

## UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI SISTEMI INDUSTRIALI  
CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA MECCATRONICA

---

### *TESI DI LAUREA TRIENNALE*

# Effetti della sensitività parametrica nelle prestazioni di azionamenti sensorless con motore PMSM

*Relatore:* Prof. Mauro Zigliotto

*Correlatore:* Dott. Fabio Tinazzi

*Laureando:* Riccardo Caliaro  
1047793-IMC

ANNO ACCADEMICO: 2014-15



## SOMMARIO

---

Negli azionamenti elettrici con motore *Permanent Magnet (PM)* il controllo vettoriale di corrente richiede la conoscenza della posizione del rotore. Generalmente questa è determinata da un trasduttore meccanico che, tuttavia, comporta un aumento del costo e una riduzione dell'affidabilità dell'azionamento.

L'eliminazione del sensore di posizione risulta una soluzione vantaggiosa, ma richiede la presenza di un algoritmo in grado di stimare la posizione e la velocità del rotore. Gli azionamenti privi di trasduttore meccanico di posizione, detti *sensorless*, sono oggetto di studio da diversi anni e numerosi metodi di stima sono stati proposti.

Le tecniche di controllo per tali azionamenti, dette *sensorless*, possono essere diversificate in base ai segnali utilizzati per la stima della posizione. Per le operazioni a bassa velocità o a rotore fermo si utilizzano tecniche basate sull'iniezione nel motore di segnali ad alta frequenza. Per un funzionamento ad alta velocità, invece, sono state sviluppate tecniche alla frequenza elettrica fondamentale, dette anche *model-based*.

In questo lavoro saranno esposti i principi di funzionamento di entrambe le tipologie di tecniche *sensorless*, cercando di evidenziare punti di forza e di debolezza dei relativi algoritmi di stima. Per le tecniche ad alta frequenza verranno presentati i due metodi di eccitazione attualmente esistenti, cioè l'iniezione continua e l'iniezione impulsiva. Verrà inoltre presentato il processo di elaborazione dei segnali coinvolti nella stima della posizione, al fine di evidenziare i termini più sensibili ai disturbi. Per le tecniche alla frequenza fondamentale, invece, verrà descritta la struttura generale di uno stimatore. Saranno poi presentate le principali tipologie di osservatori dello stato disponibili in letteratura, cercando di evidenziarne le peculiarità.

Verranno descritte le cause alla base della comparsa di errori nella catena di controllo e quindi della posizione stimata. Si farà particolare attenzione ai modelli proposti in letteratura per caratterizzare le non idealità presenti nell'azionamento.

A partire da ciò si analizzeranno in dettaglio gli effetti della sensitività parametrica delle due tipologie di tecniche *sensorless* rispetto a variazioni sia delle grandezze elettriche sia dei parametri tipici del motore. L'analisi degli errori introdotti nella posizione verrà effettuata analiticamente, supportata da risultati simulati e sperimentali disponibili in letteratura.

L'obiettivo di questo lavoro è far emergere gli elementi chiave per una valutazione critica dei fattori che influenzano le prestazioni di una tecnica di controllo *sensorless*.



## RINGRAZIAMENTI

---

Desidero ricordare coloro che mi hanno aiutato nella stesura di questo lavoro. Ringrazio innanzitutto il Prof.re Mauro Zigliotto e il Dott.re Fabio Tinazzi per la grande disponibilità e gentilezza. Un ringraziamento particolare va alla mia famiglia e alla mia fidanzata per l'incoraggiamento e la pazienza.



## INDICE

---

1	INTRODUZIONE	1
1.1	Stato attuale degli azionamenti elettrici	1
1.2	Il controllo degli azionamenti elettrici	2
1.3	Controllo sensorless per azionamenti con motore PM	2
1.4	Fattori di errore nella stima della posizione del rotore	4
2	TECNICHE DI CONTROLLO SENSORLESS	5
2.1	Stato attuale delle tecniche Sensorless	5
2.2	Tecniche ad iniezione di segnali ad alta frequenza	8
2.2.1	Modello ad alta frequenza per tecniche di controllo sensorless	8
2.2.2	Iniezione continua di segnali sinusoidali	10
2.2.3	Iniezione discontinua di segnali impulsivi	12
2.2.4	Elaborazione dei segnali <i>High Frequency (HF)</i>	13
2.3	Tecniche basate sui segnali alla frequenza elettrica fondamentale	16
2.3.1	Cenni sui modelli elettro-meccanici dei motori PM per azionamenti <i>sensorless</i>	17
2.3.2	Generalità sui sistemi <i>Model Reference Adaptive System (MRAS)</i>	18
2.3.3	Osservatori di ordine ridotto	19
2.3.4	Osservatori di ordine completo	21
2.3.5	Estrazione della posizione e della velocità	23
3	SENSITIVITÀ PARAMETRICA NEGLI AZIONAMENTI SENSORLESS	25
3.1	Principali fattori di errore nelle tecniche sensorless	25
3.1.1	Non idealità dell'inverter	26
3.1.2	Problemi nella catena di misurazione della corrente	29
3.1.3	Variazioni della resistenza e induttanza di statore	30
3.2	Effetti nelle tecniche sensorless HF	32
3.2.1	Effetti delle non idealità dell'inverter	33
3.2.2	Effetti degli errori nella catena di misurazione della corrente	36
3.3	Effetti nei sensorless alla frequenza fondamentale	37
3.3.1	Effetti delle non idealità dell'inverter	38
3.3.2	Effetti degli errori nella catena di misurazione della corrente	42
3.3.3	Effetti delle variazioni parametriche	45
	Conclusioni	51
	Sviluppi futuri	52

viii INDICE

BIBLIOGRAFIA 55



## ELENCO DELLE FIGURE

---

- Figura 1.1 Schema a blocchi generale di un azionamento a controllo vettoriale *sensorless*. Figura tratta da [4]. 3
- Figura 2.1 Classificazione delle principali tecniche *sensorless* attualmente disponibili. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2]. 7
- Figura 2.2 Sistemi di riferimento: stazionario  $(\alpha, \beta)$ , sincrono  $(d, q)$  e generico  $(d^x, q^x)$ . Figura elaborata dall'autore a partire da [8]. 9
- Figura 2.3 Separazione del segnale HF nel caso di iniezione di *vettori rotanti di tensione*. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2]. 14
- Figura 2.4 Schema di uno stimatore MRAS generico. Con \* si indica un valore di riferimento. Figura elaborata dall'autore, a partire da [8]. 19
- Figura 2.5 Schemi degli *osservatori di ordine ridotto* presentati. I simboli  $\hat{\cdot}$  e  $\tilde{\cdot}$  indicano variabili stimate. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2]. 20
- Figura 2.6 Schema di un *osservatore di ordine completo*. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2]. 22
- Figura 3.1 Modello magnetico (a) sull'asse  $d$ , (b) sull'asse  $q$ . Figura elaborata dall'autore, a partire da [25]. 31
- Figura 3.2 Iniezione della sola tensione HF. Tensione in ingresso all'inverter, corrente di fase e tensione in uscita (in alto). Errore nella tensione e corrente di fase (in basso). Figura tratta da [14]. 33
- Figura 3.3 Iniezione della tensione HF sovrapposta a quella fondamentale. Tensione in ingresso all'inverter, corrente di fase e tensione in uscita (in alto). Errore nella tensione e corrente di fase (in basso). Figura tratta da [14]. 34
- Figura 3.4 Tensione in uscita dall'inverter (in alto) e simulazione del transitorio di corrente nel caso ideale (in basso). Figura tratta da [26]. 36
- Figura 3.5 Tensione in uscita dall'inverter (in alto) e simulazione del transitorio di corrente considerando il *dead-time* (in basso). Figura tratta da [26]. 36

- Figura 3.6 Andamento della funzione  $f(i)$  (a) metodo A, (b) metodo B. Figura elaborata dall'autore, a partire da [15]. 41
- Figura 3.7 Errore nella posizione stimata con il metodo A e B a vuoto. Funzionamento (a) a 1000 rpm, (b) a 500 rpm. Figura tratta da [15]. 41
- Figura 3.8 Errore nella velocità e posizione stimata con il metodo B al 50% del carico nominale. Errore (a) nella velocità stimata, (b) nella posizione stimata. Figura tratta da [15]. 42
- Figura 3.9 Errore nella posizione dovuto alla presenza di un errore nei guadagni del sistema di misurazione ( $k_a = k_b = 0.95$ ). Figura tratta da [20]. 42
- Figura 3.10 Errore nella posizione dovuto alla presenza di errori di diversa entità nei guadagni del sistema di misurazione ( $k_a = 1.05$  e  $k_b = 0.95$ ). Figura tratta da [20]. 43
- Figura 3.11 Errore nella posizione dovuto alla presenza di offset nel sistema di misurazione ( $\Delta_a = \Delta_b = 0.10A$ ). Figura tratta da [20]. 43
- Figura 3.12 Diagramma fasoriale dell'osservatore in presenza di una variazione della resistenza di statore. Figura tratta da [18]. 46
- Figura 3.13 Diagramma fasoriale dell'osservatore in presenza di una variazione dell'induttanza di statore. Figura tratta da [18]. 47
- Figura 3.14 Errore nella posizione stimata (rosso), posizione angolare (blu) e posizione stimata (verde) in presenza di variazioni parametriche. Velocità di riferimento  $\omega^* = 200\pi$  rad/s. Figura tratta da [18]. 48

## ACRONIMI

---

**BSF** *Band-Stop Filter*

**b-EMF** *back ElectroMotive-Force*

**DSP** *Digital Signal Processor*

**e-EMF** *extended ElectroMotive-Force*

**EKF** *Extended Kalman Filter*

**FOC** *Field Oriented Control*

**FPGA** *Field Programmable Gate Array*

**HF** *High Frequency*

**IGBT** *Insulated Gate Bipolar Transistor*

**INFORM** *INdirect Flux detection by Online Reactance Measurement*

**IPM** *Internal Permanent Magnet*

**LPF** *Low-Pass Filter*

**MRAS** *Model Reference Adaptive System*

**PI** *Proportional Integral*

**PLL** *Phase-Locked Loop*

**PM** *Permanent Magnet*

**PWM** *Pulse Width Modulation*

**SMO** *Sliding Mode Observer*

**SPM** *Surface-mounted Permanent Magnet*



## INTRODUZIONE

---

### 1.1 STATO ATTUALE DEGLI AZIONAMENTI ELETTRICI

In questi anni si utilizzano sempre più sistemi di generazione del moto assistiti elettronicamente sia nelle applicazioni industriali sia in quelle civili. Gli azionamenti elettrici garantiscono la possibilità di controllare più grandezze meccaniche statiche (posizione), cinematiche (velocità) e dinamiche (accelerazione, coppia) [22]. È stimato che questi sistemi elettrici consumino tra il 43% e il 46% di tutta l'elettricità generata nel mondo e la maggior parte di essi trovano impiego in applicazioni a bassa dinamica, quali pompe, compressori o ventilatori. Non mancano, tuttavia, contesti che richiedono elevate prestazioni, come i robot e le macchine automatiche [17].

Un azionamento elettrico è un complesso di elementi interagenti tra loro, con i quali, fissata la strategia di controllo, si può ottenere in modo automatico il movimento di un carico meccanico da parte di una macchina elettrica, che esegue una conversione elettromeccanica dell'energia. Ognuno di questi azionamenti è costituito da un motore elettrico, che ne costituisce l'attuatore, un convertitore di potenza, che ne governa l'alimentazione ed un dispositivo di controllo [22].

In una moderna realtà produttiva, che richiede contemporaneamente risparmio energetico, affidabilità, alte prestazioni e basso costo, gli azionamenti elettrici in corrente alternata con motore **PM** assumono un ruolo chiave [27]. Grazie alla grande densità di coppia rispetto ad altre tipologie di motori elettrici, questi ultimi hanno mostrato una continua espansione nel mercato degli azionamenti a velocità variabile [2].

Mentre nel campo industriale e commerciale rappresentano una scelta comune per specifiche ad alte prestazioni, gli azionamenti con motore **PM** mantengono un ruolo preminente anche in ogni applicazione correlata alla trazione elettrica e ibrida. Tra le applicazioni d'avanguardia si possono distinguere l'automazione nel contesto delle città intelligenti, la propulsione elettrica aerospaziale e navale e l'impiego in sistemi di generazione di energia rinnovabile. L'orientamento attuale della ricerca nel campo degli azionamenti elettrici è di una stretta interazione tra il progetto del motore e del suo controllo, in modo da trarne i massimi benefici sinergici [27].

## 1.2 IL CONTROLLO DEGLI AZIONAMENTI ELETTRICI

Come ogni paradigma scientifico, il controllo degli azionamenti elettrici è un sistema in equilibrio dinamico tra spinta innovativa e vincoli tecnologici, con discriminanti quali il costo e la domanda di mercato.

Durante gli ultimi 30 anni, il controllo dei sistemi elettrici industriali, e in particolare degli azionamenti elettrici, è stato materia di intensa ricerca e sono stati ottenuti molti risultati importanti. Questo progresso può essere facilmente ricondotto alla moderna rivoluzione tecnologica, che ha portato alla diffusione di dispositivi elettronici dotati di potenza di elaborazione sempre maggiore; questi hanno assistito e catalizzato l'applicazione di tecniche di controllo avanzate.

Il dispositivo di controllo in un azionamento elettrico attua una strategia volta al soddisfacimento delle specifiche richieste al sistema ed è costituito da circuiti analogici, circuiti digitali discreti e circuiti a microprocessore.

La migrazione sempre più marcata verso circuiti digitali e, ancor più, verso circuiti a processore nasce da esigenze di affidabilità, versatilità e riduzione dei costi diretti e indiretti [22]. Attualmente le tecniche di controllo digitale sono comunemente implementate in microcontrollori o *Digital Signal Processor (DSP)*, mentre si ricorre ai *Field Programmable Gate Array (FPGA)* per soluzioni ad alte prestazioni [17].

Il controllo di un azionamento elettrico può essere attuato per raggiungere principalmente due obiettivi: un controllo della velocità (o posizione), inseguendo un riferimento di velocità (o posizione), oppure un controllo della coppia erogata. Al tal fine sono state sviluppate numerose tecniche suddivisibili in tecniche di controllo scalare e tecniche di controllo vettoriale, le prime tipicamente realizzate con sistemi a catena aperta, le seconde con sistemi a catena chiusa. Le tecniche di controllo vettoriale sono le più complesse e si prestano ad una implementazione digitale [6].

## 1.3 CONTROLLO SENSORLESS PER AZIONAMENTI CON MOTORE PM

La strategia di controllo vettoriale universalmente adottata per gli azionamenti elettrici con motore **PM** è la tecnica *Field Oriented Control (FOC)*; questa punta a garantire massima efficienza di conversione coppia-corrente, elevata risposta dinamica e controllo preciso di coppia, posizione e velocità.

Il vantaggio di tale tecnica è la possibilità di controllare separatamente modulo e fase della corrente di alimentazione, al fine di mantenere massima la coppia prodotta. La limitazione principale, invece, è la necessità della conoscenza della posizione del rotore, al fine di poter fornire i valori corretti dei riferimenti di corrente al motore.

La posizione del rotore può essere misurata con sensori meccanici collegati all'albero di trasmissione del motore, tipicamente *resolver* od *encoder*. Tali dispositivi sono costosi, molto sensibili allo stress meccanico e richiedono una circuiteria elettronica dedicata, contribuendo ad aumentare il costo dell'intero azionamento e riducendone l'affidabilità [2].

Una soluzione consolidata da diversi anni, per ovviare agli svantaggi derivanti dall'utilizzo di sensori meccanici, prevede l'utilizzo di tecniche di stima della posizione del rotore dette *sensorless*. Nonostante queste trovino applicazione da una trentina d'anni, il controllo *sensorless* rappresenta tutt'ora una sfida per i ricercatori, che mirano alla ricostruzione della posizione del rotore a partire unicamente dalla misura di quantità elettriche.

Nei contesti in cui non è possibile omettere il sensore di posizione, ad esempio per ragioni di sicurezza od applicazioni ad elevatissime prestazioni, le tecniche *sensorless* forniscono un backup della posizione in caso di guasto del sensore meccanico. Ad oggi l'obiettivo degli studi in merito a queste tecniche è quello di presentare varianti che rendano gli azionamenti economici, efficienti ed affidabili, il tutto pensato dall'applicazione richiesta. In Figura 1.1 è presentato lo schema a blocchi di un generico azionamento a controllo vettoriale *sensorless*.

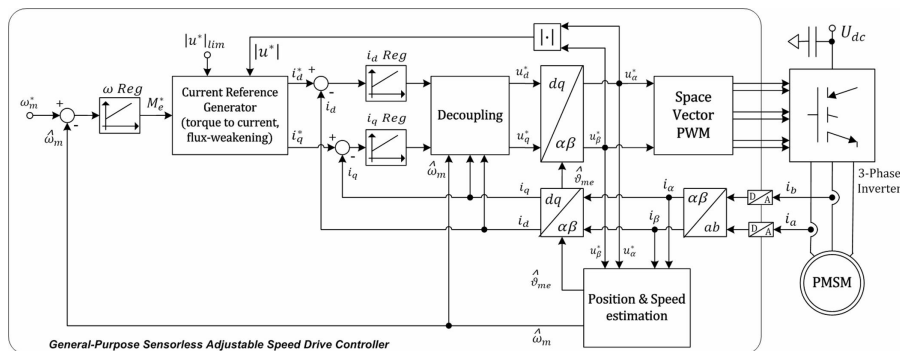


Figura 1.1: Schema a blocchi generale di un azionamento a controllo vettoriale *sensorless*. Figura tratta da [4].

Attualmente le tecniche *sensorless* per azionamenti con motore PM possono essere classificate in base al tipo di segnali che si utilizzano per l'algoritmo di stima della posizione; si distinguono metodi alla frequenza fondamentale e metodi ad alta frequenza [2].

Le caratteristiche topologiche del motore PMSM influenzano direttamente l'applicabilità e le prestazioni del controllo *sensorless*. In particolare esistono tecniche sviluppate appositamente per tipologie di motori che presentano una marcata anisotropia magnetica risultando, quindi, utilizzabili solo da questi ultimi.

## 1.4 FATTORI DI ERRORE NELLA STIMA DELLA POSIZIONE DEL ROTORE

Tutte le tecniche *sensorless* disponibili hanno punti di forza e di debolezza, specialmente in relazione alle condizioni di lavoro dell'azionamento.

La maggior parte delle tecniche alla frequenza fondamentale si basano sulla stima della *back ElectroMotive-Force* (**b-EMF**). Questi metodi di controllo soffrono nel funzionamento a bassa velocità; in questa condizione, infatti, la **b-EMF** assume valori molto bassi ed è, quindi, sensibile a numerosi disturbi, che possono compromettere la capacità di controllare il motore.

Le tecniche basate sull'eccitazione con segnali ad alta frequenza nascono per risolvere il problema del funzionamento a bassa velocità. Queste, infatti, sono utilizzate per operazioni a velocità bassa o nulla, mentre soffrono al crescere della velocità del motore fino a diventare inutilizzabili.

L'accuratezza con cui sono descritti i modelli matematici del motore è fondamentale per entrambe le tipologie di controllo. Questi modelli dipendono direttamente dai parametri fisici del motore, i cui valori possono essere misurati o stimati. Errori nella misurazione o nella stima di questi ultimi producono inevitabilmente una degradazione delle prestazioni del controllo.

La principale causa di errori nella stima della posizione è da attribuire alle non idealità dell'inverter di alimentazione, che provocano una distorsione delle tensioni in ingresso al motore. La seconda fonte di errori nasce nella catena di misurazione delle correnti di fase. Ulteriori fattori di errore derivano dalle variazioni parametriche; i valori di resistenza e induttanza di statore, infatti, sono fortemente dipendenti dalle condizioni di funzionamento del sistema.



## TECNICHE DI CONTROLLO SENSORLESS

---

### 2.1 STATO ATTUALE DELLE TECNICHE SENSORLESS

Gli intensi studi degli ultimi anni hanno portato alla definizione e maturazione delle più importanti tecniche di controllo *sensorless*. Ad oggi l'obiettivo è quello di presentare varianti che rendano gli azionamenti *sensorless* economici, efficienti ed affidabili, il tutto pesato dall'applicazione richiesta [27].

Le caratteristiche del motore PM da controllare influenzano direttamente la scelta della tecnica *sensorless* e le sue prestazioni. Le due tipologie di motori PM attualmente più utilizzate si differenziano in base alla struttura del rotore e sono:

- *Surface-mounted Permanent Magnet (SPM) synchronous motor;*
- *Internal Permanent Magnet (IPM) synchronous motor.*

I motori a magneti permanenti superficiali SPM presentano una distribuzione isotropa dei magneti e sono caratterizzati, quindi, da una struttura magnetica non saliente. L'altra classe di motori, invece, è caratterizzata da un comportamento magnetico anisotropo, dovuto all'inserimento dei magneti all'interno del rotore. Sulla base del diverso comportamento magnetico dei motori PM sono nati diversi algoritmi *sensorless*, che possono essere così classificati:

- *Tecniche basate sui segnali alla frequenza elettrica fondamentale;*
- *Tecniche basate sull'iniezione di segnali ad alta frequenza.*

Le tecniche basate sui segnali alla frequenza elettrica fondamentale sono implementabili indistintamente alle diverse tipologie di motori, non prevedendo una dipendenza dall'anisotropia magnetica. Questi metodi puntano alla ricostruzione della posizione a partire da una stima della b-EMF o del flusso magnetico concatenato con lo statore e attualmente trovano applicazione sia tecniche di controllo a catena aperta che in retroazione [18, 24, 13, 20, 4]. Tra tutte, quelle che offrono le prestazioni migliori prevedono l'utilizzo di sistemi dinamici di tipo MRAS, quali *osservatori di ordine ridotto* ed *osservatori di ordine completo*<sup>1</sup> [2].

Le tecniche alla frequenza fondamentale sono utilizzabili in regioni di funzionamento a medio-alta velocità, dove l'ampiezza della b-EMF

<sup>1</sup> Gli *osservatori di ordine ridotto* sfruttano solo il modello elettrico del sistema, mentre quelli di ordine completo includono anche il modello meccanico. Questi aspetti verranno approfonditi nel paragrafo 2.3

assume valori elevati. Al diminuire della velocità del motore, infatti, si ha una diminuzione dell'ampiezza della **b-EMF** e quindi del rapporto segnale rumore, che si traduce in una degradazione delle prestazioni. A velocità nulla il modello matematico del motore diventa non osservabile<sup>2</sup>, con la conseguente impossibilità di determinare la posizione del rotore.

Data la forte dipendenza di queste tecniche dai modelli matematici del motore, un miglioramento delle prestazioni può essere conseguito:

- aumentando l'accuratezza della stima e della misura dei parametri che compaiono nei modelli;
- adottando schemi di compensazione degli errori, ad esempio dei tempi morti (*dead-time*) dell'inverter;
- acquisendo con maggior precisione le quantità elettriche.

Per le *tecniche basate sull'iniezione di segnali ad alta frequenza*, speciali segnali **HF** sono sovrapposti ai segnali alla frequenza elettrica fondamentale. Queste tecniche nascono dall'esigenza della determinazione della posizione dove le strategie basate sulla stima della **b-EMF** falliscono. Sono quindi sviluppate per campi di funzionamento a velocità bassa o nulla, oppure per la determinazione della posizione iniziale del motore. La stima della posizione è ottenuta analizzando la dinamica elettrica del motore, influenzata dalla presenza di anisotropia magnetica [2]. Il campo di applicazione di tali tecniche è limitato quasi esclusivamente ai motori **IPM**, che presentano anisotropia intrinseca, anche se sono stati sviluppati metodi per motori **SPM**, che sfruttano l'anisotropia indotta dalla saturazione dei percorsi magnetici [9]. La diffusione di questi ultimi è limitata dalle difficoltà di implementazione dell'algoritmo di controllo.

L'utilizzo di segnali ad alta frequenza ha i seguenti obiettivi [6]:

- non generare movimento apprezzabile del motore, sfruttando l'azione di filtraggio passa-basso dell'inerzia meccanica;
- lavorare in una banda di frequenze molto maggiore della banda dei segnali coinvolti nel controllo di corrente;
- rendere disponibile una maggiore banda passante per i segnali di stima.

Da queste esigenze nella natura dei segnali iniettati nascono dei limiti nell'applicabilità di tali tecniche; non è possibile, infatti, controllare il motore con l'iniezione **HF** a medio-alte velocità. Affinchè sia garantita una buona precisione di stima i segnali iniettati devono

<sup>2</sup> Un sistema dinamico si dice non osservabile se non è possibile risalire allo stato del sistema a partire dalla conoscenza di ingressi e uscite.

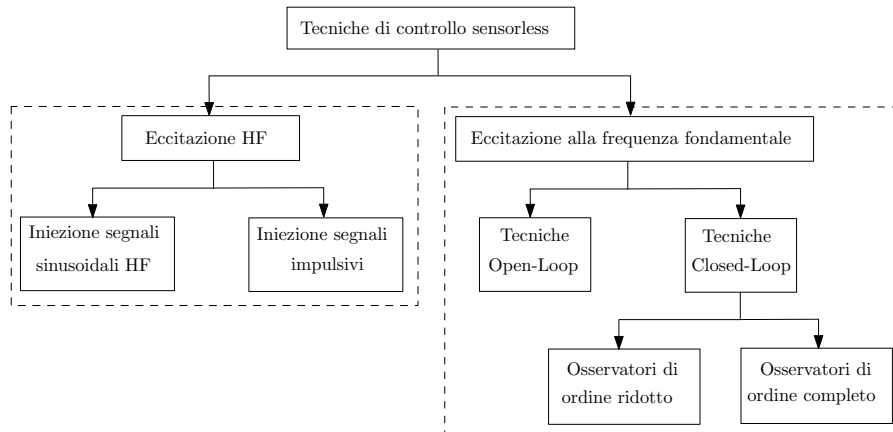


Figura 2.1: Classificazione delle principali tecniche *sensorless* attualmente disponibili. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2].

avere una frequenza elevata. Ciò comporta un aumento dell'impedenza del motore (carico resistivo-induttivo) e quindi un aumento della caduta di tensione sugli avvolgimenti. Nell'ipotesi di utilizzare un'inverter a modulazione vettoriale simmetrica la tensione massima disponibile non potrà superare un certo valore, funzione della tensione continua del bus. La caduta sull'impedenza assume, quindi, un ruolo fondamentale, in quanto riduce la tensione che andrà a produrre la corrente necessaria per il controllo del motore. In queste condizioni l'azionamento è impossibilitato a raggiungere elevate velocità [10].

I metodi ad alta frequenza si differenziano principalmente riferendosi al tipo di segnale di eccitazione, al tipo e al numero di segnali misurati e all'elaborazione di questi ultimi [5]. In base ai segnali iniettati possono essere riconosciute due classi principali, che fanno riferimento ad iniezione continua con segnali sinusoidali [14, 16] oppure ad un'eccitazione discontinua con segnali impulsivi [26, 9].

Dal punto di vista della sensibilità ai disturbi queste tecniche sono fortemente dipendenti dall'accuratezza nella misurazione della corrente e dall'elaborazione dei segnali HF. Le distorsioni dovute alle non idealità dell'inverter, inoltre, producono effetti deleteri in prossimità degli attraversamenti dello zero della corrente [16].

Una strategia di controllo *sensorless*, che prevede un funzionamento ottimale da velocità nulla a velocità di regime, può essere ottenuta dall'accoppiamento di una tecnica ad iniezione di segnali HF e una tecnica alla frequenza fondamentale. Un'alternativa di più semplice implementazione prevede l'utilizzo di una strategia di *start-up* per l'avviamento del motore. Raggiunta una velocità adeguata il controllo viene affidato ad una tecnica alla frequenza fondamentale basata, ad esempio, sulla stima della *b-EMF*.

Una classificazione delle due strategie di controllo *sensorless* presentate si trova in Figura 2.1.

## 2.2 TECNICHE AD INIEZIONE DI SEGNALI AD ALTA FREQUENZA

I metodi per la stima della posizione che fanno affidamento sull'iniezione dei segnali ad alta frequenza condividono gli stessi principi fisici, i quali saranno presentati nel prossimo paragrafo. Nell'applicazione pratica, tuttavia, si evidenziano differenze nelle prestazioni offerte, soprattutto in relazione agli algoritmi utilizzati [5].

Come accennato, i motori PM possono essere realizzati con strutture salienti o non salienti. Gli IPM sono progettati con un rotore saliente, per sfruttare l'anisotropia magnetica ai fini della produzione di coppia, ciò li rende anche candidati naturali per il controllo *sensorless* HF. La natura saliente è fortemente dipendente dalle condizioni di funzionamento. Lungo l'asse diretto  $d$  del riferimento sincrono<sup>3</sup> la saturazione magnetica assume un ruolo marginale per il grande contributo al flusso magnetico offerto dai magneti. Lungo l'asse di quadratura  $q$ , invece, l'induttanza può variare di molto in funzione della corrente di statore e la saturazione magnetica assume un ruolo preminente [5]. Gli SPM, invece, possono essere utilizzati per le tecniche *sensorless* HF sfruttando la salienza indotta dalla saturazione sui due assi  $d$  e  $q$ , che dipende dalla posizione del rotore.

2.2.1 Modello ad alta frequenza per tecniche di controllo *sensorless*

La crescente diffusione delle tecniche ad alta frequenza ha incentivato lo sviluppo di modelli matematici adatti all'elaborazione dei segnali HF dedicati alla stima della posizione. Generalmente questi modelli derivano dall'applicazione della teoria dei piccoli segnali alle formulazioni alla frequenza fondamentale. Le ipotesi, sulla base delle quali verranno sviluppati i modelli HF presentati nel seguito, prevedono di trascurare:

- la caduta di tensione resistiva;
- la caduta di tensione relativa alla b-EMF, essendo alla frequenza fondamentale;
- il contributo al flusso di induzione offerto dai magneti permanenti, essendo indipendente dall'eccitazione HF.

Il bilancio di tensione in un riferimento generico ( $d^x, q^x$ ), rotante alla frequenza angolare  $\omega_x$ , è:

$$\mathbf{u}_{d,q,h}^x = \frac{d\lambda_{d,q,h}^x}{dt} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{d,q,h}^x \quad (2.1)$$

In Figura 2.2 sono rappresentati i riferimenti utilizzati.

<sup>3</sup> L'asse diretto  $d$  è definito dal polo nord dei magneti permanenti.

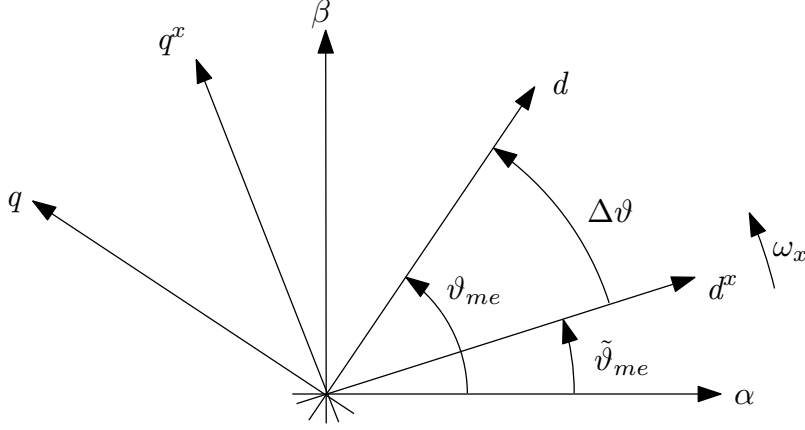


Figura 2.2: Sistemi di riferimento: stazionario  $(\alpha, \beta)$ , sincrono  $(d, q)$  e generico  $(d^x, q^x)$ . Figura elaborata dall'autore a partire da [8].

Il modello (2.1) può essere approfondito per evidenziare i parametri che saranno rilevanti ai fini della stima della posizione. In particolare il modello magnetico, cioè la relazione flusso concatenato-corrente, nel riferimento sincrono  $(d, q)$ , rotante con il rotore, è descritto da:

$$\lambda_{dq,h} = \left\{ \begin{bmatrix} L_{d,h} & 0 \\ 0 & L_{q,h} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & L_{dq,h} \\ L_{dq,h} & 0 \end{bmatrix}}_{L_m} \right\} \mathbf{i}_{dq,h} \quad (2.2)$$

dove l'induttanza  $L_{dq,h}$  descrive il fenomeno della *cross saturation*<sup>4</sup>. Le induttanze  $L_{d,h}$ ,  $L_{q,h}$ ,  $L_{dq,h} = L_{qd,h}$ , inoltre, sono da valutarsi ai piccoli segnali in un punto di lavoro nel piano  $(d, q)$ .

Applicando la trasformazione di coordinate presentata in [8], il modello magnetico nel riferimento generico  $(d^x, q^x)$  diventa:

$$\lambda_{d^x q^x, h}^x = \left\{ L_{\Sigma} [I] + L_{\Delta} \begin{bmatrix} -\cos(2\Delta\vartheta) & \sin(2\Delta\vartheta) \\ \sin(2\Delta\vartheta) & \cos(2\Delta\vartheta) \end{bmatrix} \right\} \mathbf{i}_{d^x q^x, h}^x + L_{dq,h} \begin{bmatrix} \sin(2\Delta\vartheta) & \cos(2\Delta\vartheta) \\ \cos(2\Delta\vartheta) & -\sin(2\Delta\vartheta) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{d^x q^x, h}^x \quad (2.3)$$

dove  $[I]$  rappresenta la matrice identica e  $\Delta\vartheta = \tilde{\vartheta}_{me} - \vartheta_{me}$  descrive la differenza angolare tra il riferimento generico e il riferimento sincrono.

Sono state definite, inoltre, un'induttanza media  $L_{\Sigma}$  e un'induttanza differenziale  $L_{\Delta}$ :

$$L_{\Sigma} = \frac{L_{q,h} + L_{d,h}}{2} \quad L_{\Delta} = \frac{L_{q,h} - L_{d,h}}{2} \quad (2.4)$$

<sup>4</sup> La *cross-saturation* caratterizza il flusso concatenato su un asse generico del riferimento sincrono. Questo, infatti, non è completamente dovuto alla corrente su quell'asse, ma in piccola parte anche alla corrente sull'asse in quadratura.

Tutte le tecniche *sensorless HF* ad eccitazione continua basano il loro funzionamento sull'iniezione di tensioni sinusoidali ad alta frequenza del tipo:

$$u_{d,h}^x = U_{d,h}^x \cos(\omega_h t) \quad u_{q,h}^x = U_{q,h}^x \sin(\omega_h t) \quad (2.5)$$

Risolvendo la (2.1) in regime sinusoidale alla frequenza  $\omega_h$  e sfruttando la (2.5) si ottengono le componenti del flusso concatenato:

$$\lambda_{d,h}^x = \Lambda_{d,h}^x \sin(\omega_h t) \quad \lambda_{q,h}^x = \Lambda_{q,h}^x \cos(\omega_h t) \quad (2.6)$$

con ampiezze descritte dalle:

$$\Lambda_{d,h}^x = \frac{U_{d,h}^x \omega_h - U_{q,h}^x \omega_x}{\omega_h^2 - \omega_x^2} \quad \Lambda_{q,h}^x = \frac{U_{d,h}^x \omega_x - U_{q,h}^x \omega_h}{\omega_h^2 - \omega_x^2} \quad (2.7)$$

Il modello magnetico inverso nel riferimento ( $d^x, q^x$ ) può essere ottenuto sostituendo le (2.6) e (2.7) nella (2.3). Separando le due coordinate del vettore spaziale di corrente si ha:

$$\begin{aligned} i_{d,h}^x &= \frac{L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\Delta\vartheta) - L_{dq,h} \sin(2\Delta\vartheta)}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2 - L_{dq,h}^2} \Lambda_{d,h}^x \sin(\omega_h t) \\ &\quad - \frac{L_\Delta \sin(2\Delta\vartheta) + L_{dq,h} \cos(2\Delta\vartheta)}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2 - L_{dq,h}^2} \Lambda_{q,h}^x \cos(\omega_h t) \\ i_{q,h}^x &= - \frac{L_\Delta \sin(2\Delta\vartheta) + L_{dq,h} \cos(2\Delta\vartheta)}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2 - L_{dq,h}^2} \Lambda_{d,h}^x \sin(\omega_h t) \\ &\quad + \frac{L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\Delta\vartheta) + L_{dq,h} \sin(2\Delta\vartheta)}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2 - L_{dq,h}^2} \Lambda_{q,h}^x \cos(\omega_h t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Si può notare come le correnti in (2.8) dipendano da  $2\Delta\vartheta$  e quindi contengano informazioni sulla posizione del rotore. Per approfondimenti si veda [8].

### 2.2.2 Iniezione continua di segnali sinusoidali

Si parla di eccitazione continua quando il segnale *HF* è sempre presente sovrapposto ai segnali alla frequenza fondamentale. I segnali utilizzati possono essere suddivisi in due classi:

- *vettori rotanti di tensione (Rotating Carrier-Signal Voltages)*, iniettati nel riferimento stazionario ( $\alpha, \beta$ );
- *vettori alternati di tensione (Amplitude-Modulated Carrier-Signal Voltages)*, iniettati nel riferimento sincrono ( $d, q$ ).

Nel primo caso, un *vettore rotante di tensione* di frequenza  $\omega_h$  è sovrapposto ai riferimenti di tensione, prodotti dal regolatore di corrente, nel riferimento stazionario. In queste condizioni si ha  $\tilde{\vartheta}_{me} = 0$  e  $\omega_x = 0$ , da cui  $\Delta\vartheta = -\vartheta_{me}$ .

Il vettore di tensione iniettato è:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta,h} = U_h e^{j(\omega_h t)} = U_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Questo produce un vettore rotante di corrente, caratterizzato dalla somma di una componente di *sequenza diretta*  $I_p$ , di una componente di *sequenza inversa*  $I_n$  e di una componente dovuta alla *cross saturation*.

Il vettore spaziale di corrente è quindi esprimibile a partire dalla (2.8), con le ipotesi di cui sopra:

$$\begin{aligned} i_{\alpha,h} &= I_p \sin(\omega_h t) + I_n \sin(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \\ &\quad + \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \cos(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \\ i_{\beta,h} &= -I_p \cos(\omega_h t) + I_n \cos(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \\ &\quad - \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \sin(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

dove:

$$I_p = \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_\Sigma}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \quad I_n = \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_\Delta}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \quad (2.11)$$

Dalla (2.10) si può vedere come la posizione del rotore  $\vartheta_{me}$  sia modulata nella fase della corrente di *sequenza inversa* [8], che può essere così espressa:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta,h,n} = I_n \begin{bmatrix} \sin(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \\ -\cos(\omega_h t - 2\vartheta_{me}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Nel paragrafo successivo verrà presentata l'elaborazione delle equazioni in (2.10) per ottenere una stima della posizione. Dalla (2.10) si può ancora osservare come la posizione del rotore sia modulata anche nella fase del termine dovuto alla *cross saturation*, dipendenza che viene trascurata in [8]. Tale comportamento produce un errore nella stima della posizione. Non è infatti possibile distinguere ed eliminare completamente tale componente nella fase di elaborazione della corrente.

Non si tratta dell'unica fonte di errori nella stima. Come mostrato in (2.10) la corrente di *sequenza inversa* è legata alla tensione  $U_h$  e ai parametri induttivi. Tale dipendenza espone l'algoritmo ad errori derivanti principalmente da:

- non idealità dell'inverter;
- errata stima delle induttanze  $L_{d,h}$ ,  $L_{q,h}$  e  $L_{dq,h}$ ;
- misurazione imprecisa della corrente.

Nel funzionamento a bassa velocità, inoltre, le variabili elettriche assumono valori prossimi allo zero, portando ad un rapido decadimento delle prestazioni. In particolare le induttanze stimate, dipendendo direttamente dal valore della corrente misurata, possono assumere valori fortemente distorti.

Nel caso di iniezione di un segnale scalare viene utilizzato un *vettore alternato di tensione* alla frequenza  $\omega_h$ . Questo è sovrapposto alla componente di tensione di un asse sincrono  $d^x$ , dove l'apice  $x$  indica ora un riferimento stimato. In questo caso  $\tilde{\vartheta}_{me}$  e  $\tilde{\omega}_{me}$  sono rispettivamente la posizione e la velocità meccanico-elettrica stimata, mentre l'angolo  $\Delta\vartheta = \tilde{\vartheta}_{me} - \vartheta_{me}$  rappresenta un errore nella stima.

Il vettore di tensione iniettato è:

$$\mathbf{u}_{dq,h}^x = U_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Il vettore di corrente prodotto può essere espresso nel sistema di riferimento sincrono stimato ( $d^x, q^x$ ) a partire dalla (2.8), come mostrato in [8]:

$$\begin{aligned} i_{d,h}^x &= I_p \sin(\omega_h t) + I_n \cos(2\Delta\vartheta) \sin(\omega_h t) \\ &\quad - \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \sin(2\Delta\vartheta) \sin(\omega_h t) \\ i_{q,h}^x &= -I_n \sin(2\Delta\vartheta) \sin(\omega_h t) \\ &\quad - \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \cos(2\Delta\vartheta) \sin(\omega_h t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

dove il termine  $\Delta\vartheta$  rappresenta l'errore angolare tra il riferimento reale e il riferimento stimato. Dalla (2.14), nelle ipotesi di trascurare gli effetti della *cross saturation* e assumere perfetto allineamento tra i sistemi rotanti (i.e.  $\Delta\vartheta = 0$ ), si deduce come la corrente  $i_{q,h}$  debba essere nulla.

Anche in questo caso la *cross saturation* non è l'unica causa di errori nell'algoritmo di stima. Ancora dalla (2.14) è possibile vedere come le componenti del vettore di corrente siano dipendenti dalla tensione  $U_h$  e dai parametri induttivi. La stima è, quindi, fortemente sensibile alle non idealità dell'inverter e alla variazione delle induttanze.

### 2.2.3 Iniezione discontinua di segnali impulsivi

Le tecniche HF ad eccitazione discontinua prevedono l'eccitazione del motore con segnali impulsivi ad alta frequenza. Questi possono essere sia iniettati dall'esterno sia presenti intrinsecamente nell'alimentazione del motore, come nell'eccitazione *Pulse Width Modulation* (PWM). In quest'ultimo caso gli impulsi di tensione, prodotti dalla variazione di stato degli *switching* dell'inverter, generano una leggera distorsione della corrente di fase. L'algoritmo *sensorless* stima la posizione del



rotore elaborando questa corrente, che risulta dipendente dalla salienza magnetica presente<sup>5</sup>. Un esempio di tale tecnica, noto come metodo *INdirect Flux detection by Online Reactance Measurement* (**INFORM**) è presentato in [26].

Nelle tecniche ad iniezione discontinua gli impulsi di tensione utilizzati, detti anche impulsi di test, possono essere sia sincroni sia asincroni con la modulazione **PWM** di comando dell'inverter. L'utilizzo di impulsi asincroni ha lo scopo di ridurre al minimo la distorsione prodotta nella corrente di fase. A tal fine esistono particolari tecniche che prevedono l'eccitazione con una sequenza adattiva di segnali di test, come presentato in [9].

Il segnale utile alla stima della posizione in questi metodi è la *derivata della corrente*, misurabile con dei sensori  $\frac{di}{dt}$  appositi [5]

#### 2.2.4 Elaborazione dei segnali **HF**

Il processo di elaborazione ed estrazione della posizione rotorica, a partire dalla corrente, è diverso per le due tecniche **HF** viste. Nei metodi ad iniezione di segnali continui risulta necessario separare anzitutto le componenti **HF**, modulate alla frequenza  $\omega_h$ , da quelle alla frequenza fondamentale. Questo primo passaggio è detto di *trasformazione di coordinate e separazione dei segnali*. Per le tecniche ad eccitazione **PWM**, invece, non risulta necessaria tale elaborazione. In queste ultime, infatti, il segnale utile alla stima è costante e quindi indipendente dalla frequenza di eccitazione. I passi successivi dell'elaborazione sono comuni ad entrambi i metodi e prevedono la:

- *compensazione delle salienze secondarie;*
- *determinazione della posizione del rotore.*

La *trasformazione di coordinate e separazione dei segnali* risulta necessaria per prevenire l'interferenza tra segnali **HF**, dedicati all'algoritmo di stima e segnali alla frequenza fondamentale, dedicati al controllo di corrente. Nel caso di tecniche che utilizzano *vettori rotanti di tensione* la trasformazione di coordinate avviene dal riferimento reale ( $a, b, c$ ) al riferimento stazionario ( $\alpha, \beta$ ). Nel caso si utilizzino *vettori alternati di tensione*, invece, il passaggio avviene dal riferimento reale al riferimento sincrono ( $d, q$ ), mediante l'applicazione della trasformata di *Park*. Successivamente, attraverso l'utilizzo di uno o più *Band-Stop Filter* (**BSF**) (filtri elimina-banda), vengono separate la componente alla frequenza fondamentale  $i_{\alpha\beta,f}$  (o  $i_{dq,f}$ ) da quella ad alta frequenza  $i_{\alpha\beta,h}$  (o  $i_{dq,h}$ ), come mostrato in Figura 2.3.

La *compensazione delle salienze secondarie* ha come obiettivo limitare le distorsioni prodotte dalle non idealità nel comportamento magnetico del motore. Il modello sulla base del quale abbiamo definito

<sup>5</sup> In particolare si sfrutta l'asimmetria nel transitorio elettrico conseguente all'impulso di tensione.

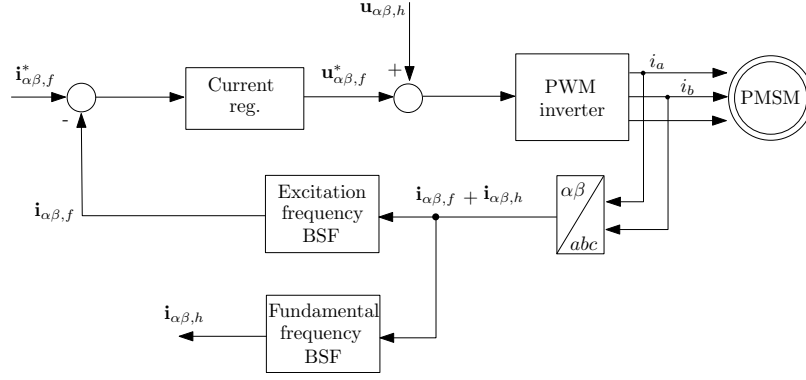


Figura 2.3: Separazione del segnale HF nel caso di iniezione di *vettori rotanti di tensione*. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2].

le tecniche ad alta frequenza sottostava all'ipotesi di avere un'unica salienza sinusoidale nel motore. L'andamento della salienza non è, tuttavia, puramente sinusoidale e sono presenti salienze secondarie sovrapposte a quella ideale. La principale causa di questi disturbi è la saturazione dei percorsi magnetici<sup>6</sup>.

Negli azionamenti con IPM queste non idealità sono assimilabili a delle distorsioni nel comportamento magnetico voluto e devono essere compensate. Nel caso di azionamenti con SPM, invece, le salienze secondarie sono sfruttate come unica fonte di anisotropia magnetica.

Negli azionamenti con motore IPM la compensazione avviene in due passi. Innanzitutto vengono stimate le salienze secondarie mediante un anello di retroazione, che ne corregge il valore. Successivamente avviene il loro disaccoppiamento dal modello magnetico utilizzato per l'elaborazione della posizione.

Isolato e compensato il segnale dedicato alla stima, l'ultima elaborazione consiste nella *determinazione della posizione del rotore*. Nelle tecniche ad iniezione di *vettori rotanti di tensione* il primo passaggio consiste nel generare un segnale di errore  $\varepsilon$ , come segue:

$$\varepsilon = i_{\alpha,h} \cos(2\tilde{\vartheta}_{me} - \omega_h t) + i_{\beta,h} \sin(2\tilde{\vartheta}_{me} - \omega_h t) \quad (2.15)$$

Sostituendo la (2.10) in (2.15) si ottiene:

$$\begin{aligned} \varepsilon = & I_p \sin(2\omega_h t - 2\tilde{\vartheta}_{me}) + I_n \sin(2\Delta\theta) \\ & + \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \cos(2\theta) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Filtrando con un *Low-Pass Filter* (LPF) la (2.16) si ottiene, infine, un segnale che contiene solo il termine di corrente di *sequenza inversa* e il termine legato alla *cross saturation*. Un meccanismo di aggiustamento a catena chiusa, che provvede ad annullare tali componenti di corrente per annullare l'errore, è presentato in [8].

<sup>6</sup> La saturazione magnetica è un effetto caratteristico della non linearità nella relazione flusso concatenato-corrente  $\lambda - i$

Osserviamo che la corrente di *sequenza inversa*, trascurando la *cross-saturation*, è nulla per  $\sin(2\Delta\vartheta) = 0$ , cioè quando:

$$\begin{aligned} \Delta\vartheta &= 0 && \text{prima soluzione} \\ \vee \Delta\vartheta &= \frac{\pi}{2} && \text{seconda soluzione} \\ \vee \Delta\vartheta &= \pi && \text{terza soluzione} \\ \vee \Delta\vartheta &= \frac{3}{2}\pi && \text{quarta soluzione} \end{aligned} \quad (2.17)$$

La seconda e la quarta soluzione, rispettivamente  $\Delta\vartheta = \frac{\pi}{2}$  e  $\Delta\vartheta = \frac{3}{2}\pi$ , non sono stabili per il sistema. La stima convergerà, invece, alla prima e alla terza soluzione, rispettivamente  $\Delta\vartheta = 0$  e  $\Delta\vartheta = \pi$ . Tale comportamento risulta problematico, in quanto per  $\Delta\vartheta = \pi$  si ha la presenza di un offset di  $\pi$  nella posizione stimata  $\hat{\vartheta}_{me}$ , che porta il sistema a instabilità [1]. La soluzione più diffusa per risolvere questo problema consiste nell'utilizzare le tecniche HF ad iniezione di impulsi di tensione per determinare la polarità dei magneti permanenti. Quest'ultima, indicando il verso dell'asse sincrono  $d$ , permette di risolvere l'ambiguità sulla presenza o meno dell'offset di  $\pi$ .

Per le tecniche ad iniezione di *vettori alternati di tensione* viene generato invece il seguente segnale di errore:

$$\varepsilon = i_{q,h} \sin(\omega_h t) \quad (2.18)$$

Sostituendo la (2.14) in (2.18) si ottiene:

$$\begin{aligned} \varepsilon = & -I_n \left( \frac{1}{2} \sin(2\Delta\vartheta) - \frac{1}{2} \sin(2\Delta\vartheta) \cos(2\omega_h t) \right) \\ & - \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \left( \frac{1}{2} \cos(2\Delta\vartheta) - \frac{1}{2} \cos(2\Delta\vartheta) \cos(2\omega_h t) \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Ipotizzando un errore sulla posizione stimata  $\Delta\vartheta$  piccolo si può assumere  $\sin(2\Delta\vartheta) \sim 2\Delta\vartheta$  e  $\cos(2\Delta\vartheta) \sim 1$ . Filtrando, infine, la (2.19) con un LPF si ottiene il segnale:

$$\varepsilon = -I_n \Delta\vartheta - \frac{1}{2} \frac{U_h}{\omega_h} \cdot \frac{L_{dq,h}}{L_{d,h}L_{q,h} - L_{dq,h}^2} \quad (2.20)$$

che è proporzionale all'errore di stima e quindi alla posizione del rotore [8].

*Fattori chiave nella valutazione delle tecniche sensorless ad iniezione di segnali HF*

Gli aspetti principali, che emergono dallo studio delle tecniche ad iniezione di segnali HF, sono i seguenti:

- sono di naturale implementazione negli azionamenti con motore *IPM*, mentre nel caso di azionamenti con *SPM* necessitano di algoritmi più elaborati;
- si basano sull'iniezione ed elaborazione di segnali ad alta frequenza, sovrapposti a quelli fondamentali per il controllo di coppia (o velocità);
- non permettono un funzionamento al di sopra di una certa velocità;
- le prestazioni possono essere migliorate compensando le distorsioni e adattando i modelli del motore in base al funzionamento, oltre che da un dimensionamento corretto del sistema di filtraggio;
- il modello magnetico assume un ruolo particolarmente importante e dalla sua accuratezza dipendono direttamente le prestazioni.

### 2.3    TECNICHE BASATE SUI SEGNALI ALLA FREQUENZA ELETTRICA FONDAMENTALE

Le tecniche *sensorless* che fanno affidamento sui segnali alla frequenza fondamentale condividono lo stesso schema di funzionamento, essendo tutte basate sui modelli dinamici del motore. In generale questi metodi prevedono la determinazione della posizione a partire dalla stima di una variabile elettromagnetica, che nella maggior parte dei casi è la *b-EMF* o il flusso magnetico concatenato con lo statore. I modelli utilizzati per la stima sono descritti da parametri misurati, quali le correnti, e stimati, come resistenze e induttanze. La maggior parte delle tecniche, per quanto riguarda la tensione, invece, sfrutta i riferimenti in ingresso all'alimentatore. Uno degli attuali fronti di ricerca riguarda lo studio di metodi che prevedono la misura delle tensioni reali in ingresso al motore.

A differenza delle tecniche ad iniezione *HF* le tecniche alla frequenza fondamentale non richiedono la presenza di ulteriori segnali, oltre a quelli necessari al controllo di corrente. Come accennato nel paragrafo 2.1 questi metodi sono utilizzabili sia negli azionamenti con *SPM*, sia con *IPM*. Gli algoritmi più diffusi sono implementati in motori isotropi (cioè *SPM*) e prevedono la stima della *b-EMF*.

Le tecniche che offrono le prestazioni migliori usano l'approccio *MRAS*, che sarà descritto in dettaglio nei paragrafi successivi.

### 2.3.1 Cenni sui modelli elettro-meccanici dei motori *PM* per azionamenti *sensorless*

Le tecniche *sensorless* alla frequenza fondamentale necessitano di disporre di adeguati modelli matematici del motore per la stima della posizione. Numerose teorizzazioni a riguardo sono presenti in letteratura, molte delle quali presentate in [2].

I sistemi *MRAS* possono essere implementati sia nel riferimento stazionario  $(\alpha, \beta, 0)$  sia in quello sincrono  $(d, q)$ . Nel seguito verranno esposte le principali equazioni che governano il comportamento elettrico e meccanico del motore nei due riferimenti, per poter meglio comprendere il funzionamento degli algoritmi *sensorless* che verranno trattati. Le ipotesi sulla quale si basano i modelli presentati sono:

- assenza di saturazione dei percorsi magnetici, ovvero relazione  $\lambda - i$  lineare;
- passaggio dalla *b-EMF* alla *extended ElectroMotive-Force (e-EMF)*, per includere ogni effetto di anisotropia magnetica [27];
- introduzione del concetto di *flusso attivo*  $\lambda_a$ .

Il bilancio di tensione nel riferimento stazionario è:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_d \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} \\ + \omega_{me}(L_d - L_q) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}^{\text{ext}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Nell'equazione (2.21) si è deciso di esplicitare le induttanze  $L_d$  e  $L_q$ , per poter comprendere in maniera migliore un eventuale effetto dell'anisotropia magnetica.

Il bilancio di tensione nel riferimento sincrono è ottenibile applicando la trasformata di *Park* alla (2.21):

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq} + L_d \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} \\ + \omega_{me}L_q \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq}^{\text{ext}} \end{aligned} \quad (2.22)$$

La deduzione delle (2.21) e (2.22), come le espressioni di  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^{\text{ext}}$  e  $\mathbf{e}_{dq}^{\text{ext}}$ , è presentata in [27]. Le induttanze sincrone  $L_d$  e  $L_q$  sono esprimibili in funzione delle induttanze fisiche attraverso le relazioni  $L_d = L_\sigma + 3/2(L_0 - L_2)$  e  $L_q = L_\sigma + 3/2(L_0 + L_2)$  [27, 22].

Infine, l'equazione che descrive la coppia elettromagnetica prodotta è:

$$\tau = \frac{3}{2}p i_q (\Lambda_m + (L_d - L_q) i_d) = \frac{3}{2}p \Lambda_a i_q \quad (2.23)$$

dove  $p$  sono le coppie polari del motore e  $\lambda_a$  è il flusso magnetico responsabile della produzione di coppia. Quest'ultimo è generato sia dai magneti permanenti (cioè  $\lambda_m$ ) sia dall'anisotropia magnetica eventualmente presente nel rotore (descritta da  $(L_d - L_q)i_d$ ). Nel caso degli azionamenti con motore *SPM*, in cui non è presente salienza magnetica, l'unico contributo alla coppia è offerto dai magneti permanenti [27].

I concetti di *e-EMF* e *flusso attivo* nascono per includere nelle definizioni classiche di queste grandezze gli effetti dell'anisotropia magnetica. I modelli per queste due quantità sono alla base di tecniche *sensorless* evolute, in grado di funzionare da velocità nulla a velocità elevata. Queste sono applicate con successo in azionamenti con *IPM* dove è effettivamente presente salienza magnetica. A questo proposito in [27] è presentato un metodo basato sulla *e-EMF*, che prevede l'utilizzo di uno *Sliding Mode Observer (SMO)*<sup>7</sup> al posto di un osservatore convenzionale. Il principale svantaggio di tali tecniche, tuttavia, è la difficoltà di implementazione.

Per le applicazioni che richiedono solamente funzionamento a medio-alta velocità e nel caso di azionamenti con motori isotropi (*SPM*) vengono spesso preferiti osservatori tradizionali della *b-EMF*, accoppiati con un adeguata strategia di *start-up*. Questi ultimi, infatti, non richiedono l'introduzione nei modelli matematici della *e-EMF* e del *flusso attivo*. Le equazioni (2.21), (2.22) e (2.23), quindi, possono essere particolarizzate assumendo  $L_d = L_q$ , cioè modificando i modelli nel seguente modo:

- al posto della *e-EMF*, espressa da  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}^{\text{ext}}$  e  $\mathbf{e}_{dq}^{\text{ext}}$ , si utilizza la *b-EMF* classica, espressa da  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$  e  $\mathbf{e}_{dq}$ ;
- al posto del flusso attivo  $\lambda_a$  viene considerato solamente il flusso prodotto dai magneti permanenti  $\lambda_m$ .

### 2.3.2 Generalità sui sistemi *MRAS*

I sistemi *MRAS* sono particolari schemi di controllo che prevedono la stima di una grandezza del motore  $\bar{g}$ , detta variabile osservata [8].

I blocchi fondamentali di uno stimatore *MRAS* sono il *modello di riferimento* e il *modello adattivo*. Per poter determinare la posizione del rotore  $\vartheta_{me}$  viene attuato un particolare meccanismo di correzione interna della stima tra queste due componenti del sistema.

Gli ingressi del sistema sono tensioni e correnti; a seconda che queste grandezze siano misurate o valori di riferimento variano le prestazioni dell'algoritmo. Le correnti di fase vengono sempre misurate, essendo necessarie per effettuare il controllo di coppia (o di velocità). Per quanto riguarda le tensioni, invece, vengono generalmente utilizzati i riferimenti in ingresso al convertitore, al fine di limitare

<sup>7</sup> Uno *SMO* è un osservatore a struttura variabile in retroazione di stato.

la complessità hardware dell'azionamento. Utilizzando i valori di riferimento è facile notare come possano nascere degli errori nella stima. L'algoritmo di controllo, infatti, elabora le tensioni di riferimento, mentre in uscita dall'inverter sono presenti valori distorti dalle non idealità dell'inverter stesso. Spesso, per limitare questi errori, vengono attuate delle strategie di compensazione all'interno del controllore. Una soluzione per ovviare a questo problema potrebbe essere la misurazione delle tensioni in uscita dall'inverter, a costo di maggior complessità circuitale. Tale svantaggio può essere sostenibile se accompagnato da un netto miglioramento delle prestazioni. Un esempio in tale direzione è presentato in [24].

L'uscita del *modello di riferimento*  $\bar{g}$  di un sistema MRAS è indipendente dalla posizione del rotore, mentre l'uscita del *modello adattivo*  $\tilde{g}$  dipende da  $\hat{\vartheta}_{me}$ . La differenza tra le due variabili di uscita produce un segnale di errore, corrispondente a un valore inesatto della variabile osservata  $\bar{g}$  (ovvero  $\bar{g} - \tilde{g} \neq 0$ ) e quindi della posizione stimata. Un meccanismo di correzione provvederà ad elaborare questo segnale, chiudendo la catena di retroazione con il modello adattivo. Quest'ultimo blocco verrà adattato, finché la variabile stimata  $\tilde{g}$  non coinciderà con quella reale e la posizione calcolata sarà esatta. Lo schema di funzionamento generale di uno stimatore MRAS è presentato in figura 2.4.

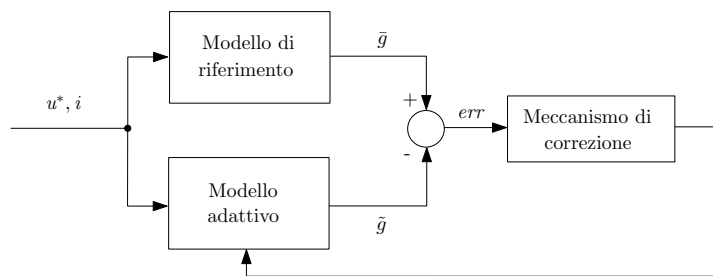


Figura 2.4: Schema di uno stimatore MRAS generico. Con \* si indica un valore di riferimento. Figura elaborata dall'autore, a partire da [8].

### 2.3.3 Osservatori di ordine ridotto

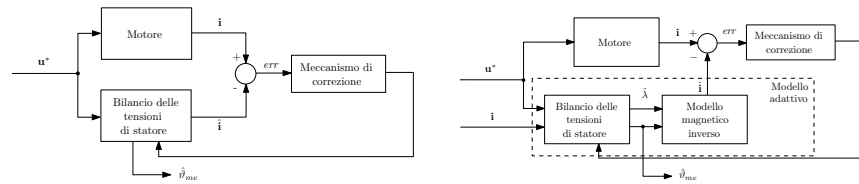
Gli *osservatori di ordine ridotto* implementano solamente i modelli elettrico e magnetico del motore. I più diffusi prevedono di utilizzare come variabile osservata la corrente o il flusso magnetico concatenato e la posizione viene generalmente determinata attraverso la stima della b-EMF.

Negli osservatori delle correnti il *modello di riferimento* è il motore stesso, mentre il *modello adattivo* è generalmente costituito dalle equazioni di bilancio della tensione di statore. Gli ingressi dei due modelli sono le tensioni (di riferimento o misurate), l'uscita del motore sono le

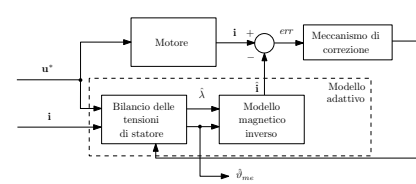
correnti misurate mentre l'uscita del *modello adattivo* è una stima delle correnti stesse. Il segnale di errore generato dalla differenza tra correnti misurate e stimate è elaborato e riportato al *modello adattivo*, per correggerne i parametri. Uno schema dell'osservatore è presentato in Figura 2.5a.

Esistono delle varianti di questo osservatore che prevedono anche la presenza del modello magnetico inverso del motore nel *modello adattivo*. Gli ingressi del motore sono le tensioni mentre l'uscita è costituita dalle correnti misurate. Per quanto riguarda il *modello adattivo*, invece, si hanno come ingressi sia le tensioni che le correnti di fase misurate, mentre l'uscita è il flusso magnetico stimato. Quest'ultimo viene elaborato dal modello magnetico inverso per produrre una stima delle correnti. Come nel caso precedente il segnale di errore tra correnti misurate e stimate è riportato al *modello adattivo*. Uno schema dello stimatore è presentato in Figura 2.5b.

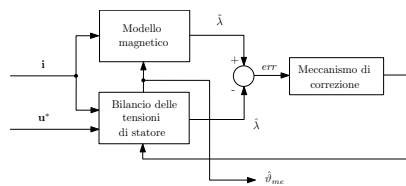
Negli osservatori del flusso magnetico, invece, il *modello di riferimento* è il modello magnetico del motore, mentre il *modello adattivo* è costituito dalle equazioni di bilancio delle tensioni di statore. Gli ingressi del modello magnetico sono le correnti misurate e la posizione stimata, in uscita viene prodotta una stima del flusso. Gli ingressi del *modello adattivo*, invece, sono tensioni (di riferimento o misurate) e correnti misurate, in uscita viene ancora prodotta una stima del flusso. In questo caso il segnale di errore è generato dalla differenza tra i due flussi magnetici stimati. Uno schema dell'osservatore è presentato in Figura 2.5c.



(a) Osservatore di ordine ridotto delle correnti.



(b) Osservatore di ordine ridotto delle correnti con modello magnetico inverso.



(c) Osservatore di ordine ridotto del flusso magnetico.

Figura 2.5: Schemi degli *osservatori di ordine ridotto* presentati. I simboli  $\hat{\cdot}$  e  $\tilde{\cdot}$  indicano variabili stimate. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2].



### Esempio di osservatore di ordine ridotto delle correnti

In [4] viene presentato un *osservatore di ordine ridotto* delle correnti per la stima della **b-EMF** in un azionamento con motore **SPM**. La peculiarità della proposta risiede nello sviluppo dei modelli dinamici del motore e dell'osservatore nel dominio di *Laplace*. L'osservatore viene realizzato come estensione di un osservatore lineare di *Luenberger*<sup>8</sup>.

Il bilancio di tensione nel riferimento stazionario assume la seguente espressione nel dominio di *Laplace*:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{I}_{\alpha\beta} + sL_{ss} \mathbf{I}_{\alpha\beta} + \mathbf{E}_{\alpha\beta} \quad (2.24)$$

dove  $\mathbf{U}_{\alpha\beta}$ ,  $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$  e  $\mathbf{E}_{\alpha\beta}$  sono rispettivamente i vettori spaziali (variabili complesse nel piano di *Laplace*) della tensione di statore, della corrente di statore e della **b-EMF**, mentre i parametri  $R_s$  e  $L_{ss}$  sono, rispettivamente, la resistenza di statore e l'induttanza sincrona. Se la pulsazione elettrica del motore  $\omega_{me}$  è lentamente variabile allora il modello dinamico della **b-EMF** può essere approssimato dalla relazione:

$$s\mathbf{E}_{\alpha\beta} = j\omega_{me} \mathbf{E}_{\alpha\beta} \quad (2.25)$$

A partire dalle (2.24) e (2.25) il modello dell'osservatore in forma di spazio di stato<sup>9</sup> è:

$$\begin{aligned} s\hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta} &= \frac{1}{\hat{L}_{ss}} (\mathbf{U}_{\alpha\beta}^* - \hat{R}_s \hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta}) + K_1 (\mathbf{I}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta}) \\ s\hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} &= j\tilde{\omega}_{me} \hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} + K_2 (\mathbf{I}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta}) \end{aligned} \quad (2.26)$$

dove  $K_1$  e  $K_2$  sono guadagni reali, il simbolo  $\hat{\cdot}$  indica una variabile stimata e  $\tilde{\omega}_{me}$  è un parametro da impostare durante l'implementazione. Si può osservare dalla (2.26) come sia presente un *feedback* delle correnti misurate  $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ , per correggerne il valore stimato  $\hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta}$ .

In questo articolo gli autori hanno optato per l'utilizzo di uno stimatore poco complesso al fine di renderne agevole lo studio analitico. Sulla base dei modelli espressi dalle equazioni in (2.26), infatti, sono stati analizzati i principali problemi che affliggono la stima della posizione. Tra questi sono indagati con particolare attenzione le distorsioni nella tensione e nella corrente e le incertezze parametriche.

#### 2.3.4 Osservatori di ordine completo

Gli *osservatori di ordine completo* implementano sia il modello elettromagnetico sia il modello meccanico del motore. Come per gli *osservatori di ordine ridotto* la variabile osservata è generalmente la corrente.

<sup>8</sup> L'osservatore lineare di *Luenberger* è un particolare osservatore dello stato di un sistema caratterizzato da una struttura **MRAS**, che prevede quindi un *feedback* dell'errore di stima. Per approfondimenti si veda [19].

<sup>9</sup> La rappresentazione in spazio di stato è un particolare modello matematico di un sistema fisico costituito da equazioni differenziali del primo ordine, che legano ingressi, uscite e variabili di stato. Per approfondimenti si veda [12].

Il *modello di riferimento* è costituito dal motore, le cui uscite sono le correnti misurate, mentre il *modello adattivo* è costituito dai modelli elettromagnetico e meccanico del motore. Gli ingressi del sistema sono correnti e tensioni, mentre in uscita si ha una stima delle correnti. Il segnale di errore viene generato dalla differenza tra correnti misurate e stimate e, dopo essere stato elaborato, viene riportato al modello elettrico del motore. Uno schema dell'osservatore è presentato in Figura 2.6.

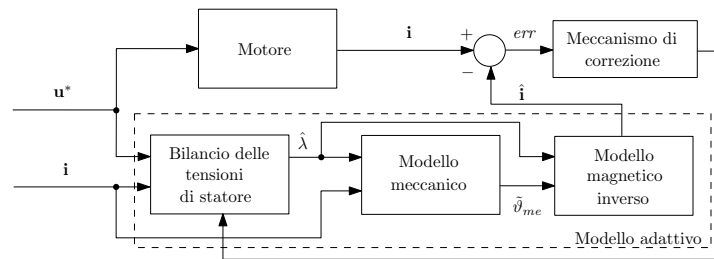


Figura 2.6: Schema di un *osservatore di ordine completo*. Figura elaborata dall'autore, a partire da [2].

#### *Esempio di osservatore di ordine completo*

In [3] viene presentato un *osservatore di ordine completo* delle correnti basato su un *Extended Kalman Filter (EKF)*<sup>10</sup>.

In questo articolo le equazioni del modello che descrive il motore sono espresse nel riferimento stazionario  $(\alpha, \beta)$ . Le variabili di stato, che compongono il vettore degli stati, sono le componenti della corrente di statore (cioè  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ ), la velocità e la posizione del rotore. L'algoritmo *sensorless* sviluppato è discretizzato ed implementato in un *DSP*, che garantisce l'elevata capacità di calcolo necessaria per sfruttare l'EKF.

I risultati sperimentali esposti evidenziano un brusco calo delle prestazioni a basse velocità, principalmente legato alle non idealità dell'inverter e a disturbi nella catena di misurazione della corrente. Le distorsioni sulla tensione operate dall'inverter possono essere facilmente compensate e nell'articolo è presente un riferimento al metodo di correzione. Le distorsioni sulla corrente sono invece attribuite agli *switching* dell'inverter (*Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*) e ai cablaggi di potenza. Entrambe le distorsione possono raggiungere livelli tali da invalidare l'algoritmo di stima proposto.

<sup>10</sup> L'EKF è una versione non lineare del filtro di *Kalman*, utilizzato per la stima dello stato in sistemi non lineari. L'algoritmo che lo descrive è basato sull'idea di applicare il filtro di *Kalman* convenzionale al sistema linearizzato istante per istante. Per approfondimenti vedere [23].

### 2.3.5 Estrazione della posizione e della velocità

Come accennato nei paragrafi precedenti la maggior parte degli osservatori produce una stima della **b-EMF**. Il metodo più semplice per la determinazione di posizione e velocità prevede di utilizzare direttamente le due componenti della **b-EMF** stimata,  $e_\alpha$  e  $e_\beta$ . Per la posizione si ricorre convenzionalmente all'utilizzo della funzione arcotangente e differenziando si ottiene la velocità stimata:

$$\tilde{\vartheta}_{me} = \arctan\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad \tilde{\omega}_{me} = \frac{d\tilde{\vartheta}_{me}}{dt} \quad (2.27)$$

L'arcotangente, essendo una funzione non lineare, è di difficile implementazione e il calcolo della posizione non è rapido. La determinazione della velocità come derivata della posizione, inoltre, soffre di problemi legati al rumore a causa della natura passa-alto del derivatore.

Una soluzione a questi problemi può essere l'utilizzo di un sistema *Phase-Locked Loop* (**PLL**) come osservatore della **b-EMF**. Questo implementa un regolatore *Proportional Integral* (**PI**), in grado di condurre a zero l'errore nella velocità stimata [27]. La natura stessa del controllore annulla l'errore a regime poichè costituisce un sistema di tipo uno. Nello stato stazionario, infatti, la velocità è costante, mentre la posizione è assimilabile ad una rampa. Per non avere errore a regime con ingresso a rampa è noto come il controllore debba essere di tipo uno o superiore. La posizione viene poi calcolata per integrazione della velocità, operazione che non introduce problemi relativi al rumore per la natura passa-basso dell'integratore [4].

#### *Fattori chiave nella valutazione delle tecniche sensorless alla frequenza fondamentale*

Gli aspetti principali da evidenziare sulle tecniche alla frequenza fondamentale sono:

- possibilità di implementazione sia in azionamenti sia con motore **SPM** sia **IPM** particolarizzando opportunamente i modelli matematici;
- non necessitano dell'elaborazione di segnali aggiuntivi, oltre a quelli fondamentali per il controllo di coppia (o velocità);
- non permettono un funzionamento al di sotto di una soglia di velocità, dipendente dal metodo adottato;
- richiedono la conoscenza della posizione iniziale del rotore, che può essere ottenuta sfruttando tecniche ad iniezione di segnali **HF**;

- le prestazioni migliorano adottando schemi di compensazione delle distorsioni, adattando i parametri dei modelli (ad esempio con una stima *on-line* della resistenza di statore) e misurando con maggior precisione la corrente.

## SENSITIVITÀ PARAMETRICA NEGLI AZIONAMENTI SENSORLESS

---

Come accennato nel capitolo 2 le tecniche *sensorless* sono fortemente dipendenti dalla precisione con la quale sono noti la tensione, la corrente e i parametri dei modelli matematici, quali resistenza e induttanza di statore.

Lo studio di sensitività rispetto ad errori riguardanti queste grandezze consente di prevedere la precisione nella stima della posizione. È possibile, inoltre, ottenere delle indicazioni importanti su come limitare alcuni problemi, al fine di migliorare le prestazioni dell'azionamento.

Non è possibile individuare in letteratura un approccio unificato nella trattazione della sensitività parametrica. Gli unici elementi comuni alla maggior parte delle teorizzazioni proposte sono i modelli adottati per descrivere gli effetti degli errori. Il più semplice e utilizzato di questi ultimi prevede di definire matematicamente gli errori come offset, cioè valori costanti. Sono presenti pochi casi in cui viene svolto uno studio più approfondito che consideri variabili di errore dipendenti dalle condizioni di funzionamento, come presentato in [4, 15].

Nei prossimi paragrafi verranno studiate le cause e gli effetti degli errori parametrici da un punto di vista qualitativo. Non verranno proposte nuove teorizzazioni per la sensitività parametrica delle tecniche *sensorless*, bensì verranno presentate le soluzioni disponibili in letteratura.

Un confronto tra le varie proposte evidenzierà le peculiarità dei risultati ottenuti, con l'obiettivo di far emergere gli elementi di maggior interesse, nell'ottica di un miglioramento delle prestazioni della tecnica.

### 3.1 PRINCIPALI FATTORI DI ERRORE NELLE TECNICHE SENSORLESS

I problemi che affliggono la stima della posizione possono essere ricondotti ad un numero limitato di cause comuni a tutte le tecniche *sensorless*. La sensitività ai singoli errori parametrici, invece, varia a seconda del metodo considerato e dipende dalla natura stessa della tecnica.

Come accennato nel capitolo precedente, per un corretto funzionamento, il controllo *sensorless* necessita di conoscere la tensione, la corrente o entrambe. Questo vincolo espone la tecnica ad errori derivan-

ti dalle distorsioni nella tensione introdotte dall'inverter. Per quanto riguarda la corrente, invece, si utilizzano valori misurati, che sono necessari al controllo di coppia (o velocità). Un sistema di misurazione della corrente inadeguato, quindi, potrebbe compromettere la precisione della stima della posizione. È necessario, inoltre, disporre di valori il più corretti possibile per la resistenza e l'induttanza di statore, parametri che ricoprono un ruolo fondamentale nei modelli matematici del motore.

Le principali cause di errore nella catena di controllo di un azionamento *sensorless*, quindi, sono:

- non idealità dell'inverter;
- problemi nella catena di misurazione della corrente;
- variazioni dei parametri elettrici e magnetici del motore.

Altre fonti minori di errore sono i ritardi introdotti dalla dinamica del sistema e, nel caso delle tecniche ad iniezione HF, dall'apparato di filtraggio [27].

Nel seguito verranno esposti i fenomeni alla base di tutti questi problemi, con particolare attenzione alle non idealità dell'inverter, che risultano essere l'elemento di maggior criticità.

### 3.1.1 Non idealità dell'inverter

Gli inverter di tensione PWM per l'alimentazione degli azionamenti a velocità variabile sono affetti da numerose non idealità, che producono distorsioni notevoli nelle tensioni in uscita. Queste distorsioni degradano pesantemente le prestazioni delle tecniche *sensorless* e dei sistemi di stima parametrica, che fanno affidamento sui valori di riferimento in ingresso.

Esistono numerose tecniche per la compensazione di queste non idealità, sia on-line sia off-line. Le prime sono onerose dal punto di vista computazionale e non garantiscono una buona compensazione durante i transitori di corrente, per questi motivi le seconde sono maggiormente utilizzate.

La fenomenologia risultante dalle non idealità può essere vista, nel complesso, come una variazione dell'ampiezza e una distorsione temporale della tensione in uscita.

Nel seguito verrà presentata un'analisi delle cause e degli effetti di queste non idealità, riferendosi a un singolo ramo  $j$  dell'inverter, come proposto in [11]. La grandezza di interesse per l'analisi che seguirà è la tensione di uscita  $u_{j0}$ , cioè la tensione tra il ramo  $j$  dell'inverter e il riferimento del bus in continua, durante un periodo di campionamento  $T_s$ . I principali elementi di non idealità sono:

1. effetti della caduta di tensione nei dispositivi di potenza sul livello di tensione in uscita;

2. effetti dei tempi morti e dei tempi di accensione/spegnimento dei dispositivi di potenza sul *duty cycle*;
3. effetti delle capacità parassite sui tempi di salita/discesa della tensione;
4. effetti della caduta di tensione di saturazione sul *duty cycle*;
5. effetti del bloccaggio a zero della corrente.

*Effetti della caduta di tensione nei dispositivi di potenza sul livello di tensione in uscita*

La caduta di tensione sul dispositivo *switching* (cioè l'**IGBT**) e sul diodo di *free-wheeling* è dipendente dal segno della corrente  $i_j$ , che scorre nel ramo  $j$ , e influenza il valore della tensione in uscita dall'inverter.

Indicando con  $u_{SW}$  e  $u_F$ , rispettivamente, la caduta di tensione sull'**IGBT** e sul diodo, la variazione del livello di tensione, rispetto al valore ideale  $U_{dc}/2$ , può essere espressa nel seguente modo:

$$u_{jo} = s_j \left( \frac{U_{dc}}{2} + u_{dm} \right) - \text{sign}(i_j) u_{cm} \quad (3.1)$$

dove  $s_j = \pm 1$  a seconda di quale dei due **IGBT** del ramo  $j$  è in conduzione, e sono stati definiti:

$$u_{dm} = \frac{u_F - u_{SW}}{2} \quad u_{cm} = \frac{u_F + u_{SW}}{2} \quad (3.2)$$

Nel caso  $i_j > 0$  la variazione appare come una diminuzione del livello di tensione, mentre nel caso  $i_j < 0$  si ha un aumento del livello di tensione [11].

*Effetti dei tempi morti e dei tempi di accensione/spegnimento dei dispositivi di potenza sul duty cycle*

I tempi di accensione e spegnimento degli **IGBT**, rispettivamente  $t_d^{ON}$  e  $t_d^{OFF}$ , e il *dead-time*  $\Delta$  producono una variazione del *duty-cycle* di riferimento  $d_j^*$  (i tempi di accensione spegnimento sono ancora funzione del segno della corrente  $i_j$ ).

La distorsione temporale può essere quantificata dalla seguente equazione:

$$\tilde{d}_j^\Delta = -\text{sign}(i_j) \frac{\Delta - (t_d^{OFF} - t_d^{ON})}{T_s} \quad (3.3)$$

Considerando che  $\Delta > t_d^{OFF} - t_d^{ON}$ , quando  $i_j > 0$  si ha una diminuzione del *duty-cycle*, mentre quando  $i_j < 0$  si ha un aumento del *duty-cycle* [11].

### Effetti delle capacità parassite sui tempi di salita/discesa

Le capacità parassite degli IGBT e dei diodi affliggono il tempo di salita e discesa della tensione di uscita, rispettivamente  $t_{rf}^{ON}$  e  $t_{rf}^{OFF}$ . Queste capacità (tre per le giunzioni  $p-n$  degli IGBT e una per il diodo) possono essere modellate come un'unica capacità  $C_{par}$  in parallelo all'uscita del ramo  $j$ .

Un fenomeno importante da evidenziare in questo contesto è l'asimmetria nel transitorio della tensione in seguito alla variazione di stato degli IGBT. Il tempo di salita della tensione in seguito all'accensione di uno *switching* risulta breve e indipendente dalla corrente, poichè la capacità  $C_{par}$  è caricata rapidamente. Il transitorio che segue lo spegnimento di un IGBT, invece, risulta fortemente dipendente dal valore della corrente. Per alti valori di quest'ultima la capacità parassita è scaricata rapidamente, mentre nel caso di una bassa corrente di scarica il transitorio è più lento.

La distorsione nel *duty-cycle* può essere espressa dalla:

$$\tilde{d}_j^{C_{par}} = \text{sign}(i_j) \frac{t_{rf}^{OFF} - t_{rf}^{ON}}{T_s} \quad (3.4)$$

Considerando che  $t_{rf}^{OFF} > t_{rf}^{ON}$ , quando  $i_j > 0$  si ha una diminuzione del *duty-cycle*, mentre quando  $i_j < 0$  si ha un aumento del *duty-cycle* [11].

### Effetti della caduta di tensione di saturazione sul duty cycle

Quando il *duty-cycle* di riferimento richiesto è troppo elevato, cioè  $d_j^* > 1 - \frac{\Delta}{T_s}$  o troppo basso, cioè  $d_j^* < \frac{\Delta}{T_s}$ , esso viene saturato rispettivamente a uno o a zero. Si ricorre a questa soluzione per evitare la generazione di impulsi di tensione di durata minore di  $\Delta$ , che provocherebbero un cortocircuito nel ramo dell'inverter [11].

Forzare il *duty-cycle* a uno o a zero costituisce intrinsecamente una distorsione su quest'ultimo.

### Effetti dell'attraversamento dello zero delle correnti

Durante il tempo morto  $\Delta$  la corrente  $i_j$  decresce. Quando quest'ultima attraversa lo zero il *duty-cycle* del segnale arriverà ad avere una durata paragonabile a quella del *dead-time*. La tensione prodotta, di conseguenza, non sarà sufficiente per caricare la capacità parassita e la corrente rimarrà nell'intorno dello zero. Questa situazione si protrae sino a quando l'ampiezza del *duty-cycle* raggiunge un livello tale da permettere alla corrente di uscire da questa zona di *clamping*.

Nel calcolo della distorsione introdotta dal *dead-time* sul *duty-cycle*, quindi, occorre tener conto del tempo effettivo in cui il motore è alimentato da una corrente diversa da zero [11].



Nel caso di inverter a modulazione PWM seno-triangolo, gli effetti presentati possono essere riassunti esprimendo il valore medio della tensione in uscita  $U_{j0}$ . Questo può essere ottenuto calcolando la media, su un periodo di campionamento, del segnale in (3.1):

$$U_{j0} = \left[ \left( d_j^* - \text{sign}(i_j) \frac{T_{\text{dist}}}{T_s} \right) - \frac{1}{2} \right] (U_{\text{dc}} + 2u_{\text{dm}}) - \text{sign}(i_j) u_{\text{cm}} \quad (3.5)$$

dove:

$$T_{\text{dist}} = \Delta - (t_{\text{d}}^{\text{OFF}} - t_{\text{d}}^{\text{ON}}) - (t_{\text{rf}}^{\text{OFF}} - t_{\text{rf}}^{\text{ON}}) \quad (3.6)$$

L'espressione (3.6) descrive la distorsione temporale introdotta dalle non idealità dell'inverter. Si può osservare come  $T_{\text{dist}}/T_s$  rappresenti un offset per il *duty-cycle* di riferimento  $d_j^*$  dipendente dal segno della corrente e dalla frequenza di commutazione dell'inverter.

Nel caso di inverter a modulazione vettoriale si rimanda a [11] per maggiori approfondimenti.

### 3.1.2 Problemi nella catena di misurazione della corrente

Il controllo di coppia (o velocità) di un azionamento elettrico si basa sull'anello di controllo di corrente. Una precisa misurazione di questa quantità è quindi alla base del raggiungimento di buone prestazioni statiche e dinamiche [7]. Nelle tecniche *sensorless* ad iniezione HF, in particolare, la corrente è il segnale dedicato alla stima della posizione. Dalla qualità di quest'ultima, quindi, dipende direttamente la precisione dell'algoritmo *sensorless*.

Le cause di errore nella misurazione della corrente sono riconducibili ai sensori utilizzati e ai circuiti di condizionamento del segnale, che possono essere caratterizzati da:

- cattiva calibrazione dei guadagni;
- esistenza di un offset.

La maggior parte delle proposte in letteratura prevede di modellare gli errori nella corrente mediante l'introduzione di un errore di guadagno e di un errore di offset.

Generalmente sono misurate solo due delle tre correnti di fase, che possono essere così espresse:

$$i_{a,\text{meas}} = k_a i_a + \Delta_a \quad i_{b,\text{meas}} = k_b i_b + \Delta_b \quad (3.7)$$

dove  $k_a$ ,  $k_b$  sono i guadagni e  $\Delta_a$ ,  $\Delta_b$  sono gli offset del sistema di misurazione. A partire dalla (3.7) è possibile ottenere l'errore tra corrente misurata e corrente reale. Nel riferimento sincrono, assumendo una dinamica elettrica molto più rapida di quella meccanica, si possono considerare costanti e uguali ai riferimenti le correnti misurate e

scrivere  $i_{d,meas} \simeq i_d^* = 0$  e  $i_{q,meas} \simeq i_q^* = I_s^1$ . L'errore nella corrente, quindi, può essere espresso dal seguente sistema di equazioni [20]:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1-k_b}{k_b} \begin{bmatrix} 0 \\ I_s \end{bmatrix} + \frac{1}{k_b} T_{abc/dqo} \begin{bmatrix} (k_a - k_b)i_a + \Delta_a \\ \Delta_b \\ (k_b - k_a)i_a - \Delta_a - \Delta_b \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

dove  $\tilde{i}_d = i_{d,meas} - i_d$  e  $\tilde{i}_q = i_{q,meas} - i_q$ , con  $i_d$  e  $i_q$  correnti reali.

In condizioni di funzionamento a regime le correnti di fase sono sinusoidali alla frequenza  $\omega_{me}$ . A partire dalla (3.8), quindi, è possibile scomporre l'errore che affligge la corrente in tre contributi:

1. una componente costante proporzionale a  $I_s$  dovuta ad un errore nei guadagni (in particolare  $k_b \neq 1$ ), descritta dal primo termine a secondo membro della (3.8);
2. una componente alla frequenza  $\omega_{me}$  indipendente da  $I_s$  e dovuta agli offset, descritta dal secondo termine a secondo membro della (3.8) ponendo  $k_a = k_b = 0$ ;
3. una componente a frequenza  $2\omega_{me}$  proporzionale a  $I_s$  dovuta ad una differenza tra i guadagni, descritta dal secondo termine a secondo membro della (3.8) ponendo  $\Delta_a = \Delta_b = 0$ .

Generalmente le linee di acquisizione della corrente sono caratterizzate da valori diversi di guadagno e da offset non nulli. In questa condizione la corrente conterrà un disturbo costante, una distorsione alla frequenza fondamentale e una distorsione armonica a frequenza doppia della fondamentale.

### 3.1.3 Variazioni della resistenza e induttanza di statore

Il modello più semplice per descrivere resistenza e induttanza di statore consiste nel considerare i valori di queste grandezze costanti e indipendenti dalle condizioni di funzionamento. Questo approccio limita le prestazioni della tecnica di controllo poichè tali parametri sono fortemente dipendenti dal livello della corrente e dal carico meccanico richiesto [18].

In generale si può evidenziare una forte dipendenza della resistenza dalla temperatura e, quindi, anche dal valore della corrente. Per quanto riguarda l'induttanza si riscontra una forte variabilità per il fenomeno della saturazione magnetica (e della componente di *cross-saturation*), direttamente dipendente dal valore della corrente [25].

La stima on-line è una procedura efficace per compensare gli effetti della variazioni di resistenza e induttanza nell'algoritmo di controllo

<sup>1</sup> Nel caso di funzionamento a  $i_d^* = 0$ .

poichè permette di avere a disposizione i valori reali di questi parametri in ogni istante. Anche tale soluzione, tuttavia, comporta dei problemi dovuti principalmente ad una stima imprecisa dei valori di resistenza e induttanza.

#### *Errori dovuti alla variazione della resistenza di statore*

La resistenza, come accennato, varia con la temperatura degli avvolgimenti e con la frequenza delle correnti di statore, come presentato in [25].

In condizioni di basso carico meccanico la corrente non ha un valore elevato e l'effetto termico è limitato. Come conseguenza la resistenza subisce una piccola variazione che può essere considerata trascurabile. A pieno carico, invece, la corrente negli avvolgimenti di statore ha un valore molto alto e si ha produzione di notevole calore per effetto *Joule*. In queste condizioni la resistenza può subire variazioni notevoli rispetto al valore nominale, producendo un effetto non trascurabile nella tecnica *sensorless*.

#### *Errori dovuti alla variazione dell'induttanza di statore*

L'induttanza di statore è fortemente sensibile al livello della corrente, attraverso il fenomeno della saturazione magnetica. Per valori elevati della corrente il modello magnetico del motore non è più descritto da una legge lineare, bensì si ha una saturazione del flusso concatenato.

Nei motori *PM* il flusso magnetico sull'asse sincrono *d* è prevalentemente fornito dai magneti permanenti ed è diverso da zero anche nel caso di corrente diretta nulla. Il flusso magnetico sull'asse *q*, invece, è generato solamente dalla corrente di quadratura. Sulla base di ciò è possibile affermare che la saturazione viene raggiunta sull'asse *d* per valori di corrente più bassi rispetto a quelli necessari per la saturazione dell'asse in quadratura, come si può vedere in Figura 3.1 [25].

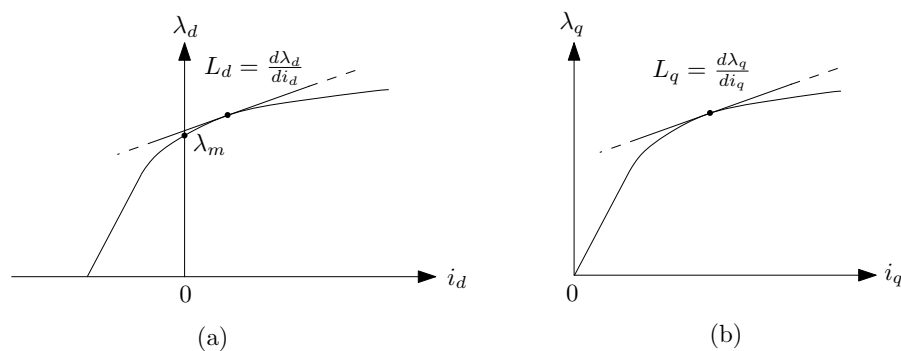


Figura 3.1: Modello magnetico (a) sull'asse *d*, (b) sull'asse *q*. Figura elaborata dall'autore, a partire da [25].

Nel controllo vettoriale *FOC* viene generalmente posto  $i_d = 0$ , mentre la corrente  $i_q$ , responsabile della generazione di coppia, è dipen-

dente dal carico e quindi variabile. In aggiunta per caratteristiche fisiche del motore l'induttanza nell'asse in quadratura risente molto più che nell'asse diretto delle condizioni di carico. Questo si verifica principalmente in motori anisotropi, quali gli *IPM*.

### 3.2 EFFETTI NELLE TECNICHE SENSORLESS HF

Nelle tecniche di controllo *sensorless* basate sull'iniezione di segnali *HF* la posizione viene determinata elaborando la risposta del motore all'eccitazione in ingresso. Questi metodi, quindi, sono sensibili alle distorsioni sui segnali iniettati e sui segnali prelevati per la stima.

I fattori chiave da considerare per uno studio della sensitività parametrica nelle tecniche *HF*, sulla base degli elementi presentati nel paragrafo 3.1, sono:

- non idealità dell'inverter;
- errori nella catena di misurazione della corrente.

La principale fonte di errore è costituita dalle non idealità dell'inverter [14]. Queste producono una pesante distorsione della tensione in ingresso al motore, compresi quindi i segnali di eccitazione ad alta frequenza. La seconda causa di errore, in ordine di importanza, è legata a problemi nella catena di misurazione della corrente. Questi sono principalmente le non idealità dei sensori e dei circuiti di condizionamento del segnale e gli errori parametrici degli elementi passivi nel sistema di acquisizione [16]. Sia le distorsioni nella tensione sia le distorsioni nella corrente sono amplificate in corrispondenza degli attraversamenti dello zero della corrente di statore [14]. Nel prossimo paragrafo verrà trattata con particolare cura la fenomenologia degli errori in questa regione di funzionamento.

Oltre ai problemi appena presentati, le prestazioni delle tecniche *HF* sono fortemente dipendenti dalla precisione del modello magnetico [2]. Quest'ultima può essere inficiata da alcune non idealità nella natura induttiva reale del motore, tra cui si evidenziano:

- la presenza di salienze secondarie;
- il fenomeno della *cross-saturation*.

Le prime, spesso trascurate nei modelli matematici o descritte in maniera poco precisa, sono generate dalla saturazione magnetica [14]. La *cross-saturation*, introdotta nel paragrafo 2.2, è fattore critico in quanto dipendente dal carico. Entrambe apportano un contributo all'errore nella posizione stimata e devono essere quindi considerate.

Per quanto riguarda la variazione della resistenza di statore non sono diffusi in letteratura lavori che ne studiano l'influenza nelle tecniche *sensorless HF*. Sono invece reperibili diversi algoritmi di compensazione. Questi sono basati sulla stima online della resistenza e

sulla correzione del valore attraverso una catena di retroazione, come presentato in [9].

Un ultimo elemento di errore, che può introdurre dei problemi nella catena di controllo, è costituito dalla qualità del sistema di filtraggio con cui sono isolati i segnali ad alta frequenza [2]. Gli ultimi studi in questa direzione mirano a sostituire i filtri a banda fissa con dei sistemi adattivi, che modificano la loro struttura al variare delle condizioni di funzionamento [27].

### 3.2.1 Effetti delle non idealità dell'inverter

I meccanismi con cui si manifestano le non idealità dell'inverter sono descritti nel paragrafo 3.1.1. Per quanto riguarda gli effetti nelle prestazioni della tecniche HF verranno proposte alcune soluzioni reperibili in letteratura.

#### Iniezione continua di segnali sinusoidali

In [14] viene studiata approfonditamente l'influenza delle non idealità dell'inverter nel caso di iniezione continua di segnali sinusoidali.

L'analisi è condotta considerando, inizialmente, la presenza della sola componente di tensione HF nell'inverter, per evidenziare gli effetti delle non idealità sui segnali ad alta frequenza. I risultati della simulazione sono rappresentati in Figura 3.2.

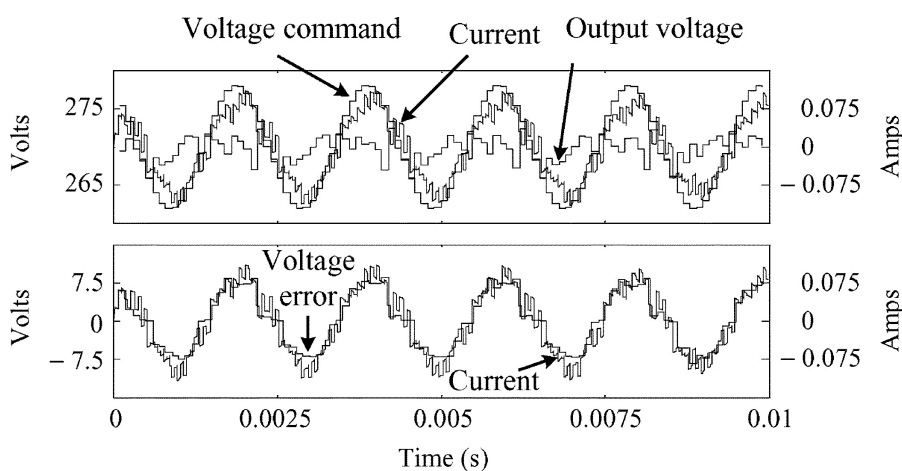


Figura 3.2: Iniezione della sola tensione HF. Tensione in ingresso all'inverter, corrente di fase e tensione in uscita (in alto). Errore nella tensione e corrente di fase (in basso). Figura tratta da [14].

Si può osservare come la tensione in uscita dall'inverter sia alla stessa frequenza del segnale di eccitazione, ma con un'ampiezza e fase iniziale diverse. L'errore di tensione, invece, è in fase con la corrente, mentre ci si dovrebbe aspettare uno sfasamento dovuto alla natura resistiva-induttiva del motore. Per bassi valori della corrente, come quelli considerati in questa simulazione, le capacità parassite

nell'inverter assumono un ruolo primario nella dinamica elettrica. Il ritardo introdotto dalla natura resistiva-induttiva del carico elettrico viene quindi quasi completamente compensato dall'anticipo attribuibile a queste capacità. Per quanto riguarda la corrente di fase (solo la componente ad alta frequenza), inoltre, non è visibile lo *zero-current clamping*.

Successivamente è stata considerata nell'analisi anche la componente di tensione alla frequenza fondamentale, a cui è sovrapposta quella HF. La simulazione condotta in queste condizioni è presentata in Figura 3.3. Le componenti HF appaiono come armoniche di ordine elevato sovrapposte alle forme d'onda fondamentali.

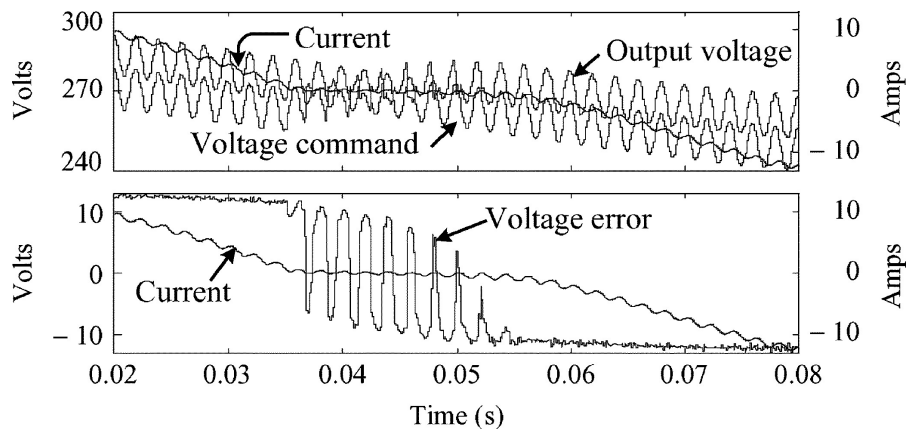


Figura 3.3: Iniezione della tensione HF sovrapposta a quella fondamentale. Tensione in ingresso all'inverter, corrente di fase e tensione in uscita (in alto). Errore nella tensione e corrente di fase (in basso). Figura tratta da [14].

Si può osservare come l'errore introdotto nella tensione sia costante per valori elevati della corrente (all'inizio e alla fine della Figura 3.3), a meno di una piccola variazione dovuta alla caduta sui dispositivi di potenza. In queste condizioni l'errore è modellato come un offset sulla tensione in uscita dall'inverter e può essere facilmente compensato con delle tecniche apposite.

Quando l'ampiezza della corrente di fase diminuisce l'errore nella tensione è pesantemente influenzato dalle capacità parassite dei dispositivi a semiconduttore ed è modulato dalla frequenza dei segnali di eccitazione. L'ampiezza della componente di corrente ad alta frequenza, quindi, diminuisce, mentre la componente alla frequenza fondamentale si aggancia allo zero, come ben evidenziato nel tratto centrale del diagramma in basso di Figura 3.3. Questa condizione risulta transitoria e di rapido esaurimento, in quanto i regolatori di corrente sbloccano dallo zero la componente alla frequenza fondamentale, facilitando l'attraversamento della zona critica. La distorsione introdotta sulla tensione a bassi livelli di corrente, a differenza di quella costante per valori di corrente elevati, non può essere compensata con i metodi tradizionali.

I risultati simulati in [14] sono stati confermati sperimentalmente, dimostrando come l'errore generato dalle non idealità di un dato dispositivo sulla tensione sia dipendente unicamente dal valore della corrente.

La tensione in uscita dall'inverter alimenta il motore e, sulla base dei modelli presentati nel paragrafo 2.2, genera un segnale di corrente che contiene l'informazione sulla posizione del rotore. Si può dedurre come una distorsione nella tensione produca una distorsione nella corrente, con l'insorgere di un errore nella posizione stimata.

#### *Iniezione discontinua di segnali impulsivi*

In [26] viene studiata l'influenza delle non idealità dell'inverter nelle tecniche ad iniezione di impulsi con il metodo **INFORM**. Come presentato nel paragrafo 2.2.3, la determinazione della posizione in queste tecniche avviene elaborando la distorsione nella corrente in seguito all'iniezione di impulsi di tensione attraverso la misurazione della derivata della corrente.

L'analisi di sensitività è condotta, quindi, studiando la variazione della corrente operata dalle non idealità dell'inverter rispetto alle condizioni di funzionamento ideali. I fattori di errore considerati sono:

- il *dead-time*;
- la caduta di tensione sui dispositivi di potenza, cioè **IGBT** e diodi.

Gli effetti del *dead-time* sono quelli di maggior influenza sulla stima della posizione. Gli impulsi di tensione vengono generati in corrispondenza di un particolare punto di lavoro del motore, corrispondente alla direzione, nello stesso istante, del vettore spaziale di corrente alla frequenza fondamentale. Nel caso ideale il valore medio della distorsione nella corrente di fase dovrebbe essere nullo, come mostrato in Figura 3.4. Si può ben notare in Figura 3.5, invece, una distorsione (curva tratteggiata in nero). È possibile dedurre, quindi, che il principale effetto del *dead-time* è uno spostamento del punto di lavoro del motore [26].

In condizioni ideali la misurazione della *derivata della corrente* avviene negli istanti in cui le correnti generate dagli impulsi sono nella direzione del vettore spaziale di corrente alla frequenza fondamentale (attraversamento dell'asse delle ascisse nel diagramma in basso di Figura 3.4). Le non idealità dell'inverter producono uno spostamento degli istanti in cui le correnti generate sono nella direzione di questo vettore spaziale, cioè avviene una variazione del punto di lavoro del motore. Risulta necessario, quindi, spostare gli istanti di misurazione della *derivata della corrente*. Questo può essere ottenuto facilmente modificando alcuni parametri software dell'elettronica di controllo [26].



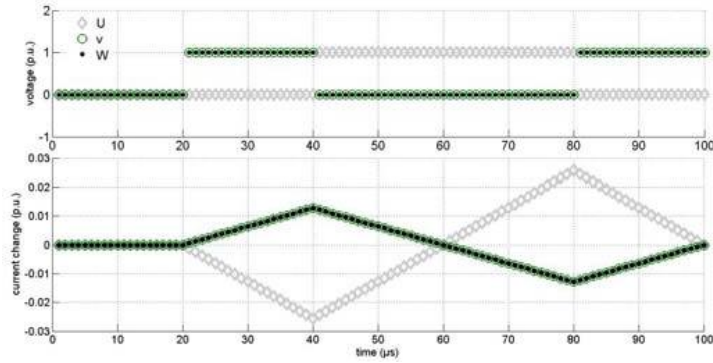


Figura 3.4: Tensione in uscita dall'inverter (in alto) e simulazione del transitorio di corrente nel caso ideale (in basso). Figura tratta da [26].

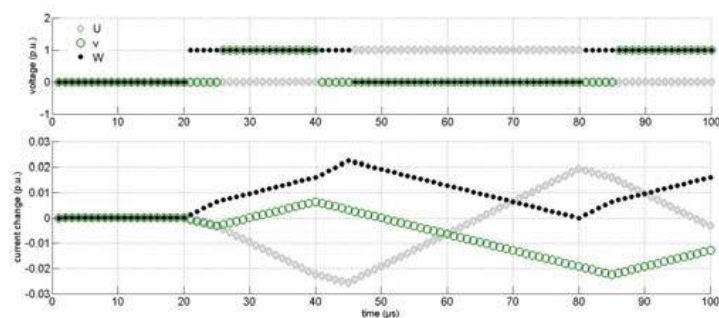


Figura 3.5: Tensione in uscita dall'inverter (in alto) e simulazione del transitorio di corrente considerando il *dead-time* (in basso). Figura tratta da [26].

Per quanto riguarda la caduta di tensione sui dispositivi di potenza vengono considerati un contributo costante e un contributo resistivo. Quest'ultimo viene trattato come una frazione di tutta la resistenza di statore. Il termine costante, invece, produce una diminuzione del valore della tensione iniettata e di conseguenza un abbassamento del livello del transitorio di corrente [26].

### 3.2.2 Effetti degli errori nella catena di misurazione della corrente

In questo paragrafo verrà presentata l'analisi svolta in [16], riguardo gli effetti delle non idealità nell'acquisizione della corrente. Il lavoro in questo articolo prevede l'utilizzo di una tecnica *sensorless HF* basata sull'iniezione di un *vettore alternato di tensione*, in un sistema di riferimento sincrono stimato. L'elaborazione del segnale di corrente necessario alla stima della posizione è la stessa presentata nel paragrafo 2.2.4.

Nell'ipotesi di trascurare gli offset nella corrente, si è dimostrato come l'errore nella posizione stimata dipenda unicamente dalla differenza tra i guadagni dei sensori di corrente. Quando non c'è differen-



za tra i valori di questi ultimi, l'errore nella posizione è nullo, mentre l'errore cresce all'aumentare della differenza tra i guadagni. Nel caso di guadagni di valore diverso, come presentato in [16], l'errore è oscillante ad una frequenza doppia rispetto a quella fondamentale. Si è dimostrato, inoltre, come la relazione che lega l'errore nella posizione alle non idealità nella misurazione della corrente sia indipendente dall'ampiezza e dalla frequenza dei segnali di eccitazione.

Gli offset nelle correnti di fase, invece, sono componenti a frequenza nulla o molto bassa. Nel riferimento sincrono questi diventano termini alla frequenza fondamentale del motore, di molto inferiore alla frequenza dei segnali di eccitazione.

Nella fase di elaborazione la componente di corrente ad alta frequenza viene separata dalla componente alla frequenza fondamentale attraverso l'utilizzo di un BSF. Quest'ultimo attenua tutte le componenti armoniche a bassa frequenza, compresi gli offset, che non producono, quindi, errori nella posizione stimata [16].

Gli elementi chiave da considerare per la sintesi di una tecnica *sensorless* HF robusta rispetto agli errori che affliggono la tensione e la corrente sono:

- compensazione dell'errore sulla tensione in uscita dall'inverter, attraverso un algoritmo dipendente dal valore delle correnti di fase, nel caso di tecniche ad iniezione continua;
- correzione via software della procedura di acquisizione della derivata della corrente, nel caso di tecniche ad iniezione discontinua;
- precisa calibrazione dei guadagni dei sensori di corrente e dei circuiti di condizionamento.

### 3.3 EFFETTI NELLE TECNICHE SENSORLESS ALLA FREQUENZA FONDAMENTALE

Le tecniche *sensorless* alla frequenza fondamentale, come presentato nel paragrafo 2.3, sfruttano i modelli matematici del motore per la stima della posizione. Le variabili elettriche della macchina, misurate o stimate, sono i parametri fondamentali nelle equazioni utilizzate dall'algoritmo di stima. Questo approccio *model-based*, quindi, è molto sensibile alla precisione nella caratterizzazione del motore, alle variazioni parametriche, alle non idealità dell'inverter e agli errori nella misurazione della corrente [20].

Nel seguito verranno studiati approfonditamente gli effetti della sensibilità di queste tecniche *sensorless* rispetto ai seguenti fattori:

- non idealità dell'inverter;
- errori nella catena di misurazione della corrente;

- variazioni della resistenza e dell'induttanza di statore.

L'elemento più critico, come per le tecniche ad iniezione HF, risulta essere la distorsione nella tensione operata dall'inverter. Seguono gli errori nella corrente e le variazioni parametriche.

### 3.3.1 Effetti delle non idealità dell'inverter

L'influenza delle non idealità dell'inverter sulla stima della posizione dipende, principalmente, dalla scelta delle tensioni da utilizzare nei modelli matematici. Sono possibili due approcci:

- utilizzo delle tensioni di riferimento generate dai regolatori di corrente;
- utilizzo delle tensioni misurate in uscita dall'inverter.

La prima soluzione è adottata nella maggioranza delle applicazioni, in quanto non necessita di hardware aggiuntivo per la determinazione delle tensioni. Le tensioni di riferimento generate dai regolatori di corrente non coincidono con le tensioni in uscita dall'inverter, a causa delle distorsioni introdotte da quest'ultimo. La stima della posizione, quindi, è inevitabilmente erranea. Esistono delle tecniche di compensazione per limitare gli effetti della distorsione nelle tensioni, che consentono di migliorare le prestazioni dell'intero azionamento.

La misurazione delle tensioni in uscita dall'inverter caratterizza il secondo approccio e mira ad eliminare gli errori introdotti dall'utilizzo dei riferimenti di tensione. Il principale svantaggio di questa strategia, tuttavia, è la richiesta di hardware aggiuntivo per la misurazione [21].

Utilizzando le tensioni misurate come parametro per i modelli matematici del sistema può nascere un problema legato alla natura stessa degli azionamenti *sensorless*. Questi ultimi trovano applicazione in sistemi in cui la richiesta di precisione nel controllo del moto non è elevata. Attualmente, infatti, le tecniche di controllo che offrono le migliori prestazioni, statiche e dinamiche, prevedono l'utilizzo di trasduttori di posizione. In questo contesto la scelta di introdurre ulteriore hardware e, quindi, costi in un sistema nato per ridurre la complessità dell'azionamento risulta controtendenza. L'utilizzo dei sensori di tensione è accettabile solamente nel caso in cui il miglioramento delle prestazioni sia netto.

Sono disponibili pochi lavori in questa direzione. Uno tra questi è presentato in [24], dove viene proposto un azionamento *sensorless* che utilizza valori di tensione misurati attraverso un sistema analogico.

Nel seguito ci si occuperà dell'approccio che utilizza le tensioni di riferimento, essendo quello che effettivamente soffre delle distorsioni operate dalle non idealità dell'inverter.

### Utilizzo delle tensioni di riferimento generate dai regolatori di corrente

Il lavoro svolto da Sargos et al. in [20] prevede l'utilizzo di un osservatore di ordine ridotto delle correnti per la stima della **b-EMF**, supportato da modelli meccanici per la correzione di quest'ultima.

Gli effetti delle non idealità dell'inverter sono studiati a partire dalla definizione di un modello costante per l'errore nella tensione, descritto da:

$$\delta_v = \frac{U^*}{U_{o,r}} - 1 \quad (3.9)$$

dove  $U^*$  è l'ampiezza del riferimento di tensione prodotto dai regolatori di corrente e  $U_{o,r}$  è l'ampiezza della tensione in uscita dall'inverter.

L'analisi di sensitività si basa sullo studio del modello dell'osservatore<sup>2</sup>, in cui sono sostituiti i valori ideali di tensione con quelli contenenti l'errore espresso dalla (3.9). La **b-EMF** stimata, in questo caso, non coincide con quella ideale, calcolata in assenza di distorsione nella tensione, ma sono presenti una componente di errore costante e una componente di errore alla frequenza fondamentale. La **b-EMF** può essere espressa in un riferimento sincrono stimato  $(\delta, \gamma)$  dalle relazioni:

$$\begin{aligned} \hat{e}_\delta &= (1 + \delta_v)e_\delta - \delta_v L_s \omega_m e I_s \\ \hat{e}_\gamma &= (1 + \delta_v)e_\gamma + \delta_v R_s I_s \end{aligned} \quad (3.10)$$

dove  $\hat{e}_\delta$  ed  $\hat{e}_\gamma$  sono le componenti stimate, mentre  $e_\delta$  ed  $e_\gamma$  sono le componenti reali.

L'elaborazione della **b-EMF** produce una stima della posizione del rotore, che coincide con quella reale a meno di un errore costante. Se la distorsione sulla tensione è di piccola entità l'errore produce solamente un peggioramento delle prestazioni. Se la distorsione è elevata, invece, può venire compromessa la stabilità del sistema. In quest'ultimo caso la tecnica riesce nel controllo del motore nel funzionamento a medio-alta velocità, anche se l'errore nella posizione stimata è grande. Nel funzionamento a basse velocità, invece, la stima della posizione non converge ad un valore stabile e si osserva un'oscillazione nella coppia prodotta [20].

In [15] viene presentato un azionamento *sensorless* con motore **IPM**, basato su un osservatore di ordine ridotto delle correnti, per la stima della **b-EMF**. Il lavoro prevede un'analisi di robustezza della tecnica in seguito all'implementazione di un meccanismo di compensazione delle non idealità dell'inverter. La distorsione nella tensione, inoltre, viene descritta da un modello dipendente dalla corrente di fase, soluzione che rappresenta un'evoluzione del modello costante proposto in [20].

<sup>2</sup> Si veda [20] per approfondimenti.

La relazione tra riferimenti di tensione  $v_{u,ref}$ ,  $v_{v,ref}$ ,  $v_{w,ref}$  e tensioni in uscita dall'inverter  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  nel riferimento stazionario ( $u, v, w$ ), è espressa dalle:

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{u,ref} \\ v_{v,ref} \\ v_{w,ref} \end{bmatrix} - \Delta V \begin{bmatrix} f(i_u) \\ f(i_v) \\ f(i_w) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

dove  $f(i)$  è una funzione della corrente di fase e  $\Delta V$  è l'errore sulla tensione dovuto al *dead-time* e alla caduta sui dispositivi di potenza, simile a quello ottenuto in [11] e presentato nel paragrafo 3.1.

La relazione tra riferimenti di tensione generati dai regolatori di corrente e tensione in ingresso all'inverter  $v_u^*$ ,  $v_v^*$ ,  $v_w^*$ , corretta mediante compensazione, è:

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{u,ref} \\ v_{v,ref} \\ v_{w,ref} \end{bmatrix} + \Delta V \begin{bmatrix} f(i_u) \\ f(i_v) \\ f(i_w) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Per la strategia di compensazione sono stati indicati due possibili metodi, che si differenziano in base alla funzione  $f(i)$  che descrive la dipendenza della tensione dalla corrente:

- metodo A:

$$f(i) = \text{sgn}(i) ; \quad (3.13)$$

- metodo B:

$$f(i) = \begin{cases} \frac{1}{k} \cdot i, & \text{se } |i| < k \\ \text{sgn}(i), & \text{se } |i| \geq k. \end{cases} \quad (3.14)$$

dove  $k$  è un parametro costante da determinare sperimentalmente.

Il metodo A prevede l'utilizzo di una funzione dipendente unicamente dal segno della corrente, mentre il metodo B implementa una  $f(i)$  lineare nella regione a bassa corrente. L'andamento della funzione  $f(i)$  nei due casi è presentato in Figura 3.6.

Il metodo A non presenta problemi in una regione di funzionamento ad elevata corrente, poichè l'errore sulla tensione è costante. In condizioni di basso carico e nella regione a bassa corrente la compensazione con il primo metodo non è più adeguata, poichè l'errore nella tensione è modulato dall'ampiezza della corrente stessa, in accordo con quanto affermato nel paragrafo 3.1. Il metodo B, invece, fornisce un'ottima compensazione anche nella regione a bassa corrente e quindi garantisce un miglioramento delle prestazioni dell'azionamento rispetto al metodo A [15].

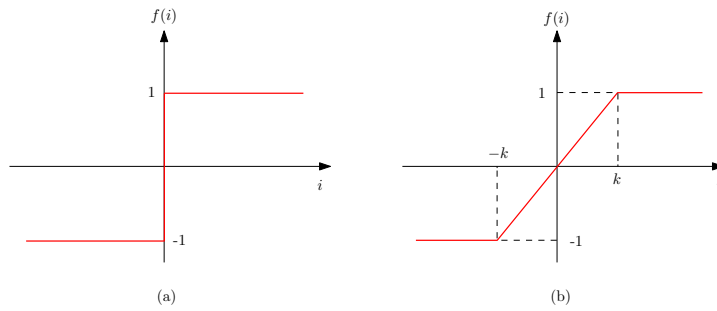


Figura 3.6: Andamento della funzione  $f(i)$  (a) metodo A, (b) metodo B. Figura elaborata dall'autore, a partire da [15].

Mediante analisi sperimentale è stato dimostrato come l'algoritmo *sensorless* in questione riesca nel controllo del motore anche durante l'attraversamento dello zero della velocità, situazione critica per molte tecniche alla frequenza fondamentale. Un'analisi comparativa tra l'errore di posizione ottenuto, tramite compensazione con il metodo A e tramite compensazione con il metodo B, è presentata in Figura 3.7 per due diversi valori di velocità. L'errore sulla stima della posizione

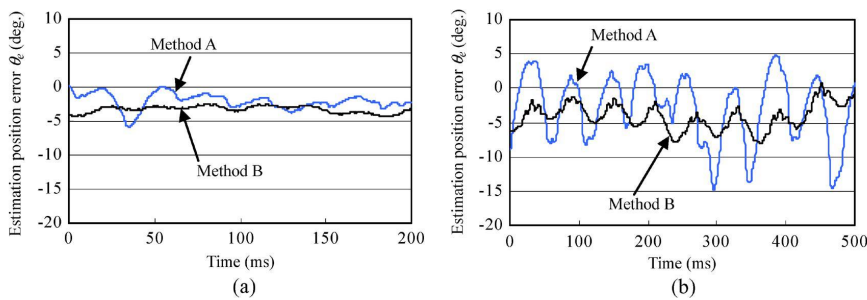


Figura 3.7: Errore nella posizione stimata con il metodo A e B a vuoto. Funzionamento (a) a 1000 rpm, (b) a 500 rpm. Figura tratta da [15].

aumenta al diminuire della velocità di funzionamento. Questo fenomeno è spiegabile con la diminuzione del valore della *b-EMF*, che porta ad aumento dell'influenza delle distorsioni sulla tensione, dovute sia all'inverter sia ad altri fattori secondari.

L'andamento dell'errore di posizione, utilizzando il metodo di compensazione B, durante l'attraversamento dello zero della velocità è proposto in Figura 3.8. Si può notare chiaramente un aumento dell'errore, la *b-EMF*, infatti, assume valori molto bassi fino ad annullarsi in questa regione. Le distorsioni nei segnali di controllo, quindi, diventano predominanti e degradano la precisione della stima.

Le peculiarità dell'analisi condotta da Inoue et al. in [15] sono:

- utilizzo di un modello per l'errore sulla tensione dipendente dal valore delle correnti di fase;

- sviluppo di un metodo di compensazione dipendente dal valore delle correnti di fase, che garantisce la controllabilità del motore durante transitori a velocità nulla.

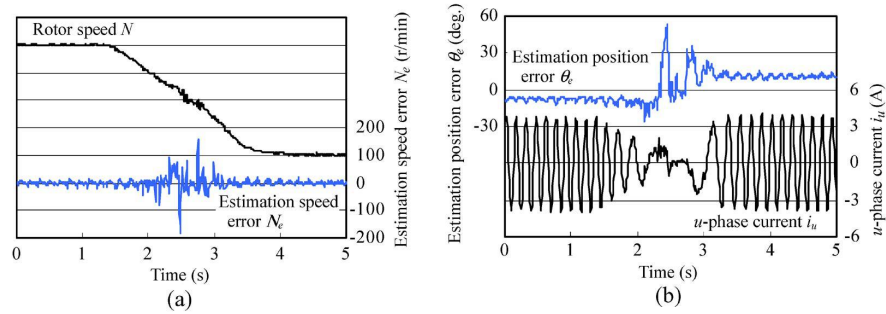


Figura 3.8: Errore nella velocità e posizione stimata con il metodo B al 50% del carico nominale. Errore (a) nella velocità stimata, (b) nella posizione stimata. Figura tratta da [15].

### 3.3.2 Effetti degli errori nella catena di misurazione della corrente

L'analisi degli errori che affliggono la misurazione della corrente è stata presentata nel paragrafo 3.1.2. Le simulazioni condotte in [20] confermano le affermazioni che erano state fatte riguardo all'influenza di questi errori. Le componenti di errore nella corrente si traducono in errori sulla posizione, che conterrà, quindi, una componente di errore costante e contributi armonici di ordine uno e due.

In Figura 3.9 è presentata una simulazione condotta considerando la presenza di un errore nei guadagni del sistema di misurazione. Si

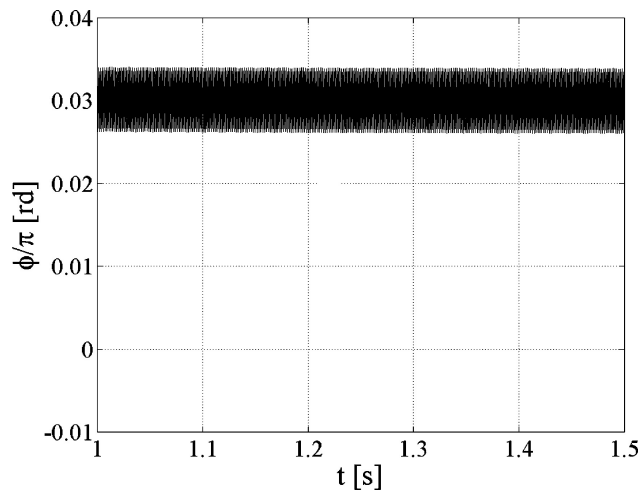


Figura 3.9: Errore nella posizione dovuto alla presenza di un errore nei guadagni del sistema di misurazione ( $k_a = k_b = 0.95$ ). Figura tratta da [20].

può osservare come l'errore sia costante, a meno di un lieve disturbo rumoroso, in accordo con l'equazione (3.8).

In Figura 3.10 è presentata una simulazione condotta considerando la presenza di errori di diversa entità nei guadagni dei due sistemi di acquisizione (uno per corrente di fase misurata). L'errore

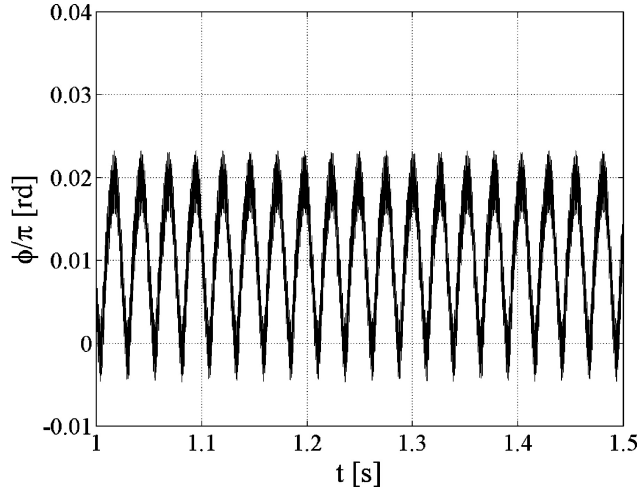


Figura 3.10: Errore nella posizione dovuto alla presenza di errori di diversa entità nei guadagni del sistema di misurazione ( $k_a = 1.05$  e  $k_b = 0.95$ ). Figura tratta da [20].

nella posizione contiene un offset e un'oscillazione alla frequenza fondamentale, dimostrando la validità dell'equazione (3.8).

Infine è stata condotta una simulazione considerando la presenza di termini di offset nella corrente. I risultati sono presentati in Figura 3.11. In questo caso l'errore di posizione presenta un offset, un'oscilla-

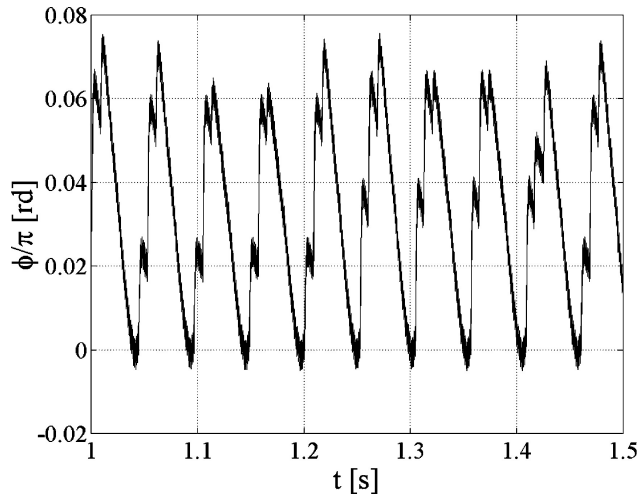


Figura 3.11: Errore nella posizione dovuto alla presenza di offset nel sistema di misurazione ( $\Delta_a = \Delta_b = 0.10A$ ). Figura tratta da [20].

zione alla frequenza fondamentale e un'armonica a frequenza doppia della fondamentale, perfettamente in accordo con la (3.8).

Il lavoro svolto da Bolognani et al. in [4], invece, prevede una trattazione unificata degli effetti delle non idealità dell'inverter e degli errori nella misurazione della corrente. La tecnica di controllo proposta è basata su un osservatore di ordine ridotto delle correnti, per la stima della **b-EMF**, in un azionamento *sensorless* con motore **IPM**. La particolarità della proposta risiede nello sviluppo nel dominio di *Laplace* dei modelli del motore e dello stimatore, come accennato nel paragrafo 2.3.3. L'obiettivo è quello di includere in un'unica funzione di trasferimento le informazioni necessarie per un'analisi di sensitività parametrica, semplificandone la trattazione analitica.

I modelli considerati per gli errori nelle tensioni e nelle correnti sono descritti dalle:

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta} = \mathbf{I}_{\alpha\beta_{act}} + \Delta\mathbf{I} \quad \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \mathbf{U}_{\alpha\beta_{act}} + \Delta\mathbf{U} \quad (3.15)$$

dove il pedice  $_{act}$  indica il valore reale, mentre le variabili senza pedici rappresentano i valori di riferimento. Osserviamo che i termini nelle relazioni in (3.15) sono vettori definiti nel dominio di *Laplace*, caratterizzati quindi da una determinata ampiezza e fase. Sostituendo le (3.15) nelle equazioni dell'osservatore, attraverso una serie di elaborazioni, è possibile ottenere un'espressione che caratterizza l'errore nella stima della **b-EMF**:

$$\hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} = \frac{-K_2}{(s - j\tilde{\omega}_{me})(sL_{ss} + R_s + K_1L_{ss}) - K_2} \cdot [\mathbf{E}_{\alpha\beta} + (\Delta\mathbf{U} - R_s\Delta\mathbf{I} - sL_{ss}\Delta\mathbf{I})] \quad (3.16)$$

dove  $K_1$  e  $K_2$  sono guadagni reali.

Si può dedurre dall'equazione (3.16) come gli errori nella tensione e nella corrente, rispettivamente  $\Delta\mathbf{U}$  e  $\Delta\mathbf{I}$ , siano contributi di tensione in serie con la **b-EMF** reale e dalla quale non possono essere distinti. Gli errori nella tensione e nella corrente, in generale, comprendono un contributo costante e un contributo armonico. Il primo influisce sull'ampiezza della **b-EMF**, in accordo con gli altri lavori presentati, mentre il contributo armonico può essere considerato come una distorsione tempo-variante sull'ampiezza e, quindi, convertito in un contributo costante che modifica l'ampiezza della **b-EMF**.

Si consideri ora il caso in cui  $\Delta\mathbf{U}$  e  $\Delta\mathbf{I}$  rappresentino degli offset e siano, quindi, variabili reali e non più vettori nel piano complesso. Nell'ipotesi di funzionamento in regime stazionario sinusoidale si può porre  $s = j\omega_{me}$ . L'equazione (3.16) può essere espressa, quindi, evidenziando i termini costanti ( $\omega_{me} = 0$ ) e quelli armonici come segue:

$$\hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} = \frac{-K_2}{(j\omega_{me} - j\tilde{\omega}_{me})(j\omega_{me}L_{ss} + R_s + K_1L_{ss}) - K_2} \mathbf{E}_{\alpha\beta} + \frac{-K_2}{-j\tilde{\omega}_{me}(R_s + K_1L_{ss}) - K_2} (\Delta\mathbf{U} - R_s\Delta\mathbf{I}) \quad (3.17)$$



Si distinguono due casi a seconda del valore scelto per il parametro  $\tilde{\omega}_{me}$ <sup>3</sup>.

Nel caso  $\omega_{me} = 0$  la (3.17) diventa:

$$\hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} = \frac{-K_2}{j\omega_{me}(j\omega_{me}L_{ss} + R_s + K_1L_{ss}) - K_2} \mathbf{E}_{\alpha\beta} + (\Delta U - R_s\Delta I) \quad (3.18)$$

Si può osservare come gli offset sulla tensione e sulla corrente rappresentino una componente di errore costante nella **b-EMF** stimata e, di conseguenza, anche nella posizione determinata.

Nel caso  $\tilde{\omega}_{me} = \omega_{me}$  la (3.17) diventa:

$$\hat{\mathbf{E}}_{\alpha\beta} = \mathbf{E}_{\alpha\beta} + \frac{-K_2}{-j\omega_{me}(R_s + K_1L_{ss}) - K_2} (\Delta U - R_s\Delta I) \quad (3.19)$$

Osserviamo come, in questo caso, gli offset di tensione e corrente siano attenuati dall'inverso della velocità elettromeccanica  $\omega_{me}$ . L'errore nella posizione a regime sarà minore di quello introdotto nella condizione  $\tilde{\omega}_{me} = 0$ .

Infine è teorizzato l'effetto della presenza di una componente costante nella **b-EMF** sul funzionamento della **PLL** per l'estrazione di posizione e velocità. Questa componente costante provoca la comparsa di un rumore alla frequenza fondamentale nella posizione stimata. Per approfondimenti si veda [4].

### 3.3.3 Effetti delle variazioni parametriche

L'analisi degli effetti delle variazioni parametriche verrà condotto attraverso l'utilizzo di modelli semplificati per descrivere i fenomeni presentati nel paragrafo 3.1.3.

#### *Variazione della resistenza di statore*

L'influenza della variazione della resistenza di statore sull'algoritmo di stima dipende dalla velocità di funzionamento del motore e dal carico meccanico richiesto [25]. Una variazione della resistenza dal valore nominale può essere dannosa per la precisione della stima, in quanto altera i modelli utilizzati.

Nelle tecniche *sensorless* alla frequenza fondamentale, basate sulla stima della **b-EMF**, la velocità del motore è un parametro fondamentale nella sensibilità alla variazione della resistenza. A bassa velocità l'ampiezza della **b-EMF** è modesta e, quindi, il contributo di tensione resistivo non può essere trascurato. Ad alta velocità, invece, la **b-EMF** ha ampiezza elevata e la componente di tensione ohmica è poco rilevante.

<sup>3</sup> Il termine  $\tilde{\omega}_{me}$  è un parametro progettuale che può essere impostato ad un determinato valore per facilitare la stima della posizione da parte dell'osservatore.

In [18] viene proposta una tecnica *sensorless* basata su un osservatore di ordine ridotto delle correnti per la stima della *b-EMF*. Il modello considerato per descrivere la variazione della resistenza di statore prevede di definire un errore costante, scelta condivisa da altri autori, come ad esempio [25]. La resistenza di statore può essere descritta dalla seguente relazione:

$$\hat{R} = R + \tilde{R} \quad (3.20)$$

dove  $\hat{R}$  è il valore stimato e  $\tilde{R}$  è l'errore dovuto alla variazione della resistenza. Considerando le equazioni dell'osservatore presentato in [18] e la (3.20) è possibile scrivere il seguente bilancio di tensione in notazione fasoriale:

$$\dot{E} = \dot{E} + \hat{R}\dot{I} + j\omega L\dot{I} + \tilde{R}\dot{I} \quad (3.21)$$

dove  $\omega$  è la frequenza elettrica del motore ed è valida la somma vettoriale  $\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$ . Il diagramma fasoriale che descrive l'equazione (3.21) è presentato in Figura 3.12, dove si è posto  $\tilde{R} > 0$ ,  $i_d > 0$  e  $i_q > 0$ .

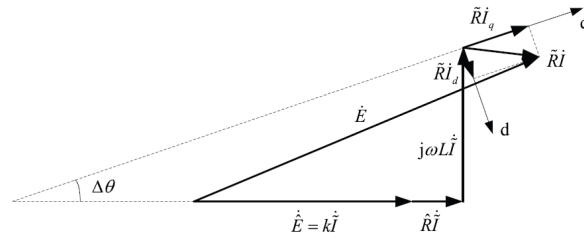


Figura 3.12: Diagramma fasoriale dell'osservatore in presenza di una variazione della resistenza di statore. Figura tratta da [18].

Si può osservare come la fase del vettore  $\dot{I}_q$  non coincida con la fase di  $\dot{E}$ , come dovrebbe in assenza di errori nella resistenza di statore, al fine di ottenere una stima esatta della posizione. Quest'ultima viene calcolata a partire dallo sfasamento tra  $\dot{E}$  e  $\dot{E}'$  che, nel caso ideale, coincide con lo sfasamento  $\Delta\theta$  tra l'asse sincrono  $q$  e  $\dot{E}$ . È presente, quindi, un errore  $\Delta\phi$  nella posizione stimata che può essere approssimato dalla seguente relazione:

$$\Delta\phi \approx \frac{\tilde{R}}{\lambda_m} \left( \frac{i_d}{\omega} - \frac{L i_q}{k + R} \right) \quad (3.22)$$

dove  $\lambda_m$  è il flusso concatenato dovuto ai magneti permanenti e  $k$  è il guadagno dell'osservatore [18]. Si può dedurre dalla (3.22) come l'errore nella posizione cresca al crescere del valore delle correnti di statore.

### Variazione dell'induttanza di statore

La variazione dell'induttanza di statore, come presentato nel paragrafo 3.1.3, è fortemente dipendente dal valore delle correnti.

In [18] viene analizzata l'influenza della variazione dell'induttanza sulla precisione nella stima della posizione, parallelamente a quanto fatto per la resistenza di statore. Il modello che descrive la variazione di induttanza prevede l'utilizzo di una variabile di errore costante<sup>4</sup> ed è espresso dalla:

$$\hat{L} = L + \tilde{L} \quad (3.23)$$

dove  $\hat{L}$  è il valore stimato e  $\tilde{L}$  rappresenta la variazione rispetto al valore reale  $L$ . A partire dalle equazione dell'osservatore presentato in [18] e considerando la (3.23) è possibile ottenere il seguente bilancio di tensione in notazione fasoriale:

$$\dot{E} = \dot{E} + \hat{R}\dot{I} + j\omega\hat{L}\dot{I} + j\omega\tilde{L}\dot{I} \quad (3.24)$$

Il diagramma fasoriale corrispondente è rappresentato in Figura 3.13 dove si è posto  $\tilde{L} > 0$ ,  $i_d > 0$  e  $i_q > 0$ . Anche in questo caso si può

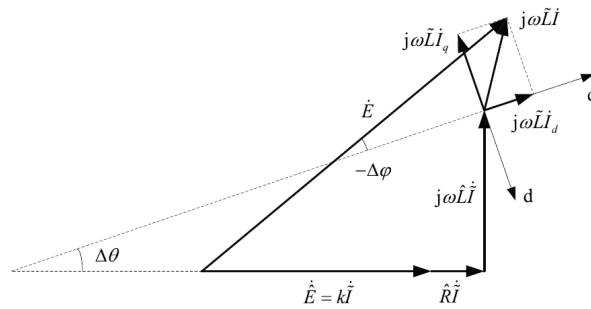


Figura 3.13: Diagramma fasoriale dell'osservatore in presenza di una variazione dell'induttanza di statore. Figura tratta da [18].

osservare che la fase del vettore  $\dot{I}_q = j\dot{I}_d$  non coincida con la fase del vettore  $\dot{E}$ , come dovrebbe essere in assenza di variazioni parametriche. Si ha la presenza, quindi, di un errore  $\Delta\phi$  rispetto alla posizione stimata nel caso ideale  $\Delta\vartheta$ , che può essere descritto dalla seguente relazione approssimata:

$$\Delta\phi \approx -\frac{\tilde{L}}{\lambda_m} \left( i_q + \frac{\omega L i_d}{k + R} \right) \quad (3.25)$$

Si può notare dalla (3.25) come l'errore  $\Delta\phi$  cresca al crescere del valore delle correnti di statore. In particolare la corrente  $i_q$  è diretta-

<sup>4</sup> Il valore dell'induttanza di statore, come affermato, è dipendente dalla saturazione magnetica. Questa dipende dal punto di lavoro della macchina. Si può assumere un valore costante per l'errore nell'induttanza nell'ipotesi di funzionamento a carico costante a regime.

mente proporzionale a  $\Delta\phi$ , risultando, quindi, il parametro principale nella degradazione della precisione di stima conseguente ad una variazione dell'induttanza di statore.

Considerando la presenza simultanea di un variazione nella resistenza e nell'induttanza, l'errore  $\Delta\phi$  nella posizione stimata può essere approssimato dalla relazione:

$$\Delta\phi \approx \frac{\tilde{R}i_d - \omega\tilde{L}i_q}{\omega\lambda_m} - \frac{L(\tilde{R}i_q + \omega\tilde{L}i_d)}{(k+R)\lambda_m} \quad (3.26)$$

In particolare, adottando un controllo vettoriale a  $i_d = 0$ , la (3.26) diventa:

$$\Delta\phi \approx -\frac{\tilde{L}i_q}{\lambda_m} - \frac{\tilde{R}Li_q}{(k+R)\lambda_m} \quad (3.27)$$

Le simulazioni condotte in [18] hanno confermato la bontà dell'analisi teorica. Considerando un controllo a  $i_d = 0$  e introducendo un errore positivo del 10% nella resistenza e nell'induttanza di statore, cioè  $\hat{R} = 1.1R$  e  $\hat{L} = 1.1L$ , si sono ottenuti i risultati in Figura 3.14.

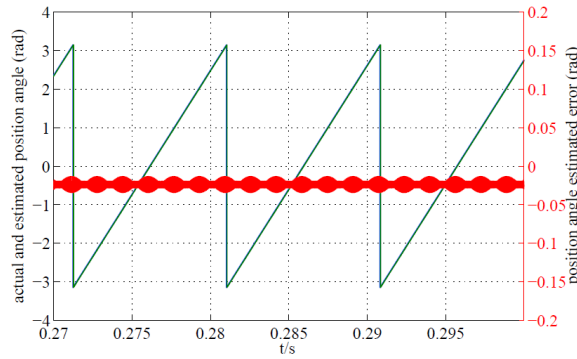


Figura 3.14: Errore nella posizione stimata (rosso), posizione angolare (blu) e posizione stimata (verde) in presenza di variazioni parametriche. Velocità di riferimento  $\omega^* = 200\pi$  rad/s. Figura tratta da [18].

### Funzioni di sensitività

Nel lavoro presentato in [13] sono studiati gli effetti delle variazioni parametriche nelle prestazioni in una tecnica *sensorless*, basata sulla stima della *b-EMF*, sviluppata per essere robusta rispetto alle variazioni parametriche.

L'analisi dell'influenza di errori nei valori di resistenza e induttanza è condotta attraverso il calcolo delle funzioni di sensitività<sup>5</sup>. La fun-

<sup>5</sup> La funzione di sensitività è una funzione di trasferimento del sistema che ne quantifica la robustezza rispetto a variazioni parametriche e disturbi esterni.

zione di sensitività relativa alla variazione della resistenza di statore è definita dalla:

$$S_R = R \frac{dT_R}{dR} \quad (3.28)$$

dove  $T_R = \arctan(e_\beta/e_\alpha)$  è un termine che dipende unicamente dalla resistenza. Elaborando l'equazione (3.28) è possibile ottenere una relazione esplicita per la sensitività:

$$S_R = \frac{R S \sin(\varphi)}{3 |E|^2} \quad (3.29)$$

dove  $S$  è la potenza apparente del motore,  $\sin(\varphi)$  è l'opposto della derivata del fattore di potenza (definito come  $\cos(\varphi)$ ) ed  $E$  è l'ampiezza efficace della **b-EMF**. Si può dedurre dalla (3.29) come la funzione di sensitività sia molto piccola ad alta velocità, quando la **b-EMF** assume valori elevati, confermando i risultati ottenuti nel paragrafo precedente riguardo alla variazione della resistenza. La modalità di controllo vettoriale  $i_d = 0$ , inoltre, garantisce un fattore di potenza vicino all'unità, per cui si ha  $\sin(\varphi) \simeq 0$  [13].

La funzione di sensitività relativa alla variazione dell'induttanza di statore è:

$$S_L = L_q \frac{dT_L}{dL_q} \quad (3.30)$$

dove  $T_L = \arctan(\lambda_m/L_q i_q)$  è un termine che dipende unicamente dalla componente di quadratura dell'induttanza. Si veda [13] per approfondimenti. In maniera simile a quanto fatto per la sensitività alle variazioni nella resistenza, si può ottenere:

$$S_L = -\frac{\lambda_m L_q i_q}{(L_q^2 i_q^2 + \lambda_m^2)} \quad (3.31)$$

dove  $\lambda_m$  è il flusso concatenato con lo statore generato dai magneti permanenti. Si può osservare come la tecnica proposta sia molto robusta rispetto alle variazioni nell'induttanza, soprattutto in condizioni di carico meccanico elevato e quindi grande richiesta di corrente. La funzione di sensitività, infatti, è inversamente proporzionale al valore della corrente di quadratura. Al crescere di quest'ultima, quindi, la sensitività diminuisce

Una soluzione per limitare gli effetti della variazioni parametriche è la stima on-line di resistenza e induttanza di statore. In [15] è presentato un algoritmo di stima basato su un filtro adattivo. Questo garantisce la disponibilità in tempo reale dei parametri dei modelli matematici, contribuendo in modo significativo ad un miglioramento delle prestazioni del controllo. L'analisi di questo metodo di stima, tuttavia, esula dagli obiettivi di questo lavoro.



## CONCLUSIONI

---

In questo lavoro sono stati analizzati i principali problemi che affliggono le prestazioni delle tecniche *sensorless* attualmente disponibili.

Attraverso lo studio dei modelli matematici si sono evidenziati i principi di funzionamento degli algoritmi di stima della posizione, con particolare attenzione ai fattori di criticità in un ottica di sensibilità parametrica. Sono state presentate dapprima le tecniche ad iniezione di segnali ad alta frequenza e successivamente le tecniche basate sui segnali alla frequenza fondamentale. In questo procedimento sono state esplicitate affinità e differenze tra i due metodi di controllo, cercando di far emergere quali sono i parametri che più influenzano la stima della posizione.

A partire dagli elementi chiave emersi dallo studio di queste tecniche, sono stati descritti i meccanismi di generazione degli errori riguardanti le grandezze coinvolte nei modelli matematici. Si è affrontato con particolare attenzione lo studio dei fattori che degradano maggiormente la precisione della stima, indipendentemente dal tipo di tecnica, per fornire un quadro generale sulle non idealità di un azionamento *sensorless*.

Lo studio è proseguito particolarizzando la sensibilità delle tecniche ad iniezione HF (paragrafo 3.2) rispetto ai fattori di errore presentati, facendo riferimento ai risultati disponibili in letteratura. I problemi evidenziati relativi all'hardware del sistema di controllo sono le non idealità dell'inverter e gli errori nella misurazione della corrente. Altri problemi di minore importanza sono legati principalmente alla variazione dell'induttanza di statore, attraverso il fenomeno della *cross-saturation* e attraverso le salienze secondarie.

Dall'analisi di sensibilità rispetto a questi parametri critici sono emersi i seguenti risultati:

- il principale fattore di errore nella stima della posizione è la distorsione sulla tensione operata dalle non idealità dell'inverter;
- l'errore dovuto alla distorsione nella tensione dipende dal valore delle correnti di fase, particolarmente critico è l'attraversamento dello zero della corrente;
- nelle tecniche ad iniezione di impulsi il problema delle non idealità dell'inverter può essere risolto, in parte, agendo sul software di controllo;
- l'errore nella posizione dovuto a problemi nella misurazione della corrente dipende unicamente dalla differenza tra i guadagni dei circuiti di acquisizione delle correnti di fase.

Successivamente è stata analizzata la sensitività delle tecniche alla frequenza fondamentale (paragrafo 3.3) rispetto ai parametri critici presentati, facendo riferimento alle teorizzazioni disponibili in letteratura. Anche in questo caso le non idealità dell'inverter sono il fattore che influenza maggiormente la precisione della stima, cui seguono gli errori nella misurazione della corrente. La distorsione sulla tensione in uscita dall'inverter assume un ruolo preminente, poichè quest'ultima è diversa dai valori di riferimento utilizzati nel sistema di controllo.

A differenza delle tecniche ad iniezione HF, sono reperibili in letteratura numerosi lavori che riguardano l'influenza delle variazioni parametriche nella stima della posizione nelle tecniche alla frequenza fondamentale.

Per quanto riguarda le non idealità dell'inverter, nel caso di tecniche alla frequenza fondamentale che utilizzano i riferimenti di tensione, si è dedotto che:

- sono l'elemento di maggior criticità;
- l'errore introdotto dalla distorsione sulla tensione non è costante, ma dipende dal valore delle correnti di fase;
- l'errore introdotto dalla distorsione sulla tensione cresce al diminuire della velocità e può portare a instabilità il controllo nel caso di velocità nulla.

Riguardo i problemi nella misurazione della corrente, dall'analisi di sensitività si è dedotto che l'errore introdotto nella posizione stimata comprende un contributo costante, un contributo armonico alla frequenza fondamentale e un'armonica a frequenza doppia della fondamentale. Riguardo le variazioni parametriche sono stati ottenuti i seguenti risultati:

- al crescere delle correnti di statore l'errore introdotto nella posizione stimata dalla variazione della resistenza di statore cresce;
- l'errore dovuto alla variazione della resistenza è trascurabile nel funzionamento ad elevata velocità;
- al crescere delle correnti di fase, in particolare della corrente di quadratura, l'errore introdotto nella posizione stimata dalla variazione dell'induttanza di statore cresce.

#### STATO ATTUALE E SVILUPPI FUTURI

La maggior parte degli studi degli ultimi anni sugli azionamenti *sensorless* hanno riguardato l'aspetto controllistico. Sono stati sviluppati sistemi per la stima della posizione sempre più complessi e simbiotici con la natura elettromagnetica del motore. Nel contesto delle tecniche



ad iniezione di segnali HF sono materia di studio algoritmi poco invasivi che utilizzano procedure adattive per l'eccitazione del motore, come il metodo INFORM. Per quanto riguarda le tecniche alla frequenza fondamentale, invece, sono stati sviluppati recentemente dei sistemi di stima a struttura variabile, che possono fornire ottime prestazioni al variare delle condizioni di funzionamento del motore. Un esempio in questa direzione è lo stimatore SMO, presentato brevemente in [27].

Dal punto di vista hardware, uno degli sviluppi più interessanti che interessa le tecniche alla frequenza fondamentale è costituito dalla misurazione delle tensioni in uscita dall'inverter. Questa soluzione potrebbe eliminare gran parte degli errori introdotti dalle non idealità dell'inverter e garantire un notevole miglioramento delle prestazioni. Negli ultimi anni sono stati presentati dei lavori preparatori in questa direzione, come ad esempio [21], con l'obiettivo di formare la base dalla quale partire per lo sviluppo di tecniche *sensorless* avanzate.

Nello sviluppo topologico di un motore il progetto *sensorless oriented* è un tema che sta assumendo sempre maggiore importanza [2]. Le caratteristiche magnetiche della macchina, infatti, dipendono dalla struttura dello statore e del rotore ed influenzano direttamente la scelta della tecnica di controllo da implementare. Il progetto *sensorless oriented* ha come obiettivo lo sviluppo di nuovi motori, fissando come vincolo progettuale fondamentale l'algoritmo *sensorless* da implementare.



## BIBLIOGRAFIA

---

- [1] Fabio Baro. Studio ed implementazione di tecniche di controllo sensorless di una macchina sincrona trifase brushless per applicazioni starter-alternator in veicoli ibridi, 2012. Dipartimento di ingegneria dell'informazione, Università degli Studi di Padova.
- [2] R. Bojoi, M. Pastorelli, J. Bottomley, P. Giangrande, and C. Gerada. Sensorless control of PM motor drives - A technology status review. In *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, pages 168–182, March 2013. doi: 10.1109/WEMDCD.2013.6525177.
- [3] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto. Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(1):184–191, Feb 1999. ISSN 0278-0046. doi: 10.1109/41.744410.
- [4] S. Bolognani, S. Calligaro, and R. Petrella. Design issues and estimation errors analysis of back-EMF based position and speed observer for SPM synchronous motors. In *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011 Symposium on*, pages 138–145, Sept 2011. doi: 10.1109/SLED.2011.6051558.
- [5] F. Briz and M.W. Degner. Rotor position estimation. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 5(2):24–36, June 2011. ISSN 1932-4529. doi: 10.1109/MIE.2011.941118.
- [6] S. Calligaro. Alcune tecniche sensor-less per motori sincroni. 2011. URL [http://www.diegm.uniud.it/petrella/Azionamenti%20Elettrici%20II/Presentazione\\_sensorless\\_2011.pdf](http://www.diegm.uniud.it/petrella/Azionamenti%20Elettrici%20II/Presentazione_sensorless_2011.pdf).
- [7] Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul. Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled ac motor drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(2):340–345, Mar 1998. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/28.663477.
- [8] Adriano Faggion. *Algorithms and Rotor Designs for the Position Estimation of PM Synchronous motors at Zero and Nonzero Speed*. PhD thesis, Scuola di Dottorato di Ricerca in Ingegneria Industriale, Università degli Studi di Padova, January 2011.
- [9] F. Gabriel, F. De Belie, P. Druyts, X. Neyt, J. Melkebeek, and M. Acheroy. Compensating the influence of the stator resistor and inverter nonlinearities in signal-injection based sensorless

- strategies. In *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VP-PC '09. IEEE*, pages 283–290, Sept 2009. doi: 10.1109/VPPC.2009.5289838.
- [10] F. Gabriel, F. De Belie, X. Neyt, and P. Lataire. High-frequency issues using rotating voltage injections intended for position self-sensing. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(12):5447–5457, Dec 2013. ISSN 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2230604.
- [11] Alberto Gaeta, Pericle Zanchetta, Fabio Tinazzi, and Mauro Zigliotto. Advanced self-commissioning and feed-forward compensation of inverter non-linearities. In *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, pages 610–616, March 2015. doi: 10.1109/ICIT.2015.7125067.
- [12] Z. Gajic. Canonical Forms, 2006. URL <http://www.ece.rutgers.edu/~gajic/psfiles/canonicalforms.pdf>.
- [13] F. Genduso, R. Miceli, C. Rando, and G.R. Galluzzo. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PM-SM. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(6):2092–2100, June 2010. ISSN 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2009.2034182.
- [14] J.M. Guerrero, M. Leetmaa, F. Briz, A. Zamarron, and R.D. Lorenz. Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(2):618–626, March 2005. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2005.844411.
- [15] Y. Inoue, K. Yamada, S. Morimoto, and M. Sanada. Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of ipmsm. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(1):213–221, Jan 2009. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2008.2009617.
- [16] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, and Yo-Chan Son. Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method. In *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, volume 2, pages 1134–1141 vol.2, Oct 2003. doi: 10.1109/IAS.2003.1257694.
- [17] J.G. Kassakian and T.M. Jahns. Evolving and emerging applications of power electronics in systems. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, 1(2):47–58, June 2013. ISSN 2168-6777. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2271111.
- [18] Liyi Li, Guangjun Tan, Jiayi Liu, and Baoquan Kou. Sensorless control of PMSM based on state observer and the parameter error analysis. In *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, pages 1–8, Dec 2012. doi: 10.1109/PEDES.2012.6484255.

- [19] D.G. Luenberger. An introduction to observers. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 16(6):596–602, Dec 1971. ISSN 0018-9286. doi: 10.1109/TAC.1971.1099826.
- [20] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and Francois-Michel Sargos. Back EMF estimation-based sensorless control of PM-SM: Robustness with respect to measurement errors and inverter irregularities. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(2):485–494, March 2007. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2006.889826.
- [21] L. Peretti and M. Zigliotto. Fpga-based voltage measurements in ac drives. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pages 1–6, Sept 2010. doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608153.
- [22] M. Zigliotto S. Bolognani. Dispense del Corso di Azionamenti Elettrici 1. 2014.
- [23] L. Schenato. Lezione 22 - 3 Dicembre 2010. Dispense del corso di Progettazione di Sistemi di Controllo.
- [24] Y.-C. Son, Bon-Ho Bae, and Seung-Ki Sul. Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit. In *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, volume 3, pages 1674–1678 vol.3, Oct 2002. doi: 10.1109/IAS.2002.1043759.
- [25] Zihui Wang, Kaiyuan Lu, Yunyue Ye, Yong Jin, and Weiming Hong. Analysis of influence on back-emf based sensorless control of pmsm due to parameter variations and measurement errors. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, pages 1–6, Aug 2011. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073449.
- [26] T.M. Wolbank and Juergen L. Machl. Influence of inverter nonlinearity and measurement setup on zero speed sensorless control of AC machines based on voltage pulse injection. In *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pages 6 pp.–, Nov 2005. doi: 10.1109/IECON.2005.1569138.
- [27] M. Zigliotto. Recent Trends in the Control of PMSM Drives. IET 2015, on press.

