle alte correnti, si ha che la corrente tende a saturare e ottenere meno flusso di conseguenza).

Possiamo stimare l'errore di posizione (in steady-state) che si otterrebbe utilizzando la corrente, e non il flusso, con la seguente formula:

$$\Delta\theta_{me} = \frac{1}{2} \operatorname{atan} \left(\frac{2L_{dq}}{L_{dd} - L_{qq}} \right) \quad (4.13)$$

Dove L_{dq} è la cross-induttanza sincrona tra le due fasi.

Analizzando tale formula con le mappe di induttanza ottenute dal motore utilizzato nei test otteniamo (figura 4.5):

¹ Sarà quindi necessario aver prima caratterizzato il motore ottenendone delle mappe di flusso a partire dalle correnti.

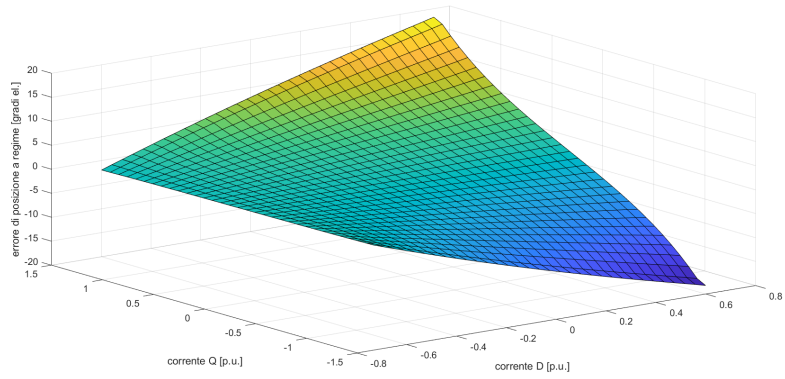


Figura 4.5. Errore di posizione (in steady-state) utilizzando la corrente demodulata, rispetto ai valori di corrente di fase.

STIME DI POSIZIONE: TECNICA DI SENSOR FUSION

Come precedentemente discusso le due tecniche di stima della posizione funzionano a velocità diverse e non possono essere implementate l'una al posto dell'altra per motivi tecnologici. La tecnica di stima ad alta velocità SHS si rende poco utile a bassa velocità dove la forza controelettrica è molto bassa rispetto al rumore del segnale, mentre la tecnica di stima SHS richiederebbe ad alta velocità un dispendio di tensione eccessiva, dovendo tenere attivo l'iniezione extra, che impedisce di raggiungere velocità e coppia nominale al motore.

La variabile che governa la transizione, impiego e scelta dei valori provenienti dalle due tecniche è una velocità meccanica "globale", o in seguito velocità di controllo ω_{CTRL} . Si ottiene tale velocità filtrando, con un filtro passa-basso, la velocità meccanica stimata dell'azionamento, in uscita da una delle due tecniche. In questo modo si ottiene una velocità poco erratica, in modo da impedire, soprattutto nei paraggi delle zone di transizione tra una tecnica e l'altra, uno scambio repentino tra le due stime ottenute.

5.1 Matrice dei guadagni e transizione tra le due tecniche

Le due tecniche di stima durante il funzionamento dell'algoritmo non vengono mai disattivate. Il loro funzionamento viene bypassato in favore dell'altra tecnica nei range di velocità in cui quel metodo di stima non è necessario.

Le due tecniche utilizzate danno costantemente, per ogni tempo di campionamento un output stima. Tale stima viene poi passata per un gain, compreso tra uno e zero, che decide la composizione della stima finale:

$$\begin{aligned}\theta_{me}^{CONTROL} &= \theta_{me}^{SLS} \cdot (1 - G) + \theta_{me}^{SHS} \cdot (G) \\ \omega_{me}^{CONTROL} &= \omega_{me}^{SLS} \cdot (1 - G) + \omega_{me}^{SHS} \cdot (G)\end{aligned}\tag{5.1}$$

Possiamo rappresentare in figura il valore del gain G utilizzato per la stima finale di posizione e velocità:

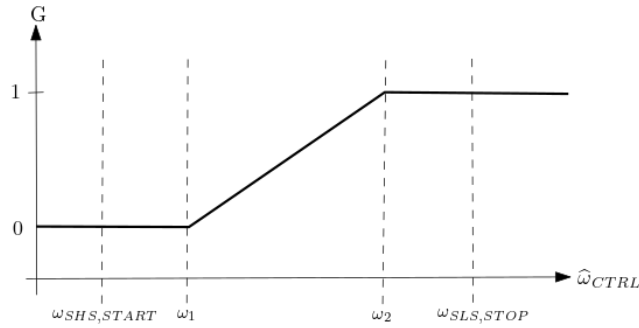


Figura 5.1. Definizione del gain per l'utilizzo delle stime di posizione in funzione della velocità di controllo.

Ricapitoliamo quanto spiegato in figura 5.1 con una tabella:

$$\hat{\theta}_{CTRL} = \begin{cases} \hat{\theta}_{SLS} & \hat{\omega} < \omega_1 \\ f(\hat{\theta}_{SLS}, \hat{\theta}_{SHS}) & \omega_1 < \hat{\omega} < \omega_2 \\ \hat{\theta}_{SHS} & \hat{\omega} > \omega_2 \end{cases}$$

La funzione di transizione per G da alto a basso è una semplice retta proporzionale alla velocità, scelta tale in favore della semplicità. Tale transizione è obbligatoria, non è possibile fare uno scambio immediato tra le due tecniche perché ottengono errori di stima di differente valore. Un eventuale scambio improvviso è equivalente ad un disturbo esterno di posizione a frequenza ben superiore alla banda passante di stima delle tecniche utilizzate, tarate per frequenze basse (nell'ordine di grandezza della decina di Hz).

Come possiamo notare da figura 5.1 abbiamo la presenza di $\omega_{SHS,START}$ e $\omega_{SLS,STOP}$. Se consideriamo il motore che accelera da $0rpm$ a velocità nominale esse rappresentano, rispettivamente, la velocità in cui la tecnica ad alta velocità, SHS, è attivata e la tecnica a bassa velocità, SLS, è disattivata. Chiariamo ulteriormente l'utilizzo delle due tecniche:

	$\hat{\omega}_{CTRL} < \omega_{SHS,START}$	$\omega_{SHS,START} < \hat{\omega}_{CTRL} < \omega_{SLS,STOP}$	$\hat{\omega}_{CTRL} > \omega_{SLS,STOP}$
SLS	ATTIVA	ATTIVA	BYPASS
SHS	BYPASS	ATTIVA	ATTIVA

Più precisamente per bypass intendiamo che la tecnica fornisce un output, ma il controllore implementato al suo interno è forzato a dare in uscita gli stessi valori stimati della tecnica attiva in quel momento. In tal modo possiamo mantenere correttamente inizializzati gli elementi di memoria, quali buffer e integratori, della tecnica bypassata. Tale accortezza permette una successiva attivazione delle tecniche bypassate che porta il loro errore di stima più rapidamente nella condizione di regime, non dovendo includere il tempo necessario per il corretto riempimento dei suoi elementi con memoria.

5.2 Gestione dell'iniezione nel range di velocità

L'iniezione di tensione in alta frequenza, oltre ad aggiungere un dispendio di tensione eccessivo e non necessario alle maggiori velocità (dove per alte velocità intendiamo sempre

più del 10% della velocità nominale), è deleterio per la stima della forza controelettromotrice attuata dalla tecnica SHS. Con l'iniezione attiva la misura di corrente è fortemente disturbata, avendo appunto una componente in alta frequenza sovrapposta alla normale componente di controllo. Per ovviare a questa situazione andiamo a disattivare appena possibile la tensione di iniezione ad alta frequenza, ovvero poco dopo la disattivazione della tecnica HFI.

Per facilitare la spiegazione possiamo immaginare il modulo di tensione iniettata in funzione di un gain, G_{HFI} che premoltiplica il valore di tensione scelto nella forma $V_{HFI} = G_{HFI} \cdot V_{HFI,ref}$. Illustriamo la definizione di G_{HFI} nella seguente immagine:

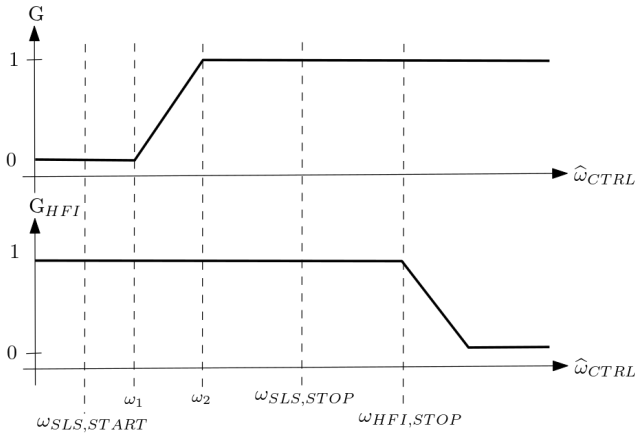


Figura 5.2. Definizione dell'intensità di iniezione in funzione della velocità di controllo.

La distanza tra la velocità di attivazione/disattivazione della tensione di iniezione e l'utilizzo della tecnica è individuata in figura 5.2 dalla differenza tra ω_2 e $\omega_{SLS,STOP}$.

Sia per esempio, supponendo l'azionamento stia accelerando, otteniamo:

- dopo $\omega_{SHS,START}$ cessiamo di bypassare la tecnica SHS, attivandone il controllo
- prima di ω_1 utilizziamo i valori di stima della tecnica SLS
- tra ω_1 e ω_2 cessiamo di utilizzare i valori di SLS in favore della stima SHS, ormai correttamente funzionante
- dopo $\omega_{SLS,STOP}$ bypassiamo la tecnica di stima SLS
- dopo $\omega_{HFI,STOP}$ azzeriamo la tensione iniettata ad alta frequenza

si ha quindi:

$$\omega_1 < \omega_2 < \omega_{SLS,STOP} < \omega_{HFI,STOP}$$

Tale differenza di valori in se è dovuta al filtraggio della velocità di controllo, che decide l'utilizzo o meno delle due tecniche. Il filtraggio della velocità utilizzata come velocità di controllo dell'azionamento ne implica un piccolo ritardo rispetto alla velocità effettiva del motore, motivo per cui ci dotiamo di una quantità ulteriore di velocità a fare da cuscinetto. In tale modo al momento dell'utilizzo della tecnica SLS l'iniezione di tensione risulta già attiva e pienamente funzionante.

Si ricava la velocità di controllo, ω_{CTRL} , dalla velocità stimata attraverso un filtro passabasso, quest'ultimo permette di ridurre la componente di variabilità che può avere la velocità stimata dalle due tecniche impiegate, componente deleteria se si vuole determinare una velocità dell'azionamento ai fini della transizione tra le due tecniche di stima.

La scelta della lentezza con cui portiamo a zero la tensione di iniezione dopo $\omega_{HFI,STOP}$ è dovuta all'influenza che ha l'iniezione sulla tecnica di stima ad alta velocità. Non si azzerava istantaneamente V_{HFI} perché questa tensione viene inevitabilmente rilevata dal controllore della tecnica SHS, progettato con una banda limitata. Azzerando istantaneamente l'iniezione si avrebbe una variazione a gradino dei valori in ingresso alla stima SHS, o al più una variazione dei valori in ingresso al controllore con una frequenza ben superiore a quella per cui è progettato, causandone una possibile instabilità e una successiva stima non corretta della posizione.

Come precedentemente citato alla disattivazione della tecnica SLS, o SHS, gli elementi con memoria presenti nell'algoritmo di stima sono mantenuti attivi inserendone opportunamente l'output dell'altra tecnica funzionante al momento.

5.3 Stima della corrente nel sistema di riferimento sincrono stimato

La corrente è misurata da due, o tre, sensori di corrente di fase che arrivano direttamente dal motore. La misura della corrente avviene nel sistema stazionario abc o $\alpha\beta$, sarà compito dell'algoritmo tradurre la misura di corrente nel sistema di riferimento sincrono al rotore, stimato.

Come precedentemente esposto la misura di posizione, e velocità, che esce dalla tecnica è unica, scelta tra quella più rilevante tra le due tecniche in funzione della velocità dell'azionamento. La conversione della misura di corrente nel sistema dq stimato è quindi lasciata all'infuori delle tecniche di stima, utilizzando semplicemente la posizione utilizzata globalmente e la misura di corrente nel sistema stazionario.

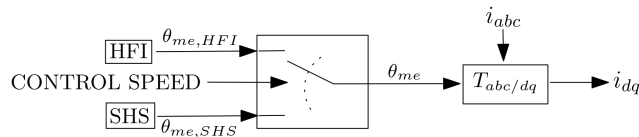


Figura 5.3. Schema della stima finale della corrente in dq a valle delle due tecniche di stima.

Notiamo dalla figura che non si ha un ritorno della corrente finale in dq rispetto alle tecniche di stima, questo perché ogni tecnica stima ulteriormente al suo interno la corrente in dq . Il motivo di ristimare la corrente nel sistema sincrono ulteriormente è perché nelle tecniche di stima, a differenza della stima finale, possono essere impiegati filtri numerici sulla misura di corrente per migliorare il comportamento della stima. La stima finale di corrente utilizza la pura corrente misurata senza ulteriori sofisticazioni.

RISULTATI SPERIMENTALI

6.1 *Setup utilizzato*

Per il test del motore si è utilizzata una configurazione dove due motori sono montati coassialmente e con versi di rotazione opposti. Nello specifico un motore è utilizzato per il funzionamento sensorless e l'altro agisce da carico controllandolo in riferimento di coppia.

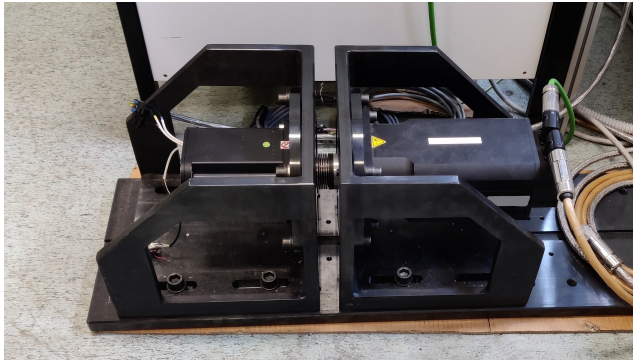


Figura 6.1. Setup sperimentale con motore utilizzato per i test della tecnica sensorless (sinistra) e motore da carico (destra).

Il motore controllato in funzionamento sensorless non è dotato di sensore di posizione, tuttavia il motore che agisce da carico ne è provvisto, permettendo di ottenere un confronto tra la misura reale del motore e quella stimata (a meno di laschi, trascurabili, nel giunto che connette i due motori).

Il sensore di posizione nel motore che agisce da carico non è dotato di tacca di zero, impedendone di conoscere la posizione assoluta del rotore. Non avendo inoltre implementato una tecnica di stima della posizione iniziale, prima di ogni prova, si procede ad un allineamento del motore attraverso una procedura di avviamento "I/f" (si veda [10]). Al termine della procedura di avviamento si azzerò il riferimento del sensore di posizione per ottenere un allineamento tra posizione di rotore e quella misurata dal sensore di posizione.

Si riportano di seguito i dati del motore sotto test, di cui alcuni sono riportati dai dati di targa e altri sono ottenuti attraverso una precedente caratterizzazione del motore.

resistenza di fase	$R = 3,03 \pm 10 \% \Omega$
induttanza apparente asse d	$L_d = 51 \text{ mH}$
induttanza apparente asse q	$L_q = 103 \text{ mH}$
flusso di magneti permanente	$\lambda_{PM} = 0.0923 \text{ Vs}$
coppie polari	$p = 4$
corrente nominale	$I_N = 6 \text{ A}$
tensione di bus	$V_{BUS} = 400 \text{ V}$
velocità meccanica nominale	$\omega_{m,N} = 4'000 \text{ rpm}$
coppia nominale	$\tau_N \approx 4 \text{ Nm}$
costante di coppia	$K_T \approx 0.7 \text{ Nm/A}_{rms}$
tensione ad alta frequenza iniettata	$V_{HFI} = 60 \text{ V}$

Riportiamo inoltre i valori di ω_{CTRL} utilizzati nelle successive prove per la gestione delle due tecniche di stima:

inizializzazione tecnica SHS	$\omega_{SHS,START} = 350 \text{ rpm}$
inizio transizione stime	$\omega_1 = 400 \text{ rpm}$
fine transizione stime	$\omega_2 = 600 \text{ rpm}$
bypass tecnica SLS	$\omega_{SLS,STOP} = 650 \text{ rpm}$
spegnimento tensione iniettata	$\omega_{HFI,STOP} = 600 \text{ rpm}$

6.2 Gradino di riferimento di velocità a vuoto nei range di velocità delle singole tecniche

Con il motore in funzionamento sensorless si procede a fornire un gradino di velocità di riferimento. La procedura è ripetuta a vuoto e a diversi range di velocità, questo perchè le diverse tecniche di stima utilizzate, avendo errori di stima e bande passanti di stima differenti, implicano diverse bande passanti dell'anello di velocità, in funzione del range di velocità utilizzato.

La banda passante dell'anello di velocità è tarata a 6Hz mentre la banda passante delle tecniche di stima di posizione è impostata a 60Hz per la tecnica SLS e 24Hz per la tecnica SHS, con margine di fase a 70°.

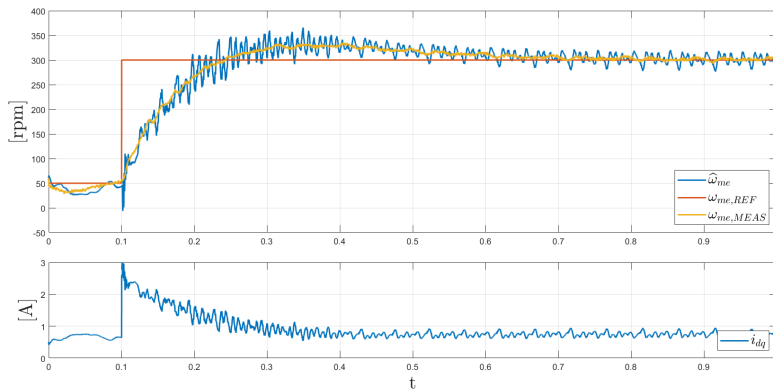


Figura 6.2. Gradino di velocità: 50-300rpm, carico nullo, tecnica di stima SLS. $B_p = 60\text{Hz}$, $m_\phi = 70^\circ$.

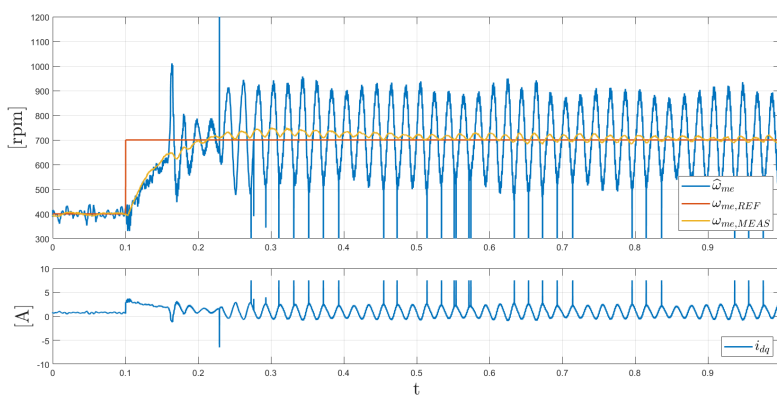


Figura 6.3. Gradino di velocità: 400-700rpm, carico nullo, zona di transizione tra le due tecniche. La transizione tra le due tecniche è lineare tra 400rpm e 600rpm, l'iniezione ad alta frequenza si azzerà tra 600rpm e 700rpm.

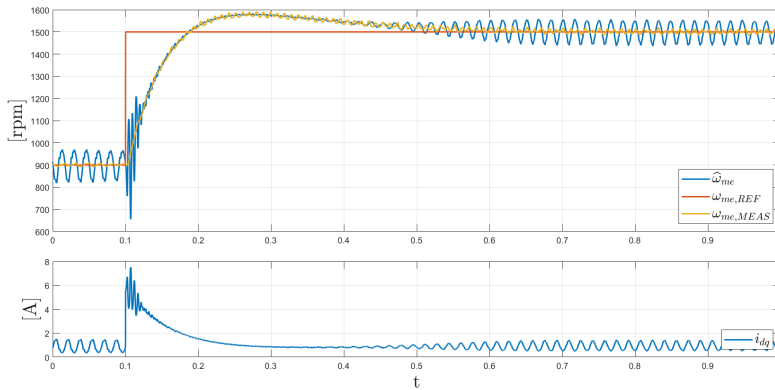


Figura 6.4. Gradino di velocità: 900-1500rpm, carico nullo, tecnica di stima SHS. $B_p = 24\text{Hz}$, $m_\phi = 70^\circ$.

Riportiamo nella seconda parte dei grafici anche il modulo della corrente di riferimento in ingresso all'algoritmo di MTPA per evidenziare eventuali saturazioni del regolatore PI di velocità. Si omette la saturazione del regolatore di corrente in quanto esso non satura nel funzionamento illustrato.

6.3 Prove a carico con gradino di coppia nei range di velocità delle singole tecniche

Riportiamo le prove con gradino di coppia di carico per valori di carico differenti. Il riferimento della coppia è fornito costante (coppia resistente, con verso di rotazione opposto a quello del motore sotto test), con variazione a gradino, mentre il riferimento di velocità è mantenuto costante.

Riportiamo nella seconda parte delle figure la coppia di carico stimata secondo i valori ottenuti dalla tecnica sensorless, non avendo a disposizione un effettivo torsionmetro montato tra i due motori.

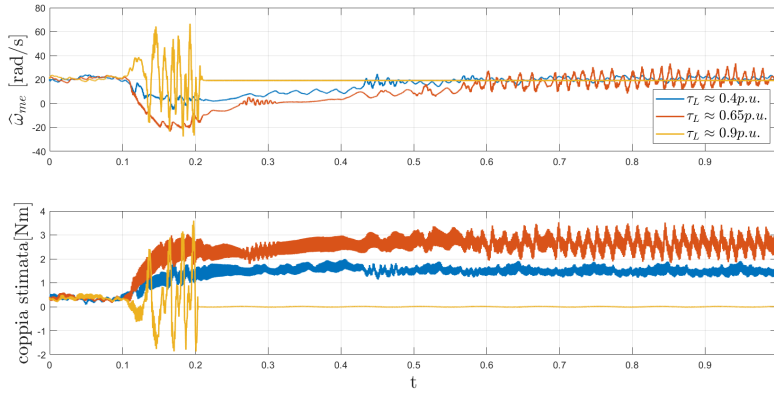


Figura 6.5. Gradino di coppia: @200rpm, tecnica di stima SLS. $B_p = 60\text{Hz}$, $m_\phi = 70^\circ$. Riportiamo il disallineamento completo della stima nel caso con coppia di carico più alta.

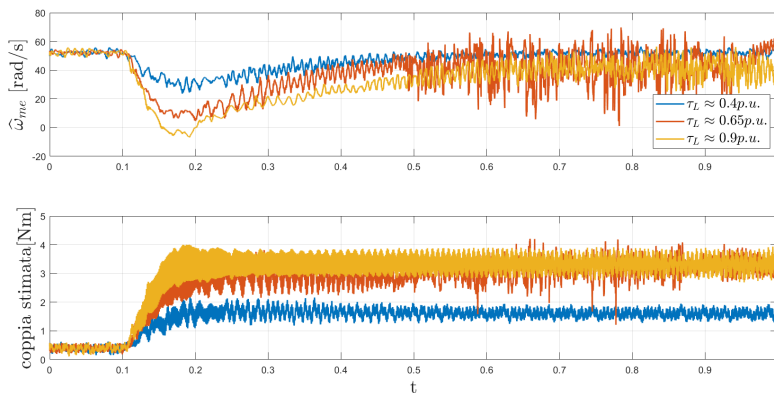


Figura 6.6. Gradino di coppia: @500rpm, zona di transizione tra le due tecniche.

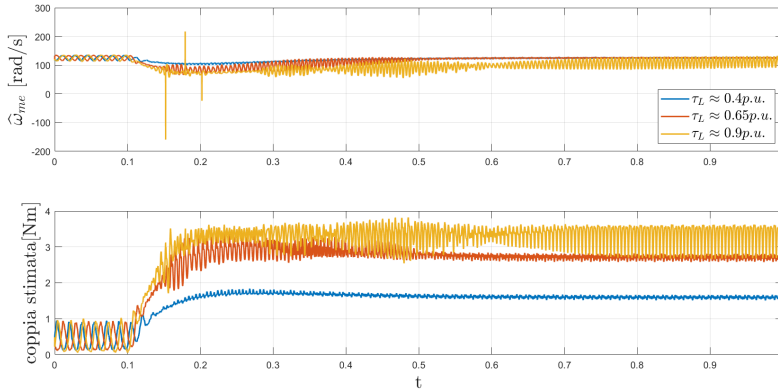


Figura 6.7. Gradino di coppia: @200rpm, tecnica di stima SHS. $B_p = 24\text{Hz}$, $m_\phi = 70^\circ$.

6.4 Errore di stima di posizione in condizioni di regime

Si riporta l'errore di stima di posizione dell'azionamento sensorless in condizioni di regime (con riferimento di velocità costante e transitori di velocità terminati), in funzione di diversi range di velocità. Osserviamo che la velocità dell'azionamento sensorless non è testata fino al nominale del motore stesso, questo è dovuto ad una velocità nominale del motore di carico inferiore a quella del motore di test.

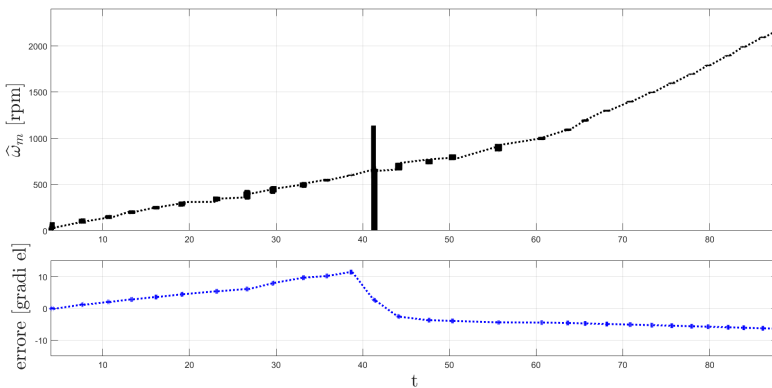


Figura 6.8. Errore di stima (medio in 0.5s) in funzione della velocità stimata in condizioni di regime. In tratto continuo si hanno dati misurati mentre in tratteggio l'interpolazione lineare tra i valori ottenuti.

Riportiamo che l'errore di stima di posizione ($\widehat{\theta}_{me} = \widehat{\theta}_{me} - \theta_{me}$) nella tecnica di stima SLS può essere sia mediamente positivo che mediamente negativo, riportato in figura è il caso con errore medio positivo. L'errore di stima della tecnica SHS è, invece, costantemente negativo.

In favore della chiarezza riportiamo ancora l'errore di stima a regime evidenziando quale delle due tecniche di stima è utilizzata localmente e il valore della tensione ad alta frequenza iniettata:

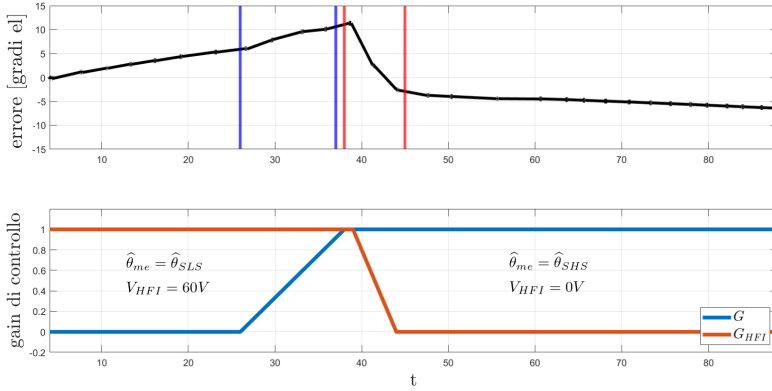


Figura 6.9. Errore di stima (medio) in funzione della tecnica usata in condizioni di regime. Evidenziata tra barre lu la zona di transizione tra le due tecniche, evidenziata tra barre rosse la zona di disattivazione della tensione iniettata.

6.5 Stima della BEMF a regime a diverse velocità

Riportiamo la stima della forza controelettromotrice data dalla tecnica SLS in due regimi di velocità diversa per sottolineare l'azione di disturbo che ha l'iniezione di segnali ad alta frequenza:

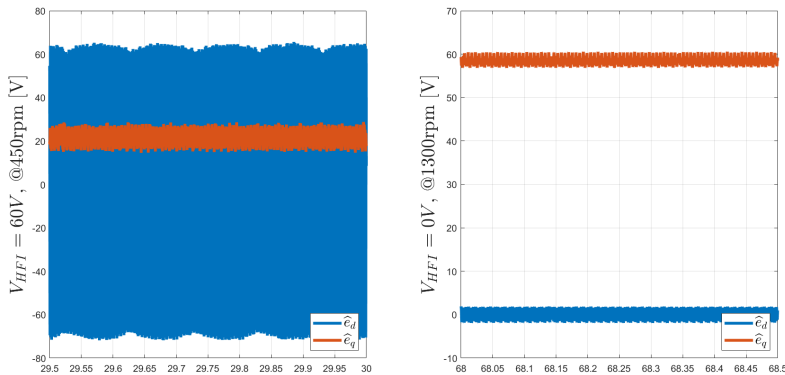


Figura 6.10. Stima della BEMF data dalla tecnica SLS in due regimi di velocità differenti, rispettivamente con iniezione di tensione ad alta frequenza attiva e disattiva.

Si segnala la presenza della tensione ad alta frequenza all'interno della stima di forza controlettromotrice, attuata nella tecnica SHS. Una volta portata a convergenza la stima del controllore SHS si ha che il range di valori della tensione \widehat{e}_d è influenzato dal rumore di misura e indipendente dalla velocità dell'azionamento. Diversamente si ha che, per come è definita, la stima \widehat{e}_q è proporzionale alla velocità dell'azionamento.

6.6 Derating della banda passante di stima della tecnica SHS

A causa della sensibilità al rumore di misura è necessario attuare un derating della banda passante di stima di posizione nella tecnica SLS. Si attua tale derating riducendo la parte proporzionale all'errore in ingresso al controllore SHS, il quale ne causa una necessaria riduzione della banda passante di stima della posizione.

Indichiamo per banda passante di stima delle tecniche illustrate quella usata per il progetto del regolatore da esse utilizzato, non si è poi attuata una verifica sperimentale dell'effettiva banda passante reale della stima di posizione.

Riportiamo prove a gradino di riferimento di velocità con diverse bande passanti di progetto per la stima di posizione:

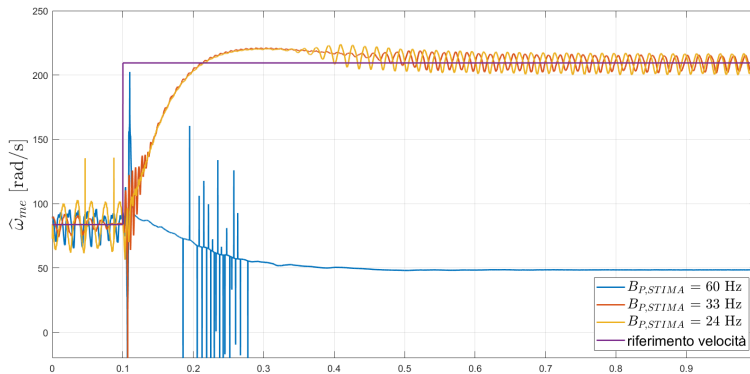


Figura 6.11. Gradino di velocità con diverse bande passanti di stima. Nel caso in cui la velocità di stima a regime ha andamento lineare ed è nettamente inferiore a quella di riferimento si ha avuto un disallineamento eccessivo della stima di posizione e conseguente arresto d'emergenza dell'azionamento.

6.7 Gradino di velocità di riferimento nel range tra le tecniche di stima

Riportiamo una prova con riferimento di velocità a gradino con diverse coppie di carico. Il riferimento di velocità nel suo range include il solo utilizzo della tecnica di stima SLS, la transizione tra le due e la sola tecnica SHS tutto in funzione di diversi valori di derating della tecnica ad alta velocità:

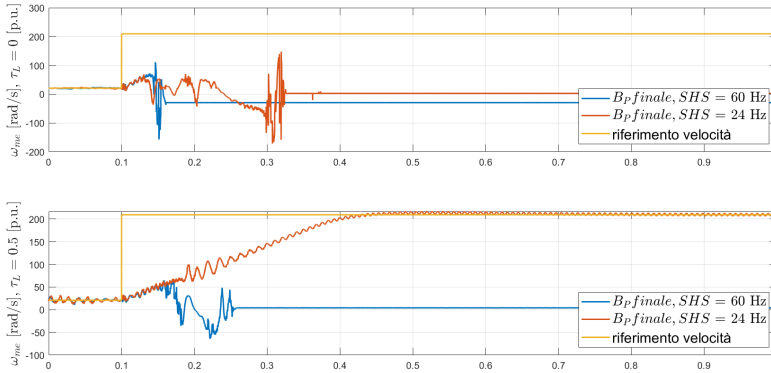


Figura 6.12. Gradino di velocità con diverse bande passanti di stima e diverse coppie di carico. Nel caso in cui si ha una velocità stimata nettamente inferiore e costante si ha avuto un completo disallineamento della stima.

In particolare la banda passante di stima evidenziata è quella finale della tecnica di stima SHS, dove per finale intendiamo la sua banda passante in presenza di sola tecnica SHS e nessuna iniezione di segnali presente, relativa al funzionamento SLS.

In presenza di iniezione di tensione ad alta frequenza si pone un ulteriore derating della tecnica di stima SHS, proporzionale alla tensione inietta, che va a sommarsi al derating finale della stima ad alta velocità. Evidenziamo nella figura successiva l'andamento della banda passante di progetto delle tecniche di stima in funzione della velocità:

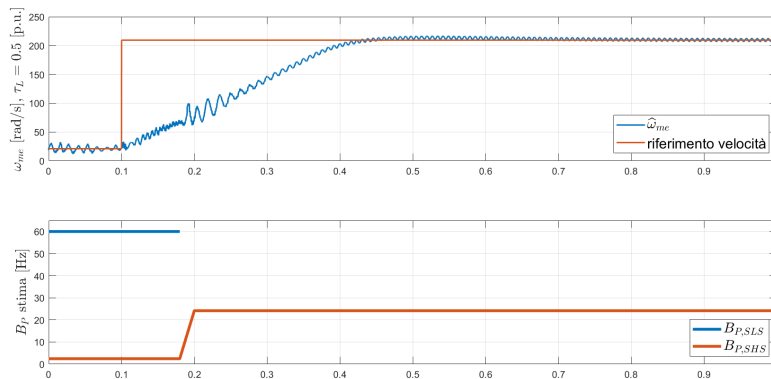


Figura 6.13. Prova a gradino di velocità e carico non nullo che evidenzia nella seconda parte del grafico il derating attuato alla tecnica di stima SHS per permetterne il funzionamento.

Dalla figura si nota la tecnica di stima a bassa velocità non è influenzata nel suo funzionamento, permettendone un utilizzo a piena banda passante, senza attuarne derating. Al contrario, a causa della sua sensibilità al rumore e, specialmente, alla tensione iniettata

a bassa velocità, la tecnica SHS subisce un derating della sua banda passante di stima della posizione.

Non si fanno assunzioni sulla banda passante totale dell'azionamento nella zona di transizione tra le due tecniche.

6.8 Comportamento a rampa di velocità di riferimento

Riportiamo il comportamento dell'azionamento in range completo di velocità con diverse rampe di velocità e diversi valori di coppia di carico.

I dati degli stimatori di velocità sono quelli finalizzati a $B_{P,SLS} = 60\text{Hz}$ e, a meno del derating causa dell'iniezione di segnale, $B_{P,SHSFINALE} = 24\text{Hz}$, entrambi settati a $m_\phi = 70^\circ$.

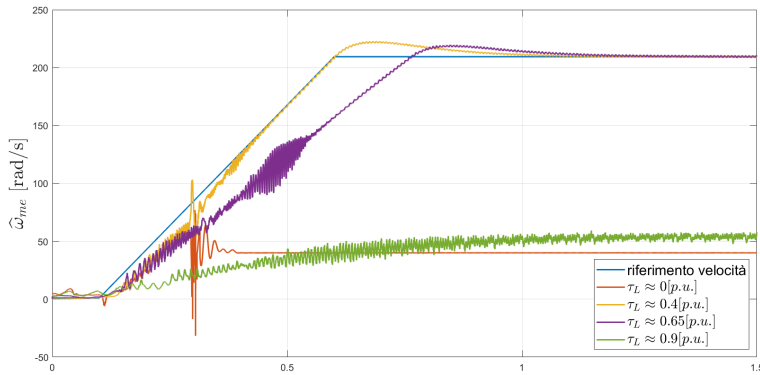


Figura 6.14. Prova a rampa di velocità di riferimento con diversi valori di carico. Riportiamo il disallineamento totale della tecnica di stima nel caso a carico nullo.

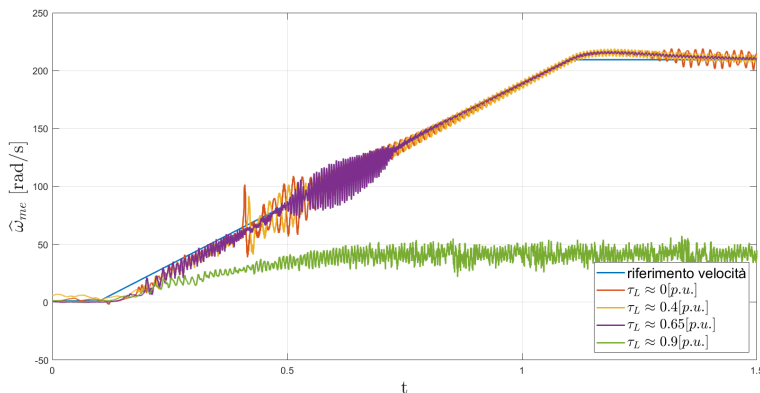


Figura 6.15. Prova a rampa di velocità di riferimento con diversi valori di carico.

DISCUSSIONE DEI RISULTATI OTTENUTI

7.1 *Funzionamento a bassa velocità, tecnica SLS*

Come possiamo notare dalle prove a gradino di velocità e gradino di coppia di carico, figure 6.2 e 6.5 rispettivamente, si ha che l'azionamento è funzionante in bassa velocità con la sola tecnica di stima SLS attiva.

Non avendo implementato una stima della posizione iniziale si ha che l'angolo elettrico iniziale del rotore è fornito all'azionamento attraverso il sensore di posizione montato sul motore che agisce da carico. Tuttavia una volta attivato il controllo sensorless a velocità non nulla, dove la posizione utilizzata dal controllo è esclusivamente quella stimata, si ha che è possibile portare il motore a velocità nulla, fermando quindi il rotore, ottenendo che la tecnica di stima mantiene la posizione, costante, corretta (a meno del suo errore di stima). La tecnica di stima SLS è quindi adatta sia al funzionamento in controllo di velocità (entro il range in cui è attiva) che nel caso di rotore fermo.

7.1.1 *Compromesso tra tensione iniettata e coppia nominale*

In tutte le prove presentate si è utilizzata un modulo di tensione iniettata ad alta frequenza di 60 volt. Tale valore è scelto empiricamente: una tensione inferiore ottiene un errore di stima maggiore nei transitori di velocità mentre una tensione maggiore limita ulteriormente la coppia massima raggiungibile dall'azionamento in funzionamento a bassa velocità.

Sperimentalmente possiamo osservare come dalle prove con coppia di carico di figure 6.5, 6.14 e 6.15 che con un carico, stimato, di $0.97N$ l'azionamento non è in grado di raggiungere la velocità massima (6.14 e 6.15) né di reiettare un gradino di coppia di tale intensità. Questo è dovuto al compromesso necessario per il funzionamento a bassa velocità: eccitiamo la salienza magnetica del motore sovrapponendo alla tensione di controllo un'ulteriore tensione, andando a ridurre la massima tensione disponibile all'azionamento per la generazione di coppia.

Ulteriormente si può constatare da prove precedenti che in caso di un funzionamento con poca dinamicità, ovvero con transitori di velocità e coppia con frequenza limitata: almeno 10 volte inferiore alla banda passante di velocità, è possibile una riduzione del modulo della tensione iniettata, ottenendo comunque una stima corretta della posizione elettromeccanica.

Da ulteriori test eseguiti, non riportati nel precedente capitolo, in caso di regime di velocità non si è riscontrata alcuna correlazione tra errore di posizione e modulo della tensione iniettata.

7.2 Funzionamento ad alta velocità, tecnica SHS

Superata una velocità di progetto definita empiricamente intorno a $10\% \omega_{m,N}$, grazie all'intensità maggiore delle grandezze misurate (superiori di almeno 5 volte al rumore di fondo dei sensori utilizzati) si può utilizzare la tecnica di stima SHS, basata sulla stima della forza controelettromotrice, definita essa sincrona al sistema di riferimento sincrono di rotore.

Similmente alla tecnica SLS si ha un corretto funzionamento in controllo di velocità, figura 6.4, e una robustezza ai gradini di coppia, figura 6.7. Notiamo inoltre che, avendo solo attive le tensioni di controllo dell'azionamento, è possibile reiettare e quindi raggiungere coppie fino al 90% (stimato) di τ_N .

Non si riportano prove con coppia di carico superiore perchè l'azionamento sensorless non è stato in grado di sostenerle. Si consideri un errore di stima di posizione non nullo dato dalla tecnica utilizzata: si ha che non è teoricamente possibile raggiungere la coppia nominale. Un errore di posizione stimata, che sperimentalmente è verificato presente in entrambe le tecniche, impedisce una corretta trasformazione della terna di corrente misurata, i_{abc} , nella coppia di correnti sincrone i_{dq} . Si ottiene realmente un valore errato in modulo di i_d e i_q , o meglio un'impossibilità di attuare un controllo in orientamento di campo corretto e un'effettiva perdita di efficienza. Tale perdita di efficienza è relativa all'errore di posizione stimata, maggiore l'errore di stima e minore sarà la coppia nominale reale del motore.

7.2.1 Sensibilità al rumore di misura

La stima della forza controelettromotrice attuata dalla tecnica SHS ad alta velocità si fonda sulla misura di corrente dell'azionamento e sui riferimenti di tensione in ingresso al controllo (questi ultimi utilizzati in assenza di un'effettiva misura delle tensioni). Eventuali errori di misura, disturbi dei sensori e ritardi nelle misure ottenute vanno ad influenzare direttamente la stima \hat{e}_d ed \hat{e}_q , e da essa necessariamente ne è influenzata la stima $\hat{\theta}_{me}$. Si deduce pertanto che la tecnica SHS è particolarmente sensibile ai rumori e alle deviazioni presenti nelle misure di corrente.

Esattamente per la sensibilità ai disturbi esterni si ha che nel range di velocità in cui è presente l'iniezione ad alta frequenza attiva siamo costretti a ridurre, notevolmente, la banda passante di progetto del PLL utilizzato nella tecnica SHS (si veda figura 6.12). A sua volta, in funzionamento ad alta velocità senza iniezione attiva, aggiungiamo come non si è riusciti a raggiungere la stessa banda passante di stima della tecnica SLS, posta a 60Hz di progetto, a causa di rumori di misura intrinseci nell'azionamento.

7.3 Funzionamento in zona di transizione tra le due tecniche di stima

Come possiamo osservare dalle prove con gradino di riferimento di velocità e con gradino di coppia di figure 6.3 e 6.6 si ha che la transizione tra le due tecniche funziona correttamente.

Notiamo tuttavia dalle prove a rampa di velocità in full range di figura 6.14 che, con carico nullo e rampa di velocità a frequenza vicina alla banda passante dell'anello di velocità (si noti a tal proposito l'incapacità di inseguire il riferimento con $\tau_L \approx 0.9p.u., a$

differenza del caso in figura 6.15, con una rampa più lunga nel tempo), che l'azionamento non ha completato la transizione da tecnica SLS a SHS, bensì nella zona di transizione delle due si ha avuto un disallineamento completo della posizione stimata e un conseguente arresto del motore. Questo è dovuto al fatto che con carico nullo si hanno piccoli moduli della corrente di controllo misurata (al netto di quella ottenuta dall'iniezione) e bassi valori di tensione di riferimento, entrambe grandezze in ingresso alla tecnica SHS. La tecnica SHS pertanto, nonostante sia inizializzata correttamente a 350rpm, prima della transizione, non è in grado di portare a regime il suo controllore in tempo adeguato, ottenendo una stima di posizione non corretta. Si avrà pertanto una stima SLS corretta, una stima SHS insensata e la transizione tra le due risulta inadeguata al funzionamento dell'azionamento, fallendo completamente il controllo in orientamento di campo.

7.3.1 Conflitto tra le tecniche di stima, derating tecnica SHS

Per aiutare il controllore SHS a portare a regime la sua stima sarebbe adeguato aumentare il termine proporzionale dell'errore in ingresso ad esso. Tuttavia, a causa della sensibilità della tecnica SHS al rumore e in particolare all'iniezione ad alta frequenza, si ha che è esattamente il termine proporzionale che andiamo a diminuire per rendere più robusta la tecnica.

La coesistenza di SLS e SHS implica un compromesso tra modulo della tensione iniettata in SLS e banda passante di stima in SHS che ci induce, in questo caso, ad attuare un derating delle performance nella tecnica SHS. Alternativamente si sarebbe potuto procedere diminuendo il modulo della tensione iniettata a bassa velocità, riducendo le performance in bassa velocità in favore di quelle ad alta velocità.

Per dare un esempio dell'influenza dell'iniezione ad alta frequenza sulla stima ad alta velocità, ovvero del conflitto tra le due tecniche, si prenda figura 6.10 riportante la stima \hat{e}_d in presenza di iniezione (450rpm) e senza (1300rpm). Notiamo che \hat{e}_d è mediamente nulla, come imposto dal normale funzionamento del controllore SHS, ma nel caso con iniezione attiva ritroviamo come valore stimato tutta la tensione iniettata, ovvero la stima \hat{e}_d è mediamente nulla ma con ampiezza che varia di $\pm V_{HFI}$.

La stima di forza controelettrica di asse d è successivamente l'ingresso del controllore SHS, che stimerà la velocità dell'azionamento e da essa la posizione. Mantenendo lo stesso coefficiente proporzionale del controllore PI al suo interno (figura 3.2), sia in presenza di iniezione che senza, si avrà che la velocità stimata presenta, proporzionalmente, la stessa oscillazione di \hat{e}_d in ingresso, e da essa ne consegue a sua volta una stima di posizione eccessivamente oscillante. Mitighiamo tale comportamento oscillatorio riducendo il coefficiente proporzionale del controllore SHS, in funzione dell'intensità della tensione iniettata V_{HFI} .

7.4 Controllo di velocità

L'azionamento, controllato con la tecnica sensorless presentata, si presta ad un controllo di velocità a catena chiusa, come presentato nelle prove di figure 6.14 e 6.15. Tuttavia non è possibile raggiungere coppia nominale, a causa dell'errore intrinseco nella stima di posizione, che riduce l'efficienza (o identicamente la coppia massima) dell'azionamento.

7.5 Errore di stima nell'intero range di velocità

In figura 6.8 e 6.9 osserviamo l'andamento dell'errore di stima (medio) in condizioni di regime. In entrambe le tecniche di stima possiamo osservare come l'errore di stima aumenta all'aumentare della velocità del motore, sebbene con proporzionalità diverse in base alla tecnica.

Evidenziamo in particolare l'errore di stima positivo nel caso di tecnica SLS, che tuttavia può presentarsi anche negativo. Questo è dato dall'inizializzazione della posizione iniziale da cui la tecnica SLS inizia: corrispondente a tale posizione iniziale, con un suo intrinseco errore positivo o negativo, sarà poi prodotta un'iniezione di tensione attorno a tale riferimento. La tecnica SLS poi manterrà costante, a meno del suo errore di stima, tale anticipo o ritardo sulla stima iniziale. L'errore a regime in stima SLS può cambiare di segno in caso di transitori molto rapidi rispetto alla banda passante di stima di posizione (di coppia o velocità).

Nella tecnica SHS invece si ha l'errore costantemente negativo. Questo è dovuto al ritardo intrinseco tra la stima di posizione (derivante dalle misure di corrente e riferimenti di tensione ottenuti al passo precedente) e la posizione effettiva del motore. Tale errore può essere di fatto ridotto con tecniche di feedforward della posizione stimata, qui non discusse.

Il caso con errore SLS positivo è tuttavia molto utile per osservare la transizione dell'errore tra le due tecniche di stima: analizzando figura 6.9 osserviamo la transizione tra le due tecniche di stima evidenziata tra due bande blu, tra le bande rosse invece si ha la zona, riferita alla velocità dell'azionamento, in cui andiamo ad eliminare la tensione V_{HFI} . Possiamo osservare chiaramente come la transizione tra i due errori di stima tuttavia non avviene nella zona in cui scambiamo l'utilizzo delle due tecniche, come ci si potrebbe aspettare, bensì si ha un'effettiva transizione tra $\tilde{\theta}_{me,SLS}$ e $\tilde{\theta}_{me,SHS}$ nella zona dove andiamo a spegnere la tensione iniettata.

Il fenomeno precedentemente descritto è ancora un effetto del conflitto tra le due tecniche: la tensione iniettata dalla tecnica SLS forza una stima di posizione nella tecnica SHS. Questo si ha perchè, come notiamo dalla figura 6.10, la tensione iniettata viene completamente rilevata dalla tecnica SHS, spostandone la stima di \hat{e}_d . Più precisamente l'iniezione della tensione V_{HFI} è a media nulla, ma risulta a media nulla lungo l'asse d stimato nella tecnica SLS, la posizione di tale asse viene forzata attraverso l'iniezione anche alla tecnica SHS, che lo rileva in \hat{e}_d e lo trasferisce successivamente in $\hat{\theta}_{me,SHS}$. Solo alla rimozione della tensione iniettata si avrà che la tecnica SHS è libera di stimare il proprio asse sincrono \hat{d} .

Si ha inoltre, che nella fase tra ω_1 e $\omega_{HFI,STOP}$ (figura 5.2), all'avvenuta transizione tra le due tecniche e al solo utilizzo di SHS, l'errore aumenterà ulteriormente oltre a quello singolarmente prodotto dalle due tecniche isolate. Questo avviene perchè la tecnica SHS stima il proprio asse \hat{d}_{SHS} con le misure in ingresso che, disturbate da SLS, lo forzano sovrapposto al precedente \hat{d}_{SLS} . Avremo quindi, nella zona in cui si utilizza la stima di posizione proveniente da SHS ed è attiva l'iniezione ad alta frequenza necessaria per SLS, che la tecnica SHS stima, sopra al precedente asse \hat{d}_{SLS} , il proprio asse \hat{d}_{SLS} , aggiungendo quindi al precedente errore di stima $\tilde{\theta}_{SLS}$ il proprio errore $\tilde{\theta}_{SHS}$.

Si ha, ricapitolando, che nella zona di transizione tra le due tecniche, con V_{HFI} attivo, risultano in θ_{me} errori di entrambe le tecniche.

CONCLUSIONI

Si osserva dalle prove sperimentali come l'azionamento con il controllo sensorless proposto è funzionale ad un controllo di velocità e robusto a disturbi di coppia esterni.

Come citato il vantaggio ottenuto dalla tecnica è la possibilità di rimuovere completamente il sensore di posizione e controllare il motore con i soli dati provenienti dai sensori di corrente e dai riferimenti di tensione in uscita dal controllo del motore.

Tuttavia si osservano dalle prove ottenute alcuni punti deboli della tecnica. In primo luogo si sottolinea il conflitto tra le due tecniche nella zona in cui entrambe sono attive: la tecnica SLS crea un disturbo che la tecnica SHS riceve, causando una perdita di performance dell'ultima in termini di banda passante di stima della posizione. A causa del conflitto tra le due tecniche, e in primo luogo per via della bassa banda passante delle stime di posizione in generale, l'azionamento non è adatto ad applicazioni con elevata dinamicità dell'anello di posizione o di coppia.

Si esclude inoltre un funzionamento in controllo di posizione, non considerato nelle precedenti trattazioni, a causa dell'intrinseco errore di posizionamento, anche a velocità nulla, dell'azionamento.

Il funzionamento ideale dell'azionamento così proposto è individuabile in condizioni dove la coppia di carico è intorno a $80\% \tau_N$. Si cita un tale valore perchè con coppie inferiori si hanno grandezze di controllo, quali correnti misurate e tensioni, che possono risultare troppo piccole per una corretta stima della posizione, soprattutto nella tecnica SHS. Non è consigliabile invece un funzionamento a coppia superiore perchè l'intrinseco errore di stima della posizione, e l'iniezione a bassa velocità, porta ad una riduzione dell'efficienza del motore in termini di massima coppia.

BIBLIOGRAFIA

1. Lezioni del prof. Mauro Zigliotto (Unipd)
2. J. Agrawal and S. Bodkhe, "Low speed sensorless control of PMSM drive using high frequency signal injection," 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, India, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/INDICON.2015.7443383.
3. R. Antonello, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Benefits of Direct Phase Voltage Measurement in the Rotor Initial Position Detection for Permanent-Magnet Motor Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 11, pp. 6719-6726, Nov. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2448514.
4. M. Carraro, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Estimation of the direct-axis inductance in PM synchronous motor drives at standstill," 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Cape Town, South Africa, 2013, pp. 313-318, doi: 10.1109/ICIT.2013.6505691.
5. A. Yousefi-Talouki, P. Pescetto, G. Pellegrino and I. Boldea, "Combined Active Flux and High-Frequency Injection Methods for Sensorless Direct-Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Machines," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 3, pp. 2447-2457, March 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2697209.
6. I. Boldea, M. C. Paicu, G. D. Andreescu and F. Blaabjerg, "'Active flux" orientation vector sensorless control of IPMSM," 2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Brasov, Romania, 2008, pp. 161-168, doi: 10.1109/OPTIM.2008.4602404.
7. I. Boldea, M. C. Paicu and G. -D. Andreescu, "Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2612-2618, Sept. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2002394.
8. Hao Zhu, Xi Xiao and Yongdong Li, "A simplified high frequency injection method for PMSM sensorless control," 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009, pp. 401-405, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157420.
9. L. Ortombina, D. Pasqualotto, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Comprehensive Analysis and Design of a Pulsating Signal Injection-Based Position Observer for Sensorless Synchronous Motor Drives," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 2, pp. 1925-1934, April 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3053467.
10. Z. Wang, K. Lu and F. Blaabjerg, "A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensorless Control of PMSM," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 8, pp. 3817-3825, Aug. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2186464.

