

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria dell'Energia Elettrica

TESI DI LAUREA

**“TECNICHE SENSORLESS PER IL RILEVAMENTO
DELLA POSIZIONE DEL ROTORE NELLE
MACCHINE AC A VELOCITÀ BASSE E ZERO”**

Relatore: Ch.mo prof. Nicola Bianchi
Dipartimento di Ingegneria Elettrica

Laureando: Ronfini Pietro Domenico

Anno Accademico 2016/2017

Indice

Introduzione.....	3
1 Metodi basati sulla salienza magnetica: iniezione di segnali HF.....	5
-1.1 Comprensione fisica del metodo a iniezione di segnale HF.....	6
2 Vettore di Tensione Rotante.....	11
3 Iniezione di Tensione Fluttuante.....	15
4 Flusso Pulsante.....	23
5 Tecnica INFORM.....	27
6 Metodo PWM.....	33
-6.1 Eccitazione PWM per IPM.....	38
7 Metodo ZSCD.....	43
8 Controllo basato sull'iniezione di tensione ad onda quadra.....	47
9 Salienze create appositamente.....	55
10 Outer–Rotor Ringed–Pole.....	63
11 Motori sincroni a riluttanza.....	67
12 Eccitazione transitoria indotta con PWM ed elaborazione avanzata del segnale.....	75
-12.1 Stima della posizione e controllo, senza iniezione di segnale.....	75
-12.2 Sfruttamento dell'onda fondamentale dell'eccitazione PWM.....	82
13 Effetti cross-saturation nei motori IPM.....	89
14 Effetti di non linearità dell'inverter.....	97
Bibliografia.....	101

Introduzione

I motori in corrente alternata sono ampiamente utilizzati nel settore industriale poiché caratterizzati da una costruzione semplice e robusta del rotore, sul quale è consentito un controllo accurato ed efficiente grazie alla elevata densità di potenza e all'elevato rapporto tra coppia ed inerzia, unite alla quasi totale assenza di perdite nel rotore. In particolare, in questi ultimi anni, i motori sincroni a magneti permanenti interni o superficiali hanno visto un considerevole sviluppo. Il controllo di questi motori necessita di conoscere con elevata risoluzione la velocità e la posizione angolare del rotore cioè il verso del flusso magnetico a cui sono legate le grandezze elettriche. Per rilevare questi dati vengono utilizzati dei trasduttori e dei rilevatori di posizione, ad esempio encoder incrementali ottici, i quali però comportano significativi svantaggi.

L'idea di sfruttare la macchina stessa per rilevare autonomamente la velocità e la posizione angolare venne introdotta nel 1976 da Frus e Kuo nella pubblicazione "*Closed-loop control of step motors using waveform detection*" usando una tecnica nota come "*waveform detection*" per dedurre la posizione del rotore analizzando le forme d'onda della corrente, successivamente si sono sviluppate nuove idee e tecniche più o meno sfruttate e con differenti qualità e ambiti specifici. Le soluzioni sensorless infatti comportano una serie di vantaggi che giustificano l'ampia ricerca che è stata fatta e continua ad essere di interesse oggi.

Innanzitutto la rimozione di un dispositivo fisico riduce i costi di produzione, di manutenzione e le possibilità di rottura; consente una diminuzione del peso e dell'ingombro spaziale dell'oggetto e di eventuali cablaggi, una riduzione delle perdite elettriche un'immunità migliorata al rumore o ad interferenze elettromagnetiche e si vanno ad evitare errori dovuti al deterioramento del sensore migliorando così l'affidabilità generale della macchina. Ulteriori aspetti a favore della soluzione sensorless si trovano per applicazioni particolari dove le limitazioni intrinseche del sensore impedirebbero l'utilizzo della macchina. Generalmente i sensori di posizione hanno delle limitazioni a 600 giri al minuto, hanno un range di temperatura ristretto a cui riescono a lavorare, soffrono molto un sistema che presenti vibrazioni o un ambiente umido; in caso di motori molto piccoli le perdite

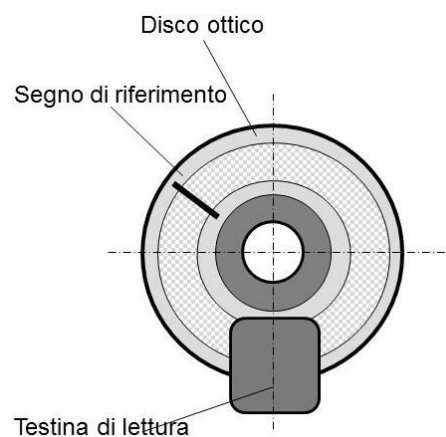
dovute al sensore diventano inaccettabili e può capitare che non vi sia lo spazio necessario alla presenza del sensore.

Le tecniche che sono state proposte negli ultimi decenni sono molteplici e possono essere raggruppate in diverse sottocategorie; tuttavia i principi fisici/elettrici sfruttabili sono sostanzialmente due. Il primo è dovuto alla forza controlettromotrice (*fcem* o *back-emf*), il quale necessita che il rotore sia in movimento poiché, a basse velocità, il valore della *fcem* va via via diminuendo fino ad annullarsi, in misura che il rumore, le imprecisioni nelle variabili campionate e la conoscenza inesatta dei parametri di macchina producono errori di stima relativamente grandi.

Il secondo principio, su cui si focalizza questa tesi, va a sfruttare le salienze, intrinseche o indotte da saturazione e quindi la distribuzione spaziale non uniforme dell'induttanza vista dalle fasi di statore ($L_d \neq L_q$). I motori anisotropi, come i motori a magneti permanenti interni, presentano una salienza magnetica intrinseca dovuta alla posizione dei magneti; al contrario i motori a magneti superficiali e i motori a induzione presentano una salienza solo in caso di saturazione magnetica, in alternativa è possibile progettare dei rotor personalizzati per il controllo sensorless e quindi dotati anch'essi di salienze strutturali. Per sfruttare l'anisotropia è necessaria la presenza di corrente nella macchina; tracciando una qualche forma di salienza nella macchina, la posizione del flusso o del rotore può essere stimata anche a zero e a bassa velocità.



Motore elettrico



Schema semplificato di un encoder ottico

1 - Metodi basati sulla salienza magnetica: iniezione di segnali HF

Il metodo che impiega segnali ad alta frequenza è una delle tecniche più investigate e che ha visto numerose pubblicazioni. Il segnale iniettato nella macchina vuole esaltare le salienze presenti nel rotore da cui si possono ricavare informazioni sull'angolo di rotore. Questa tecnica necessita dunque di una buona anisotropia di rotore per essere sfruttabile in modo efficiente, tuttavia è possibile implementarla anche su rotor con anisotropia trascurabile, sfruttando la saturazione del rotore. L'idea di sfruttare la salienza e gli effetti della saturazione per la determinazione del flusso nelle macchine AC fu pubblicata nel 1988 da *Schroedl M.* in *"Detection of the rotor position of a permanent magnet synchronous machine at standstill"*.

A macchina ferma è necessario generare un flusso per poter procedere con la stima in quanto non vi sono tensioni. Le correnti generate in questo modo, offrono delle informazioni sull'induttanza vista dalle fasi di statore e quindi sulla posizione del rotore. L'espressione dell'induttanza può essere scomposta in una matrice diagonale ed una matrice simile ad una rotazione

$$\underline{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos(2\theta_{me}) & -L_{\Delta} \sin(2\theta_{me}) \\ -L_{\Delta} \sin(2\theta_{me}) & L_{\Sigma} - L_{\Delta} \cos(2\theta_{me}) \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{\Sigma} & 0 \\ 0 & L_{\Sigma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\Delta} \cos(2\theta_{me}) & -L_{\Delta} \sin(2\theta_{me}) \\ -L_{\Delta} \sin(2\theta_{me}) & -L_{\Delta} \cos(2\theta_{me}) \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

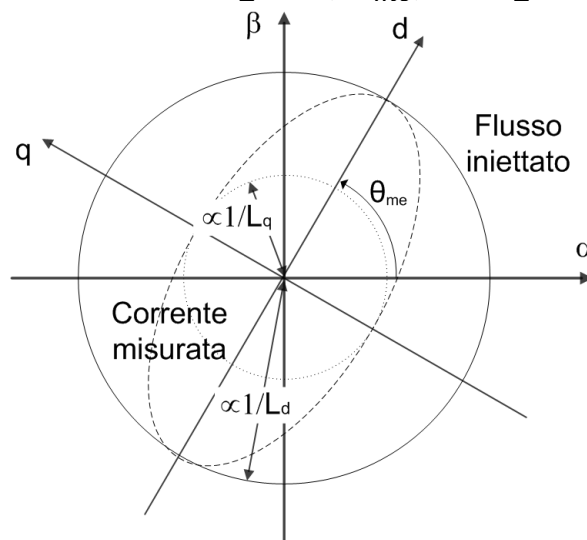


fig.1 Flusso iniettato e componenti di corrente conseguenti

Con: $L_{\Sigma} \triangleq \frac{L_q + L_d}{2}$; $L_{\Delta} \triangleq \frac{L_q - L_d}{2}$

I segnali vengono iniettati nella macchina sovrapponendoli a quelli fondamentali; è necessario che siano ad alta frequenza cosicché non vanno a generare un movimento apprezzabile nel rotore in quanto l'inerzia meccanica agisce da filtro passa basso. È possibile quindi distinguere i segnali di test da quelli fondamentali senza disturbare i segnali di controllo di corrente e tensione e disporre di una banda più larga per il segnale di stima.

1.1 Comprensione fisica del metodo a iniezione di segnale HF

Il principio teorico è basato sulla differenza nelle impedenze degli assi d - q che si va a creare tramite segnali ad alta frequenza. Poiché il rotore del tradizionale motore a induzione è elettricamente e meccanicamente simmetrico, non si possono ottenere informazioni sulla posizione del rotore o sull'angolo di flusso misurando correnti e tensioni. Tuttavia, nel caso in cui il motore ad induzione sia eccitato dal flusso, a zero o a bassa frequenza di statore, può essere osservata una differenza di impedenza quando il segnale fluttuante viene iniettato nel sistema di riferimento sincrono. Così, è possibile rilevare le informazioni sull'angolo di flusso del rotore senza alcuna modulazione spaziale meccanica.

Resistenza ad alta frequenza

Le correnti di statore rotanti ad alta frequenza sono regolate prevalentemente dall'induttanza di dispersione dello statore e del rotore. Pertanto, se non esiste una modulazione spaziale nell'induttanza di dispersione del rotore, non è possibile rilevare alcuna informazione sulla posizione del rotore o sull'angolo del flusso. Ma a zero o a bassa velocità, nel sistema di riferimento sincrono in rotazione, l'effetto sui segnali fluttuanti differisce dall'effetto che si ha su quelli rotanti.

Assumendo il controllo orientato al flusso del rotore, nel caso in cui nel sistema di riferimento sincrono il flusso del rotore di asse q cioè λ_{qr}^e è zero, le equazioni di tensione per la macchina di induzione possono essere riscritte come segue.

$$v_{ds}^e = \left(r_s + p\sigma L_s + p \frac{r_r L_m^2}{L_r(r_r + pL_r)} \right) i_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (1.1.1)$$

$$v_{qs}^e = (r_s + p\sigma L_s) i_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e$$

dove:

v_{ds}^e, v_{qs}^e	tensioni di statore di asse d e q nell'sistema di riferimento del flusso di rotore
r_s	resistenza di statore
p	operatore derivata
L_m	induttanza mutua
r_r	resistenza di rotore
L_r	induttanza di rotore
i_{ds}^e, i_{qs}^e	correnti di statore di assi d e q
ω_e	velocità di rotazione del flusso del rotore
$\lambda_{ds}^e, \lambda_{qs}^e$	flussi concatenati

A zero o a bassa frequenza, dove ω_e è piuttosto piccola, se vengono iniettati i segnali fluttuanti ad alta frequenza, la componente ad alta frequenza può essere riscritta come:

$$v_{dsh}^e \approx \left(r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + j\omega_h \sigma L_s \right) i_{dsh}^e \equiv Z_{dh} i_{dsh}^e \quad (1.1.2)$$

$$v_{qsh}^e \approx (r_s + j\omega_h \sigma L_s) i_{qsh}^e \equiv Z_{qh} i_{qsh}^e$$

dove:

v_{dsh}^e, v_{qsh}^e	componenti ad alta frequenza delle tensioni di statore di asse d e q nell'sistema di riferimento del flusso di rotore
i_{dsh}^e, i_{qsh}^e	componenti ad alta frequenza delle correnti di statore di assi d e q
ω_h	frequenza del segnale iniettato
Z_{ds}^e, Z_{qs}^e	impedenze di statore ad alta frequenza

$$v_{ds}^e = v_{ds1}^e + v_{dsh}^e = v_{ds1}^e + V_{dsh}^e \sin(\omega_h t);$$

$$v_{qs}^e = v_{qs1}^e + v_{qsh}^e = v_{qs1}^e + V_{qsh}^e \sin(\omega_h t + \varphi).$$

A causa dell'effetto pelle che si ha all'alta frequenza iniettata, il valore della resistenza del rotore, r_r è decine di volte maggiore rispetto a quando si è alla frequenza fondamentale e, dall'effetto pelle, il valore di σL_s diventa molto più piccolo ad alta frequenza rispetto alla frequenza fondamentale. Pertanto, per i segnali fluttuanti nel sistema di riferimento rotante sincrono, la

resistenza misurata sull'asse del flusso del rotore è diversa da quella sull'asse in quadratura al flusso del rotore. La resistenza ad alta frequenza sull'asse del flusso del rotore è maggiore di quella sull'asse ortogonale, $R_{dh} > R_{qh}$.

Induttanza ad alta frequenza

Alle alte frequenze le correnti dello statore sono regolate prevalentemente dall'induttanza di dispersione dello statore e del rotore anche se la resistenza è aumentata. Pertanto, se non esiste una modulazione spaziale nell'induttanza di dispersione del rotore e l'induttanza di dispersione è costante in qualsiasi angolo, non è praticamente possibile rilevare l'informazione sulla posizione del rotore o sull'angolo del flusso. Ma la saturazione della macchina ad induzione eccitata dal flusso fa la differenza rendendo distinguibili le induttanze di dispersione di asse d e q . I percorsi dei flussi principali e dei flussi di dispersione sono mostrati in *fig.1.1.1*.

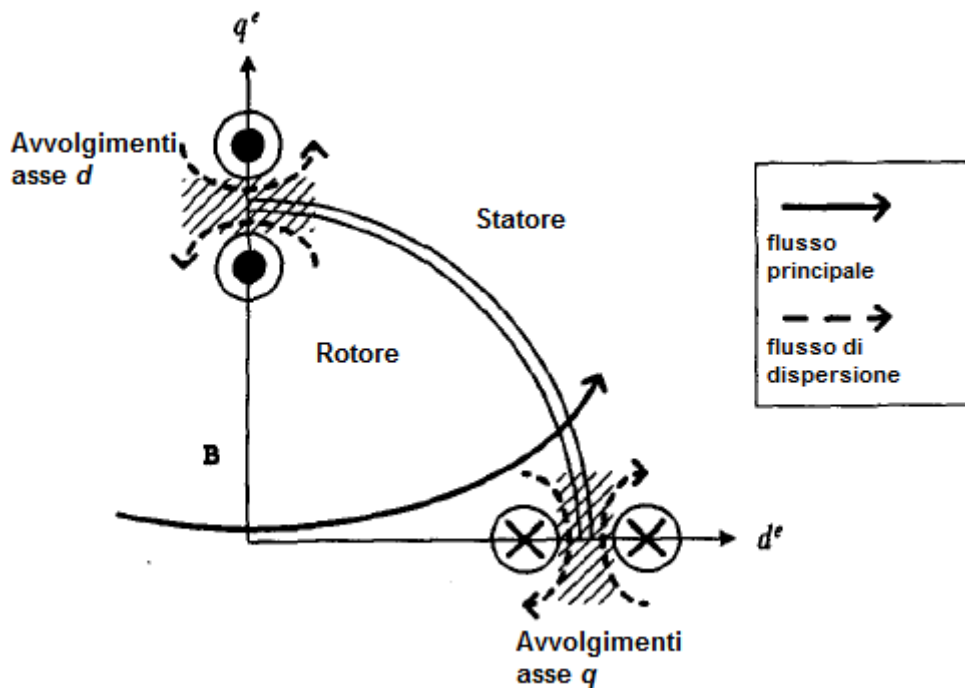


fig.1.1.1 percorso dei flussi concatenati

Gli avvolgimenti sono ortogonali con i flussi originati da essi. Il flusso principale della macchina di induzione penetra l'avvolgimento dell'asse q come mostrato in *fig.1.1.1*. La distribuzione spaziale del flusso concatenato può essere considerata come mostrato in *fig.1.1.2*. L'area in cui si trova l'avvolgimento del rotore dell'asse q è saturato magneticamente dal flusso

principale. In altre parole, il percorso del flusso di dispersione dell'asse q è saturo e pertanto l'induttanza di dispersione all'asse q diminuisce a causa del percorso del flusso principale. Ma non c'è quasi alcun flusso principale attorno all'avvolgimento dell'asse d , quindi il flusso di dispersione dell'avvolgimento di asse d può essere ricavato più facilmente di quello dell'avvolgimento dell'asse q . Pertanto, l'induttanza di dispersione d'asse d è maggiore di quella in qualsiasi altro angolo come mostrato in *fig1.1.2*.

Questo fenomeno spiega come possono essere diverse le induttanze di dispersione sull'asse d e q nei motori a induzione controllati vettorialmente. A differenza delle componenti fondamentali delle correnti, le correnti ad alta frequenza iniettate sono prevalentemente governate dall'induttanza di dispersione, e quindi la differenza di impedenza causata dal fenomeno sopra menzionato può essere misurabile. Sicché, è possibile rilevare le informazioni sull'angolo del flusso del rotore senza alcuna modulazione spaziale meccanica.

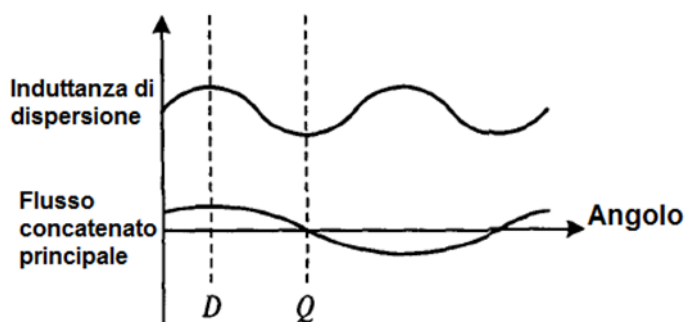


fig.1.1.2 induttanza di dispersione e flusso concatenato tenendo conto della saturazione

2 - Vettore di Tensione Rotante

La tecnica basata sull'iniezione di un vettore di campo rotante ad alta velocità fu proposta per la prima volta dallo statunitense R.D. Lorenz nei primi anni '90. La variazione di flusso necessaria per ottenere sulle fasi di statore un segnale utile alla stima è realizzata facendo ruotare un vettore di tensione di modulo costante a velocità angolare molto elevata rispetto alla pulsazione elettrica raggiungibile dal rotore. In questo modo si hanno, nelle due fasi di statore $\alpha\beta$, due componenti di flusso sinusoidali ad alta frequenza, che risultano essere in quadratura. Conoscendo la direzione nella quale il flusso è stato generato ed individuando dalle misure la direzione del vettore di corrente risultante si riesce a risalire al relativo sfasamento che dà l'informazione sull'angolo di rotore. Quindi, confrontando tale angolo con quello stimato si ottiene il desiderato segnale di errore, secondo lo schema di *fig.2.1*

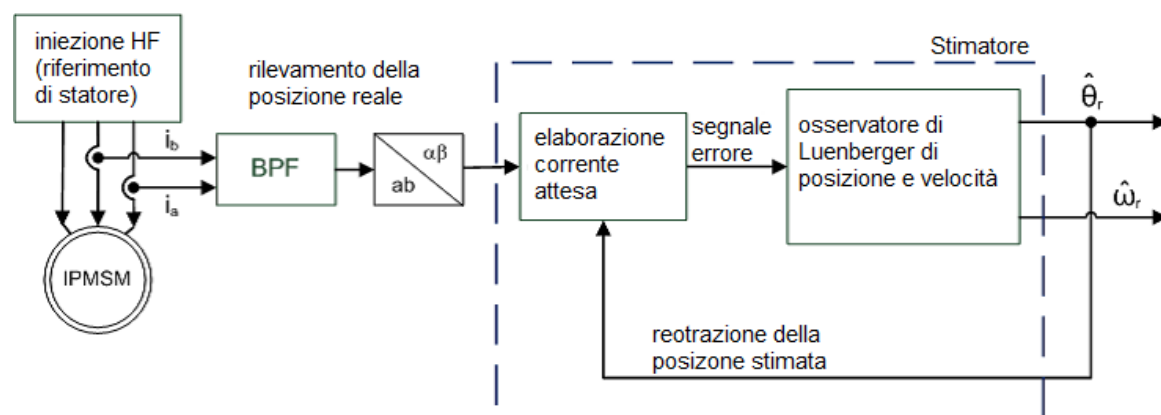


fig.2.1 Schema dell'anello di retroazione per la stima con iniezione di flusso rotante

Questa tecnica viene anche chiamata “saliency image tracking” in quanto si elaborano entrambe le componenti di corrente per calcolare il prodotto vettoriale, in modo simile a quello in cui si individua la correlazione tra immagini. Tracciando sul piano α,β le tracce delle tensioni iniettate e delle relative correnti, si può vedere che le tensioni formano un cerchio, mentre le correnti un'ellisse, il cui asse maggiore è allineato con la direzione ad induttanza minore (asse d del rotore).

Il flusso che viene imposto nel riferimento di statore ha la forma

$$\underline{\lambda}_{i\alpha\beta} = \frac{V_i}{\omega_i} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

e può essere visto come la rotazione di un vettore di ampiezza costante alla velocità angolare ω_i , ad esempio come:

$$\underline{\lambda}_{i\alpha\beta} = \underline{T}(\omega_i t) \begin{bmatrix} \frac{V_i}{\omega_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La corrente dovuta a tale flusso può essere ottenuta dall'inversione della matrice delle induttanze (1.1):

$$\begin{aligned} \underline{i}_{i\alpha\beta} &= \underline{L}_{\alpha\beta}^{-1} \underline{\lambda}_{i\alpha\beta} \\ &= \frac{V_i/\omega_i}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2} \left(L_\Sigma \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t) \end{bmatrix} + L_\Delta \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_i t) \\ -\sin(2\theta_r - \omega_i t) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Il segnale contiene due componenti ad alta frequenza, una di ampiezza costante rotante nello stesso senso del flusso iniettato, l'altra, di ampiezza minore, che si muove nell'altro senso con fase legata alla posizione del rotore. Le correnti misurate, attraversano un filtro passa-banda per eliminare le componenti fondamentali estranee alla stima, vengono elaborate calcolando la trasformazione inversa $\underline{T}(-2\hat{\theta}_r + \omega_i t - \frac{\pi}{2})$, che porta il riferimento ad essere sincrono con la corrente attesa (vedi *fig.2.2*)

$$\begin{aligned} \underline{T}\left(-2\hat{\theta}_r + \omega_i t - \frac{\pi}{2}\right) \underline{i}_{i\alpha\beta} &= \frac{(V_i/\omega_i)L_\Sigma}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2} \begin{bmatrix} \sin(2\omega_i t - 2\hat{\theta}_r - \pi) \\ \cos(2\omega_i t - 2\hat{\theta}_r - \pi) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{(V_i/\omega_i)L_\Delta}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2} \begin{bmatrix} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \\ \cos[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Con $I_{i0} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{L_\Sigma}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2}$ e $I_{i1} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{L_\Delta}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2}$

$$\begin{aligned} \underline{T}\left(-2\hat{\theta}_r + \omega_i t - \frac{\pi}{2}\right) \underline{i}_{i\alpha\beta} &= I_{i0} \begin{bmatrix} \sin(2\omega_i t - 2\hat{\theta}_r - \pi) \\ \cos(2\omega_i t - 2\hat{\theta}_r - \pi) \end{bmatrix} + I_{i1} \begin{bmatrix} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \\ \cos[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

La componente diretta ha contenuto in bassa frequenza proporzionale al seno di due volte l'errore di stima ($\sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)]$), proprio delle tecniche di stima basate sulla salienza magnetica, e viene quindi usata per correggere la stima in un osservatore, come in *fig.2.2*.

Le tensioni necessarie per ottenere l'eccitazione con vettore rotante sono calcolabili dall'espressione del flusso che si vuole imporre (2.6), per semplice derivazione:

$$\underline{v}_{i\alpha\beta}^* = s\lambda_{i\alpha\beta} = V_i \begin{bmatrix} -\sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

e devono essere sommate ai riferimenti di tensione generati dai regolatori di corrente, per essere attuate dall'inverter.

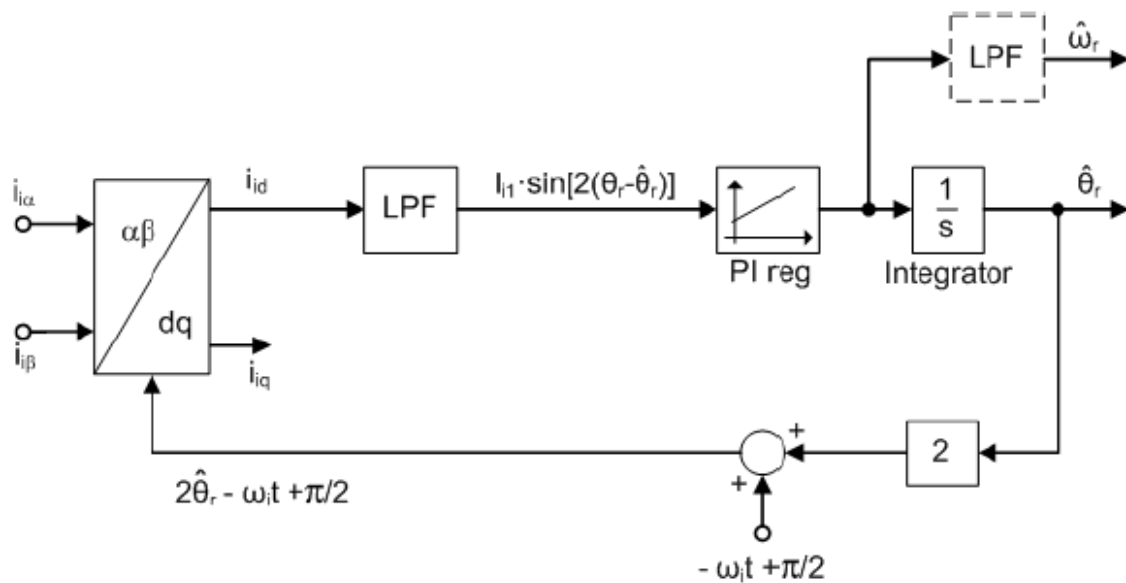


fig.2.2 Schema di stima per iniezione di vettore rotante

Questo metodo presenta alcuni problemi: prove sperimentali effettuate al fine del confronto tra varie tecniche evidenziano su questo tipo di iniezione di segnale la maggiore influenza dei tempi morti, un elevato rumore acustico e la possibile presenza di un errore di offset a regime anche a velocità nulla.

3 - Iniezione di Tensione Fluttuante

Come abbiamo visto, le correnti di statore rotanti ad alta frequenza sono regolate prevalentemente dall'induttanza di dispersione dello statore e del rotore. Pertanto, è necessaria una modulazione spaziale nell'induttanza di dispersione del rotore affinché sia possibile rilevare un'informazione utile sulla posizione del rotore o sull'angolo del flusso. A zero o a bassa velocità, l'effetto dei segnali fluttuanti nel sistema di riferimento in rotazione sincrono differisce dall'effetto su quelli rotanti, sicché, è possibile rilevare le informazioni sull'angolo del flusso del rotore senza alcuna modulazione spaziale. Le equazioni di tensione per una macchina ad induzione sono espresse come segue:

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= r_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{qs}^e &= r_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{ds}^e \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} 0 &= r_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \\ 0 &= r_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \\ \lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{dr}^e &= L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e &= L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \end{aligned} \quad (3.4)$$

Assumendo il controllo orientato con il flusso del rotore, vale a dire $\lambda_{qr}^e = 0$, le correnti dello statore sono le seguenti:

$$\begin{aligned} i_{ds}^e &= -\frac{r_r + pL_r}{pL_m} i_{dr}^e \\ i_{qs}^e &= -\frac{L_r}{L_m} i_{qr}^e \end{aligned} \quad (3.5)$$

dove p è un operatore differenziale. Poi:

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= \left(r_s + p\sigma L_s + p \frac{r_r L_m^2}{L_r(r_r + pL_r)} \right) i_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{qs}^e &= (r_s + p\sigma L_s) i_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \end{aligned} \quad (3.6)$$

A zero o a bassa frequenza di statore, dove la grandezza ω_e è piuttosto piccola, se vengono iniettati i segnali fluttuanti ad alta frequenza, $\omega_e \lambda_{qs}^e (\ll V_{ds}^e)$ e $\omega_e \lambda_{ds}^e (\ll V_{qs}^e)$ i termini in (3.6) possono essere trascurati. Così, (3.6) può essere riscritto come:

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &\approx \left(r_s + p\sigma L_s + p \frac{r_r L_m^2}{L_r(r_r + pL_r)} \right) i_{ds}^e \\ V_{qs}^e &\approx (r_s + p\sigma L_s) i_{qs}^e \end{aligned} \quad (3.7)$$

in particolare, per la componente ad alta frequenza, (3.7) può essere riscritta come:

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{ds}^e &\approx \left(r_s + j\omega_h \sigma L_s + j\omega_h \frac{r_r L_m^2}{L_r(r_r + j\omega_h L_r)} \right) \tilde{i}_{ds}^e \\ \tilde{v}_{qs}^e &\approx (r_s + j\omega_h \sigma L_s) \tilde{i}_{qs}^e \end{aligned} \quad (3.8)$$

dove,

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= V_{ds1}^e + \tilde{v}_{ds}^e = V_{ds1}^e + V_{ds}^e \sin(\omega_h t) \\ V_{qs}^e &= V_{qs1}^e + \tilde{v}_{qs}^e = V_{qs1}^e + V_{qs}^e \sin(\omega_h t + \varphi) \end{aligned}$$

“ $\sim$ ” è l'operatore che indica la componente ad alta frequenza allo stato stazionario. Generalmente, poiché la resistenza del rotore r_r è molto più piccola di $\omega_h L_r$, si può supporre che $r_r + j\omega_h L_r \approx j\omega_h L_r$. Quindi, (3.8) viene espresso come in (3.9).

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{ds}^e &\approx \left(r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + j\omega_h \sigma L_s \right) \tilde{i}_{ds}^e \equiv \tilde{Z}_d \tilde{i}_{ds}^e \\ \tilde{v}_{qs}^e &\approx (r_s + j\omega_h \sigma L_s) \tilde{i}_{qs}^e \equiv \tilde{Z}_q \tilde{i}_{qs}^e \end{aligned} \quad (3.9)$$

I circuiti equivalenti d - q all'alta frequenza iniettata possono essere mostrati come in Fig.3.1

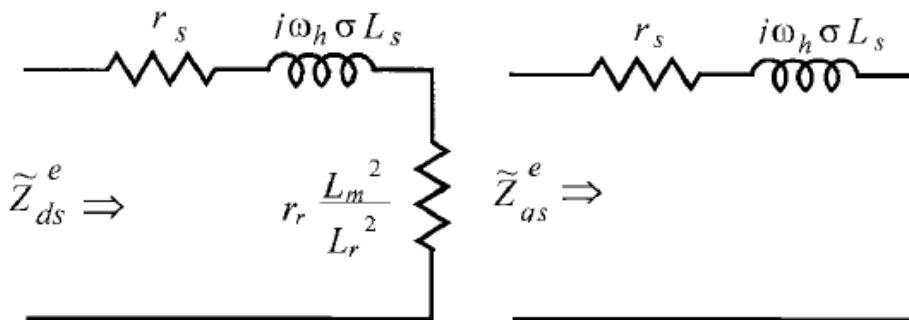


fig.3.1 impedenze terminali nel sistema di riferimento sincrono

A causa dell'effetto pelle ad alta frequenza, il valore della resistenza del rotore r_r è decine di volte più grande di quella a frequenza fondamentale e, sempre per effetto pelle, il valore di σL_s diventa molto più piccolo ad alta frequenza rispetto a quella a frequenza fondamentale. Pertanto, poiché il contributo della resistenza del rotore all'impedenza terminale (Z_d) è aumentato rispetto al termine di reattanza, è evidente che è rilevabile la differenza tra le impedenze degli assi d e q

$$\tilde{Z}_d > \tilde{Z}_q \quad (3.10)$$

Quindi, per i segnali fluttuanti nel sistema di riferimento in rotazione sincrono, l'impedenza misurata sull'asse del flusso del rotore è diversa da quella sull'asse in quadratura. I segnali fluttuanti producono perdite per correnti parassite, perdita aggiuntive nel rame, perdita per isteresi e così via. Quindi, il livello del segnale iniettato dovrebbe essere mantenuto il più piccolo possibile.

Strategia di controllo

Per il rilevamento dell'angolo di flusso, viene utilizzato un segnale fluttuante ad alta frequenza sull'asse d , stimato nel sistema di riferimento sincrono. All'avvio, un asse arbitrario viene assunto come l'asse stimato. L'effetto del segnale può essere misurato negli assi di misura ortogonali, gli assi d_m^e e q_m^e , come mostrato in Fig.3.2. Se l'asse d stimato è tra l'asse di flusso e l'asse in quadratura, allora le componenti ad alta frequenza misurate sugli assi d_m^e e q_m^e sarebbero diverse.

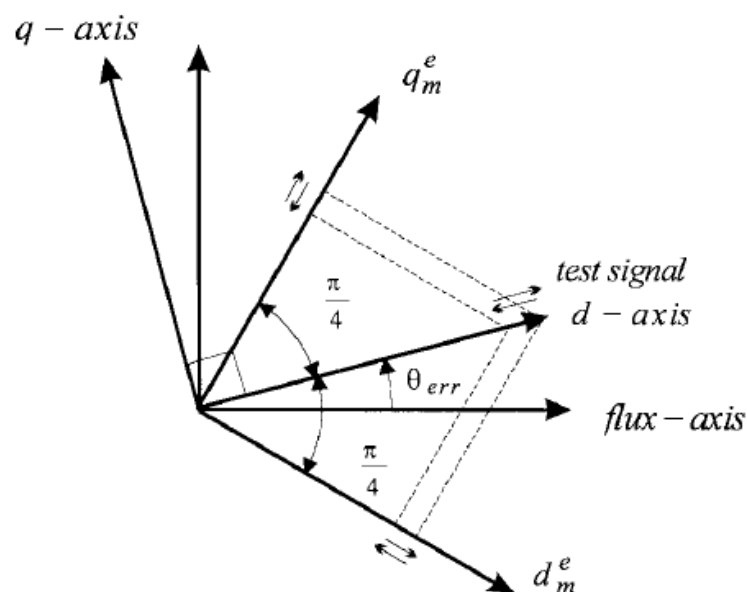


fig.3.2 asse di prova e asse di misura nel sistema di riferimento sincrono

Nell'implementazione della misura dei segnali iniettati, possiamo trovare il metodo di iniezione di tensione o il metodo di iniezione corrente. Nel primo caso, il segnale di iniezione viene aggiunto alla componente di asse d dell'uscita del controllore di corrente, come mostrato in Fig.3.3(a).

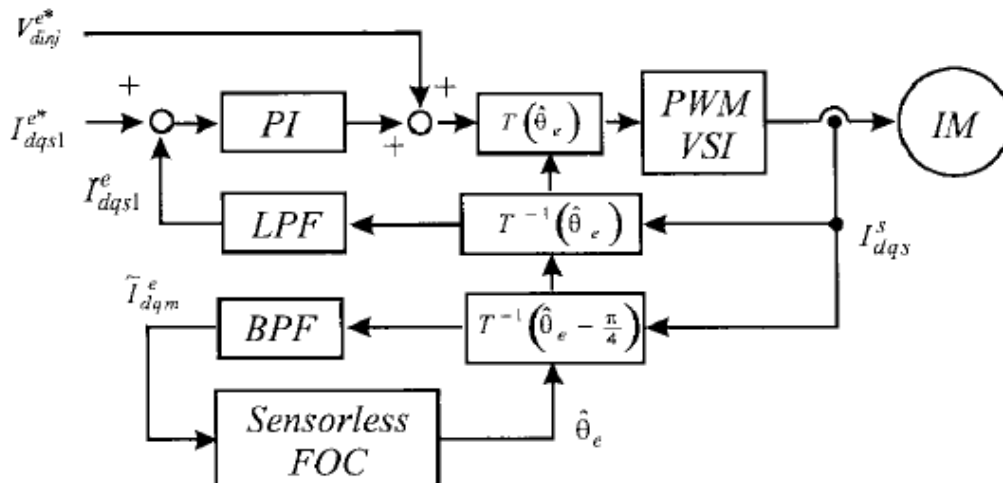


fig.3.3a Schema di iniezione di tensione ad alta frequenza

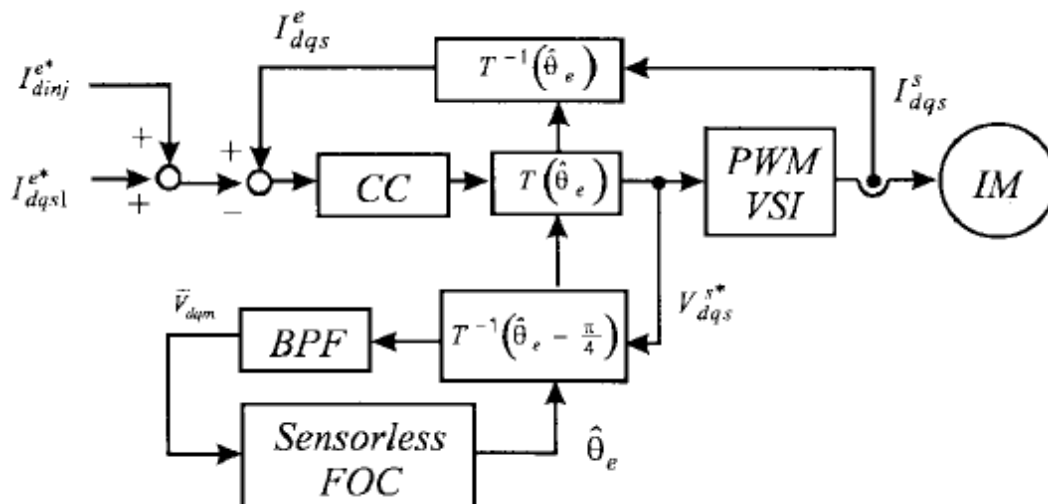


fig.3.3b Schema di iniezione di corrente ad alta frequenza

In questo modo, per evitare la cancellazione del segnale iniettato dal controllore di corrente, la larghezza di banda deve essere abbassata e i segnali filtrati devono essere utilizzati nel controllo di retroazione. Nel secondo caso, il segnale di iniezione viene aggiunto al riferimento della corrente fondamentale sull'asse d , come mostrato in Fig.3.3(b). Al fine di iniettare correttamente la corrente ad alta frequenza, il controllore di corrente dovrebbe avere una larghezza di banda sufficiente. Il primo ha la limitazione intrinseca della larghezza di banda nel controllo della corrente e nel controllo della velocità, ma i segnali sono meno vulnerabili agli effetti di non linearità come l'effetto del tempo morto. Il secondo, ha la possibilità di una maggiore

larghezza di banda nel controllo della velocità, ma richiede un trattamento più elegante dei segnali contro gli effetti non lineari del sistema.

I segnali misurati sugli assi d_m^e e q_m^e vengono utilizzati nel monitoraggio dell'angolo del flusso del rotore, come mostrato in *Fig.3.4*. Nel preprocessore, le informazioni correlate all'impedenza all'alta frequenza iniettata sono calcolate sugli assi d_m^e e q_m^e . Nel regolatore di correzione (CC correction controller), utilizzando le impedenze ottenute nel preprocessore, viene eseguito il monitoraggio dell'angolo del flusso. Nel metodo di iniezione ad alta frequenza, se la tensione iniettata è fissa, le impedenze terminali sugli assi di misura dipendono dalle correnti misurate. La differenza tra il quadrato di $|\tilde{i}_{dm}^e|$ e quello di $|\tilde{i}_{qm}^e|$ è proporzionale alla differenza delle ammettenze misurate su ciascun asse. Nel metodo di iniezione di corrente ad alta frequenza, esistono relazioni simili; di conseguenza, gli schemi di *Fig.3.3* sono plausibili in entrambi i casi.

Le relazioni tra tensioni e correnti sugli assi di misura sono espressi in:

$$\begin{aligned}\tilde{v}_{dm}^e &\approx \left(r_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \left[1 + \cos \left(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2} \right) \right] + j\omega_h \sigma L_s \right) \tilde{i}_{dm}^e \\ \tilde{v}_{qm}^e &\approx \left(r_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \left[1 + \cos \left(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2} \right) \right] + j\omega_h \sigma L_s \right) \tilde{i}_{qm}^e\end{aligned}\quad (3.11)$$

con $\theta_{err} = \hat{\theta}_e - \theta_e$

θ_e angolo di flusso del rotore effettivo; $\hat{\theta}_e$ angolo di flusso del rotore stimato.

Caso 1: Iniezione di tensione ad alta frequenza:

tensioni iniettate

$$\tilde{v}_{dm}^e = \tilde{v}_{qm}^e = \frac{V_{inj}^*}{\sqrt{2}} \sin(\omega_h t) \quad (3.12)$$

Errore dei segnali misurati:

$$\begin{aligned}
\text{Err} &\equiv |\tilde{i}_{dm}^e|^2 - |\tilde{i}_{qm}^e|^2 \\
&\approx - \frac{V_{inj}^{*2} \frac{r_r L_m^2}{L_r^2} \left(r_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \right) \sin 2\theta_{err}}{\left| \left(r_s + j\omega_h \sigma L_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \right) (r_s + j\omega_h \sigma L_s) \right|^2} \\
&\approx \frac{V_{inj}^{*2} \frac{r_r L_m^2}{L_r^2} \left(r_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \right)}{\left| \left(r_s + j\omega_h \sigma L_s + \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \right) (r_s + j\omega_h \sigma L_s) \right|^2} (\theta_e - \hat{\theta}_e) \\
&\equiv Y_{err} (\theta_e - \hat{\theta}_e)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Funzione di risposta in frequenza relativa agli angoli del rotore stimati e effettivi

$$\frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_1 s + K_2}{s^2 + K_1 s + K_2} \tag{3.14}$$

dove il controllore:

$$\begin{aligned}
G(s) &= \frac{1}{s} \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \\
K_1 &= Y_{err} K_P \\
K_2 &= Y_{err} K_I
\end{aligned}$$

Caso 2: Iniezione di corrente ad alta frequenza:

Correnti iniettate

$$\tilde{i}_{dm}^e = \tilde{i}_{qm}^e = \frac{I_{inj}^*}{\sqrt{2}} \sin(\omega_h t) \tag{3.15}$$

Errore dei segnali misurati

$$\begin{aligned}
\text{Err} &\equiv |\tilde{v}_{dm}^e|^2 - |\tilde{v}_{qm}^e|^2 \approx I_{inj}^{*2} \frac{r_r L_m^2}{2L_r^2} \left(2r_s + \frac{r_r L_m^2}{L_r^2} \right) \sin 2\theta_{err} \\
&\approx I_{inj}^{*2} \frac{r_r L_m^2}{L_r^2} \left(2r_s + \frac{r_r L_m^2}{L_r^2} \right) (\theta_e - \hat{\theta}_e) \equiv Z_{err} (\theta_e - \hat{\theta}_e)
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Funzione di risposta in frequenza relativa agli angoli del rotore stimati e effettivi

$$\frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_1 s + K_2}{s^2 + K_1 s + K_2} \quad (3.17)$$

dove il controllore:

$$G(s) = \frac{1}{s} \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right)$$

$$K_1 = Z_{err} K_P$$

$$K_2 = Z_{err} K_I$$

L'errore è sotto forma di un errore di angolo lineare, come in (3.13) e (3.16). Questo errore può essere rimosso usando lo schema mostrato in Fig.3.4.

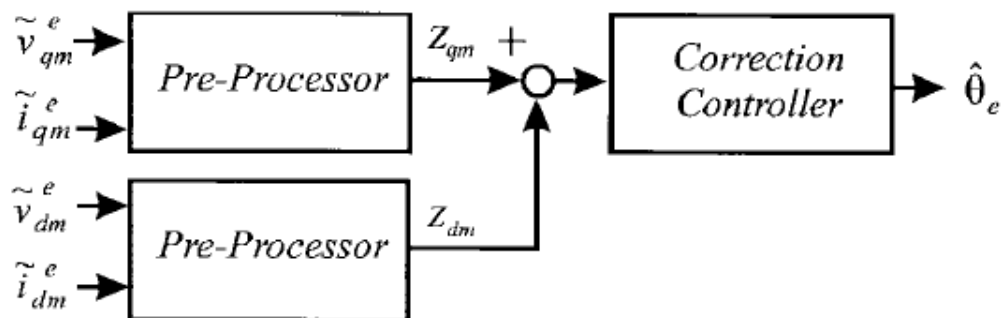


fig.3.4 Schema di controllo FOC (field-oriented controller) che utilizza iniezione di segnali ad alta frequenza misurati sugli assi d_m^e e q_m^e

4 - Flusso Pulsante

Questa tecnica consiste nell'imposizione di un flusso in direzione dell'asse q stimato, la cui intensità varia sinusoidalmente ad una frequenza nota, per poter estrarre informazioni relative alla posizione di rotore. Come risultato dell'iniezione, è possibile recuperare un segnale nel riferimento di rotore che, per piccoli errori di stima dell'angolo di rotore, è in prima approssimazione proporzionale ad esso. In questo modo, costruendo un anello di retroazione come in *fig.4.1*, è possibile correggere la stima risultante da un osservatore, ossia costruire un algoritmo che, impiegando un regolatore per processare l'errore, tenda ad inseguire l'angolo (ed implicitamente la velocità angolare) del motore.

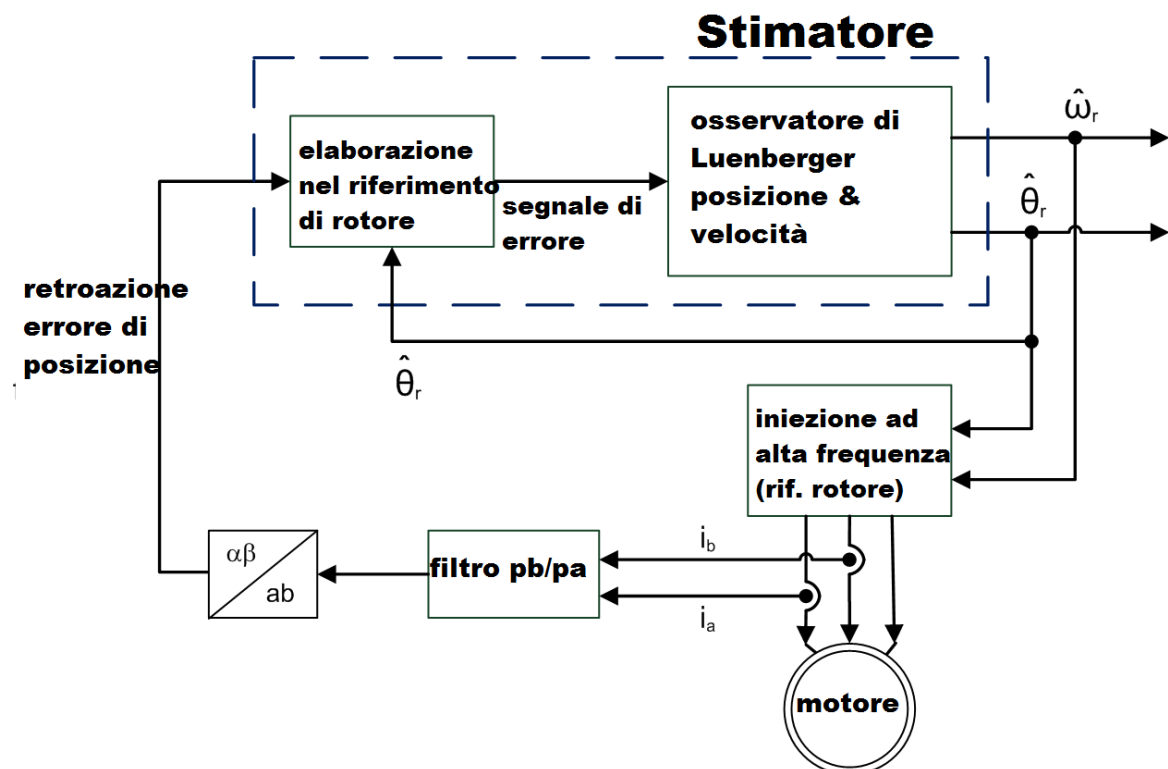


fig.4.1 Schema dell'anello di retroazione per la stima con iniezione di flusso pulsante in direzione q

Iniettando lungo la direzione q (in quadratura rispetto a quella stimata d) un campo di intensità variabile sinusoidalmente nel tempo:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{i_d} \\ \lambda_{i_q} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{\omega_i} \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

con V_i opportuno valore di tensione, e ω_i sufficientemente alta da rispettare le ipotesi in , si ottiene, trasformando nel riferimento di statore,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{i_d} \\ \lambda_{i_q} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{\omega_i} \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Applicando delle semplificazioni per l'alta frequenza, i flussi sono in relazione con le correnti solamente tramite l'induttanza $\underline{L}_{\alpha\beta}$:

$$\underline{\lambda}_{i_{\alpha\beta}} = \underline{L}_{\alpha\beta} \underline{i}_{\alpha\beta} \quad (4.3)$$

Sostituendo il flusso imposto in (4.1) ed invertendo l'ultima equazione si ricavano le correnti di statore dovute all'iniezione in alta frequenza:

$$\begin{bmatrix} i_{i_\alpha} \\ i_{i_\beta} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2} \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} L_\Delta \sin(2\theta_r - \hat{\theta}_r) - L_\Sigma \sin(\hat{\theta}_r) \\ L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta_r - \hat{\theta}_r) + L_\Sigma \cos(\hat{\theta}_r) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Nel riferimento sincrono stimato (solidale con la direzione stimata), tali correnti diventano

$$\begin{bmatrix} i_{i_d} \\ i_{i_q} \end{bmatrix} = \underline{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \underline{i}_{i_{\alpha\beta}} = \underline{T}(-\hat{\theta}_r) \underline{i}_{i_{\alpha\beta}} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{i_d} \\ i_{i_q} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{\omega_i (L_\Sigma^2 - L_\Delta^2)} \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} L_\Delta \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \\ L_\Sigma - L_\Delta \cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Che definendo $I_{i0} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{L_\Sigma}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2}$, $I_{i1} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{L_\Delta}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2}$ possono essere espresse come:

$$\begin{bmatrix} i_{i_d} \\ i_{i_q} \end{bmatrix} = \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} I_{i1} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \\ I_{i0} - I_{i1} \cos(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La componente diretta della corrente ad alta frequenza è modulata in ampiezza dal seno del doppio dell'errore di stima. Sapendo che il seno, per piccoli valori dell'argomento, è approssimabile con quest'ultimo, si può affermare che la corrente i_{i_d} , opportunamente demodulata per eliminare la variazione sinusoidale ($\sin(\omega_i t)$) può essere considerata un segnale di errore valido per un osservatore di stato per posizione e velocità del rotore. Lo

stimatore, nella sua forma classica più semplice, ha la struttura di *fig.4.2*, dove si riconosce l'osservatore vero e proprio (a destra) e l'elaborazione delle correnti per l'ottenimento del segnale di errore. Le correnti, dopo un filtraggio passa-banda per distinguerle dalle fondamentali, vengono demodulate tramite un mixer, con la tecnica detta “heterodyning”. Tale operazione risulta in un segnale in alta frequenza, che viene filtrato, e in una componente proporzionale al seno di due volte l'errore di stima.

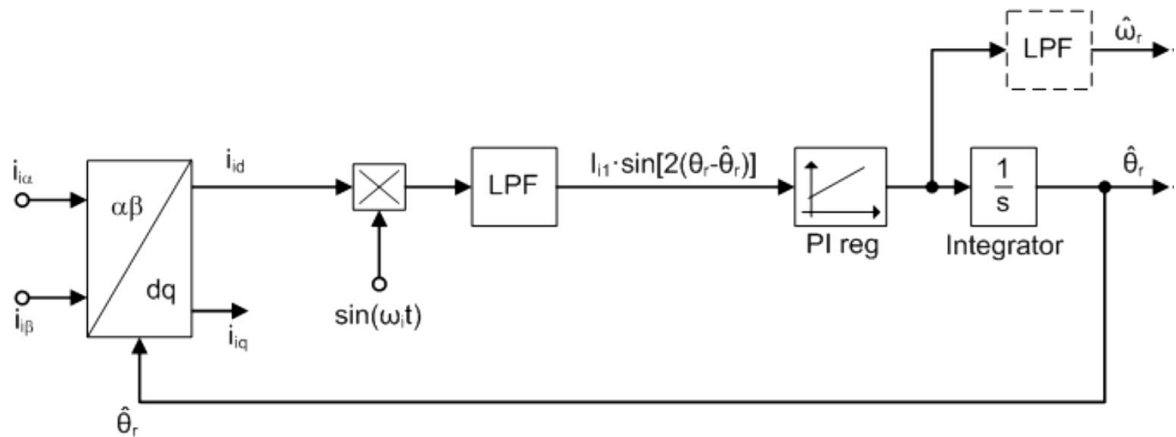


fig.4.2 Schema di stima classico per iniezione di vettore pulsante

Riferendosi ancora a delle equazioni semplificate per l'alta frequenza, si conoscono le espressioni delle tensioni indotte dai flussi definiti in (4.1):

$$\begin{bmatrix} v_{i_d} \\ v_{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & -\hat{\omega}_{me} \\ \hat{\omega}_{me} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{d_i} \\ \lambda_{q_i} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Per ottenere il flusso $\lambda_{i_{dq}}$ voluto, quindi, le tensioni necessarie saranno:

$$\begin{bmatrix} v_{i_d} \\ v_{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & -\hat{\omega}_{me} \\ \hat{\omega}_{me} & s \end{bmatrix} \frac{V_i}{\omega_i} \sin(\omega_i t) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} -\frac{\omega_i}{\hat{\omega}_{me}} \sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Si adotteranno quindi le tensioni:

$$\begin{bmatrix} v_{i_d}^* \\ v_{i_q}^* \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} -\frac{\omega_i}{\hat{\omega}_{me}} \sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

che, una volta riportate nel riferimento $\alpha\beta$, saranno imposte come riferimento per l'inverter, sommate alle tensioni fondamentali.

A causa del ritardo presente nella catena di iniezione-misura che costituisce la retroazione dell'errore di stima, dovuto principalmente alla implementazione digitale ed al ritardo con cui l'inverter attua le tensioni di riferimento, in questa tecnica si evidenzia un errore proporzionale alla velocità. Tale errore scaturisce dal fatto che, in sostanza, si va a confrontare l'angolo stimato attualmente con quello iniettato in un istante precedente. È comunque possibile inserire una compensazione lineare, adottando il segnale di velocità stimata ed una taratura sperimentale per il ritardo. Questa compensazione deve naturalmente essere attuata al di fuori dell'anello di retroazione della stima, al solo scopo di fornire un valore maggiormente preciso per il controllo di corrente.

Questa tecnica proposta da Corley e Lorenz è valida per tutti i motori che presentino salienza spaziale di rotore, inoltre è adatta a funzionare su un ampio range di velocità.

5 - Tecnica INFORM

Il metodo "INFORM" ("Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement"), si basa sulla misura in tempo reale dell'induttanza per il controllo senza sensori dei motori ad induzione (IM), motori sincroni a magneti permanenti (SPM), motori a riluttanza sincrona (RM) e motori brushless DC. L'anisotropia magnetica fornisce informazioni circa l'asse diretto d e l'asse in quadratura q (RM,PM) o sull'asse del flusso (IM, PM). L'anisotropia magnetica viene rilevata misurando la variazione del (fs) fasore spaziale di corrente di statore complesso che è dovuta a un fs di tensione di statore durante un intervallo di tempo breve (p.u. tempo τ) e ripetendo questa misura con il fs in diverse direzioni. Il rapporto complesso (definito a rotore fermo al fine di eliminare l'influenza della fem):

$$\underline{x}_{INFORM} = \frac{\underline{v}_s}{di_s/d\tau} \quad (5.1)$$

è chiamato "reattanza complessa *inform*" (valore in p.u.) e contiene le informazioni desiderate sulla posizione angolare del flusso (o del rotore).

In pratica, il fasore di tensione di prova $\underline{v}_s$ viene applicato alla macchina da un inverter. Poiché gli effetti geometrici e di saturazione sono periodici di 180° , anche $\underline{x}_{INFORM}$ è una funzione periodica di 180° :

$$\underline{x}_{INFORM} = \underline{x}_{INFORM}(2\gamma_\psi - 2\gamma_V) \quad (5.2)$$

Per l'implementazione su un microprocessore, è vantaggioso lavorare con la reattanza *inform* inversa (p.u.),

$$\underline{y}_{INFORM} = \underline{x}_{INFORM}^{-1} \quad (5.3)$$

poiché le divisioni possono essere evitate. Supponendo che un sistema di riferimento ξ, η con asse reale ξ nella direzione della massima conducibilità magnetica (sistema di riferimento INFORM, posizione angolare γ_{INFORM} e relativo al sistema di riferimento α, β orientato allo statore) produce la seguente parte reale e immaginaria di y_{INFORM} :

$$y_{RE,INFORM} = \text{Re}\{\underline{y}_{INFORM}\} = y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{INFORM} - 2\gamma_V) \quad (5.4)$$

$$y_{IM,INFORM} = \text{Im}\{\underline{y}_{INFORM}\} = -\Delta y \cdot \sin(2\gamma_{INFORM} - 2\gamma_V) \quad (5.5)$$

o in notazione complessa:

$$\underline{y}_{INFORM} = y_0 - \Delta y \cdot \exp(2\gamma_{INFORM} - 2\gamma_V) \quad (5.6)$$

Assumiamo, ad esempio, una procedura di misurazione ripetuta in accordo con l'equazione (5.1) con un f_s di tensione test nell'asse dello statore reale (stato di commutazione dell'inverter "1,0,0", $\gamma_V = 0$, fig.5.1). Il rotore viene girato lentamente in direzione positiva, iniziando con $\gamma_{INFORM} = 0$ (POS1). In fig.5.1 viene mostrato $\underline{y}$ alla POS2 (asse *inform* a 45°).

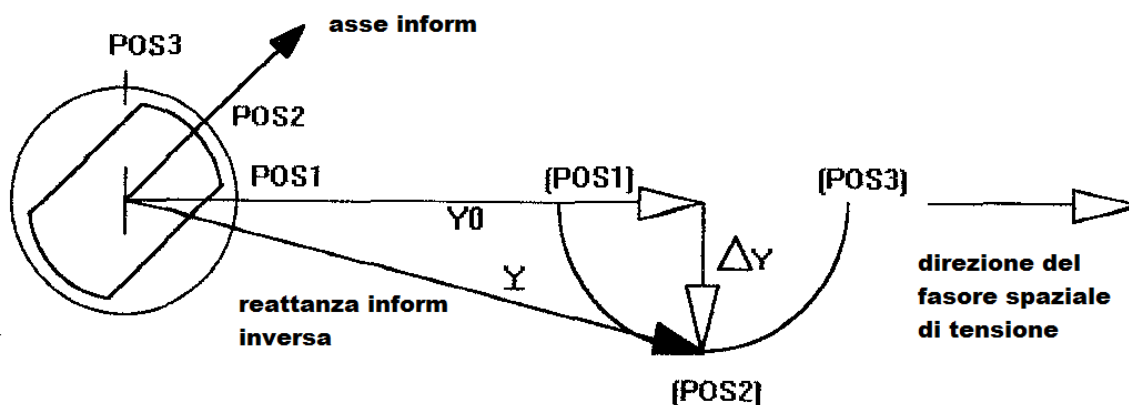


fig.5.1 schema con $\underline{y}$ in posizione 2

Le reattanze nell'asse *inform* (POS1 e POS3 in figura) sono quantità reali

$$asse_{\xi}: \underline{x}_{\xi,INFORM} = [y_0 - \Delta y]^{-1} \quad (5.7)$$

$$asse_{\eta}: \underline{x}_{\eta,INFORM} = [y_0 + \Delta y]^{-1} \quad (5.8)$$

Calcolo di γ_{INFORM} dalle misure *INFORM*

È vantaggioso utilizzare almeno due misurazioni così non è più necessario conoscere in modo esplicito la reattanza *inform*. Eseguendo due o tre misurazioni, sono possibili numerose valutazioni matematiche per il calcolo di γ_{INFORM} . Ogni misurazione di $\Delta \underline{i}_s$ in corrispondenza di un determinato tempo di misura $\Delta \tau$ e di un f_s di tensione $\underline{v}_s$ (in direzione γ_V) produce due equazioni che determinano la parte reale e immaginaria della reattanza *inform* inversa, $y_{RE,INFORM}(\gamma_{INFORM}, \gamma_V)$ e $y_{IM,INFORM}(\gamma_{INFORM}, \gamma_V)$.

Un possibile procedimento matematico utilizza $y_{RE,INFORM}$ e tre misure *inform* effettuate entro un intervallo di tempo relativamente breve con "direzioni di misura" $\gamma_{V,1}=0$ (asse di fase A), $\gamma_{V,2}=2\pi/3$ (asse di fase B),

$\gamma_{V,3}=4\pi/3$ (asse di fase C). La macchina, da ferma, reagisce con i cambiamenti della corrente in accordo con gli equazioni (5.1) e (5.3):

$$\Delta \underline{i}_{S,k} = \underline{y}_{INFORM} \cdot \Delta \tau \cdot |\underline{v}_S| \cdot \exp(j\gamma_{V,k}); k=1,2,3 \quad (5.9)$$

Moltiplicando l'eq.(5.9) con $\exp(-j\gamma_{V,k})$ otteniamo:

$$\Delta \underline{i}_{S,k} \cdot \exp(-j\gamma_{V,k}) = \underline{y}_{INFORM} \cdot \Delta \tau \cdot |\underline{v}_S|; k=1,2,3 \quad (5.10)$$

La parte reale del termine a sinistra è la proiezione del $\underline{fs}$ della variazione di corrente sulla rispettiva direzione del $\underline{fs}$ di tensione di misurazione, identica all'asse di fase considerato. Quindi, la parte reale menzionata è la corrente di fase stessa. Confrontando le parti reali dei termini sinistro e destro dell'eq. (5.10), con l'equazione (5.4) porta a:

$$\Delta i_{SA,1} = \Delta \tau \cdot |\underline{v}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{INFORM})] \quad (5.11)$$

$$\Delta i_{SB,2} = \Delta \tau \cdot |\underline{v}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{INFORM} - 4\pi/3)] \quad (5.12)$$

$$\Delta i_{SC,3} = \Delta \tau \cdot |\underline{v}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{INFORM} - 2\pi/3)] \quad (5.13)$$

Si noti che le diverse variazioni di corrente di fase sono prese dalle diverse misure inform (1,2,3). Viene considerata solo la fase che coincide con il $\underline{fs}$ di tensione di prova. Ciò consente una realizzazione a basso costo del metodo INFORM senza la misurazione completa del fasore spaziale di corrente (fig.5.2). Una combinazione lineare delle equazioni (5.11)-(5.13) porta alla quantità complessa:

$$\underline{c}_{INFORM,REAL} = \Delta i_{SA,1} + \Delta i_{SB,2} \cdot \exp\left(\frac{j4\pi}{3}\right) + \Delta i_{SC,3} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi}{3}\right) \quad (5.14)$$



fig.5.2 schema inform, misura di corrente sul solo collegamento DC

È semplice dimostrare che:

$$\arg[\underline{C}_{INFORM,REAL}] = 2\gamma_{INFORM} + \pi \quad (5.15)$$

Il parametro y_0 è una quantità di sequenza zero quando si applica la definizione (5.14) alle eq. (5.11)-(5.13) e svanisce. Il parametro Δy rappresenta il raggio del cerchio $\underline{C}_{INFORM,REAL}$ nel piano complesso. L'argomento del cerchio è la quantità desiderata $2\gamma_{INFORM} + \pi$ che è indipendente da Δy . Quindi, questa strategia fornisce la posizione angolare *inform* desiderata senza conoscenza esplicita di alcun parametro di induttanza (fig.5.3).

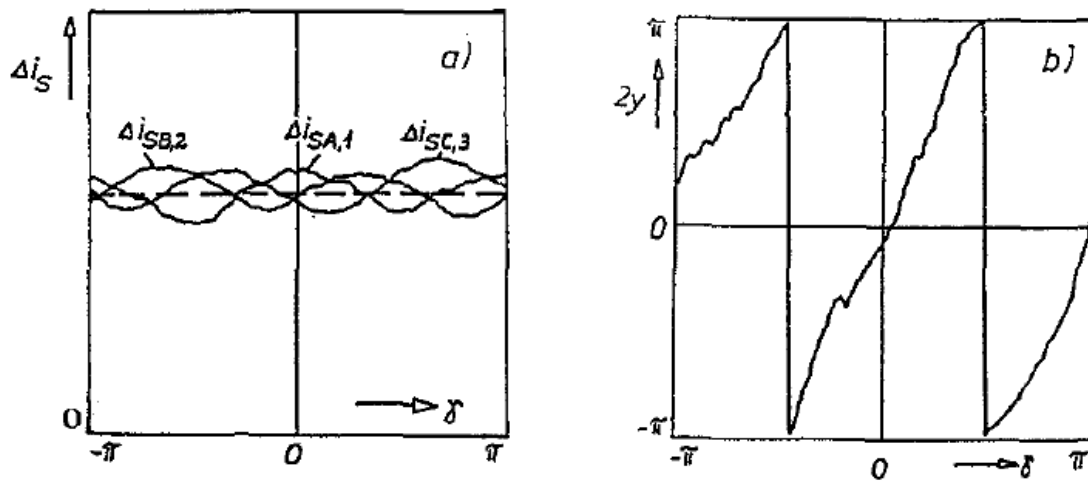


fig.5.3 Variazione di corrente dovuta alla saturazione e argomento calcolato come $2\gamma = 2\gamma_{INFORM}$ sulla posizione angolare γ

Per eliminare l'ambiguità di 180° sulla polarità, vengono adottati metodi diversi a seconda del motore:

-sul motore a induzione prima dell'operazione *inform*, nessun flusso è presente nella macchina. Quindi, la macchina è completamente simmetrica (oltre agli effetti di scanalatura). Non è possibile rilevare alcun asse *inform*. Se la corrente di magnetizzazione viene applicata alla macchina senza carico (ad es. f_s di corrente in asse con la fase + A) allora il f_s del flusso avrà la stessa direzione (in asse con la fase + A). Avviare una misurazione *inform* dopo la magnetizzazione fornirà informazioni sull'asse del flusso dovuto agli effetti di saturazione. Il segno del flusso è già stato determinato dalla corrente magnetizzante di statore.

-nei motori a magneti permanenti l'asse *inform* rilevato (direzione della massima induttanza) coincide con l'asse di flusso nel caso di macchine con

magneti sepolti (l'effetto di riluttanza domina) oppure è perpendicolare all'asse del flusso se si utilizzano magneti superficiali (domina l'effetto di saturazione). Per distinguere tra polo nord e sud, viene utilizzata l'influenza della corrente dello statore sul livello di saturazione del flusso-parallelo nella macchina. A questo scopo, dopo aver rilevato l'asse del flusso (ma non conoscendo il segno del flusso ancora), viene applicata una componente di corrente dello statore parallela al flusso (e quindi non produce coppia). Dopodiché si continua con una misura *inform*. Questa procedura viene ripetuta cambiando il segno della corrente dello statore. Confrontando le grandezze delle variazioni attuali durante le misurazioni *inform*, si guarda quale sia stato il flusso in aumento (variazione di corrente/tempo più grande nella direzione del flusso) o diminuzione del flusso (variazione di corrente/tempo più piccola essendosi ridotta la saturazione). (fig.5.4).

-nei motori a riluttanza dopo aver rilevato l'asse *inform*, che coincide con l'asse diretto, la componente di corrente che produce il flusso per il normale funzionamento viene applicata sia in direzione dell'asse *inform* positivo che negativo. In entrambi i casi, il flusso nella macchina è ben definito.

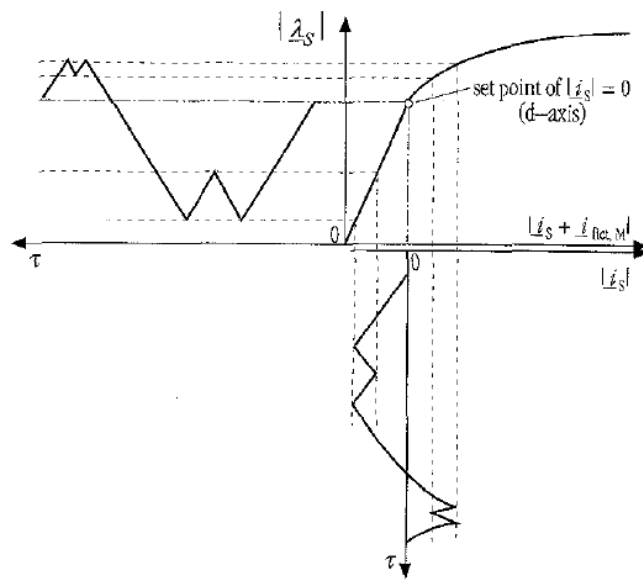


fig.5.4 modifica del punto di lavoro magnetico di un PM tramite una componente di corrente di statore parallela al flusso

6 - Metodo PWM

Consideriamo una macchina a induzione a tre fasi, con collegamento a triangolo, le cui induttanze di dispersione di statore sono modulate dalle anisotropie introdotte dalla saturazione del flusso principale o dalla scanalatura del rotore. Le induttanze di dispersione del statore possono pertanto assumere variazioni in base a:

$$l_{\sigma a} = l_0 + \Delta l \cos(n_{an}\theta_{an}) \quad (6.1)$$

$$l_{\sigma b} = l_0 + \Delta l \cos(n_{an}(\theta_{an} - 2\pi/3)) \quad (6.2)$$

$$l_{\sigma c} = l_0 + \Delta l \cos(n_{an}(\theta_{an} - 4\pi/3)) \quad (6.3)$$

Dove l_0 è l'induttanza media, e Δl è l'ampiezza della variazione di induttanza causata dall'anisotropia ($n_{an} = 2$ per l'anisotropia indotta dalla saturazione o $n_{an} = n_{rs} = N_r / p$ per la rotazione del rotore, dove N_r è il numero di cave di rotore e p è il numero di coppie polari). Vengono utilizzati i vettori spaziali standard di *fig.6.1*. In *fig.6.2* è mostrato il

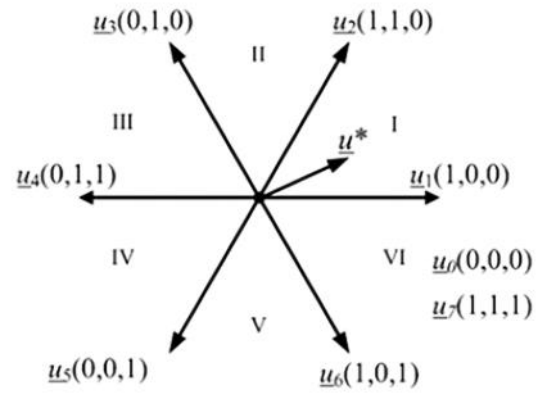


fig.6.1 definizione dei vettori spaziali

circuito equivalente quando la macchina viene applicata con il vettore u_1 da cui possono essere derivate le seguenti equazioni

$$U_d = i_{ab}^{(u1)} r_s + l_{\sigma a} \frac{di_{ab}^{(u1)}}{dt} + e_a^{(u1)} \quad (6.4)$$

$$0 = i_{bc}^{(u1)} r_s + l_{\sigma b} \frac{di_{bc}^{(u1)}}{dt} + e_b^{(u1)} \quad (6.5)$$

$$-U_d = i_{ca}^{(u1)} r_s + l_{\sigma c} \frac{di_{ca}^{(u1)}}{dt} + e_c^{(u1)} \quad (6.6)$$

Durante il funzionamento a bassa velocità, la f_{cem} in (6.4) - (6.6) può essere trascurata, mentre a velocità più elevate è necessario annullarne l'effetto. Ciò può essere ottenuto mediante l'applicazione del vettore nullo u_0 o u_7 ,

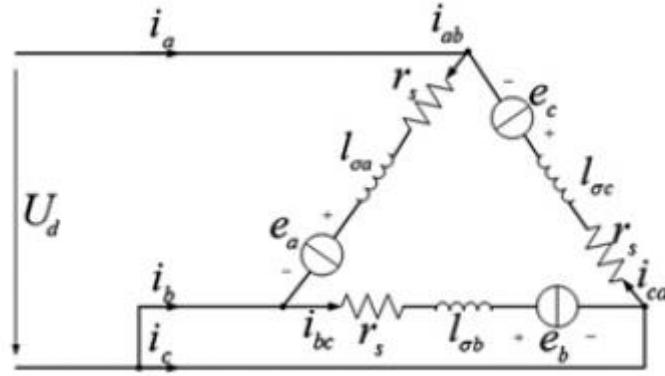


fig.6.2 circuito equivalente

che dà:

$$0 = i_{ab}^{(u0)} r_s + l_{\sigma a} \frac{di_{ab}^{(u0)}}{dt} + e_a^{(u0)} \quad (6.7)$$

$$0 = i_{bc}^{(u0)} r_s + l_{\sigma b} \frac{di_{bc}^{(u0)}}{dt} + e_b^{(u0)} \quad (6.8)$$

$$0 = i_{ca}^{(u0)} r_s + l_{\sigma c} \frac{di_{ca}^{(u0)}}{dt} + e_c^{(u0)} \quad (6.9)$$

Se gli istanti di applicazione u_1 e u_0 sono abbastanza vicini, è possibile presumere che $e_a^{(u0)} \cong e_a^{(u1)}$, $e_b^{(u0)} \cong e_b^{(u1)}$, $e_c^{(u0)} \cong e_c^{(u1)}$

Inoltre, la caduta di tensione attraverso la resistenza dello statore può essere ignorata per il suo piccolo valore rispetto a U_d .

Quindi, (6.4) - (6.7), (6.5) - (6.8) e (6.6) - (6.9) danno:

$$\frac{di_{ab}^{(u1)}}{dt} - \frac{di_{ab}^{(u0)}}{dt} = \frac{U_d}{l_{\sigma a}} \quad (6.10)$$

$$\frac{di_{bc}^{(u1)}}{dt} - \frac{di_{bc}^{(u0)}}{dt} = 0 \quad (6.11)$$

$$\frac{di_{ca}^{(u1)}}{dt} - \frac{di_{ca}^{(u0)}}{dt} = -\frac{U_d}{l_{\sigma a}} \quad (6.12)$$

Esprimendo (6.10) - (6.12) in termini di correnti di linea porta a:

$$\frac{di_a^{(u1)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} = \frac{l_{\sigma a} + l_{\sigma c}}{l_{\sigma a} l_{\sigma c}} U_d \quad (6.13)$$

$$\frac{di_b^{(u1)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} = -\frac{1}{l_{\sigma a}} U_d \quad (6.14)$$

$$\frac{di_c^{(u1)}}{dt} - \frac{di_c^{(u0)}}{dt} = -\frac{1}{l_{\sigma c}} U_d \quad (6.15)$$

Sostituendo (6.1) - (6.3) nella (6.13) - (6.15) otteniamo

$$\frac{di_a^{(u1)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} = \frac{U_d}{l_0} \left(2 + \frac{\Delta l}{l_0} \cos \left(n_{an} \left(\theta_{an} - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right) \quad (6.16)$$

$$\frac{di_b^{(u1)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} = -\frac{U_d}{l_0} \left(1 - \frac{\Delta l}{l_0} \cos(n_{an} \theta_{an}) \right) \quad (6.17)$$

$$\frac{di_c^{(u1)}}{dt} - \frac{di_c^{(u0)}}{dt} = -\frac{U_d}{l_0} \left(1 - \frac{\Delta l}{l_0} \cos \left(n_{an} \left(\theta_{an} - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \right) \quad (6.18)$$

Da cui tre scalari di posizione bilanciati p_a , p_b e p_c , possono essere definiti come:

$$p_a = 1 + c_1 \left(\frac{di_b^{(u1)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.19)$$

$$p_b = -2 + c_1 \left(\frac{di_a^{(u1)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.20)$$

$$p_c = 1 + c_1 \left(\frac{di_c^{(u1)}}{dt} - \frac{di_c^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.21)$$

Dove $c_1 = l_0 / U_d$. Anche se ciascuno dei termini di/dt in (6.19) - (6.21) può essere conosciuto con precisione, non è pratico costruire il vettore di posizione $\underline{p}$ direttamente attraverso

$$\underline{p} = p_a + a p_b + a^2 p_c \quad (6.22)$$

dove $a = e^{j2\pi/3}$. Ciò è dovuto all'esistenza del coefficiente sconosciuto c_1 . Questo può variare con il livello di saturazione del flusso principale. Questa incertezza può essere evitata guardando la risposta della corrente ad un altro

vettore di tensione u_2 . Allo stesso modo allora, tre scalari di posizione possono essere definiti come

$$p_a = -2 - c_1 \left(\frac{di_c^{(u2)}}{dt} - \frac{di_c^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.23)$$

$$p_b = 1 - c_1 \left(\frac{di_b^{(u2)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.24)$$

$$p_c = 1 - c_1 \left(\frac{di_a^{(u2)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} \right) \quad (6.25)$$

Facendo riferimento a (6.19) - (6.21) e (6.23) - (6.25), è possibile definire $\underline{p}$ attraverso la combinazione di (6.19), (6.24) e (6.25)

$$\begin{aligned} \underline{p} &= p_\alpha + jp_\beta = p_a + ap_b + a^2 p_c \\ &= c_1 \left[\left(\frac{di_b^{(u1)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) - a \left(\frac{di_b^{(u2)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) \right. \\ &\quad \left. - a^2 \left(\frac{di_a^{(u2)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} \right) \right] \end{aligned} \quad (6.26)$$

Quindi

$$p_\alpha = c_1 \left[\left(\frac{di_b^{(u1)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{di_b^{(u2)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{di_a^{(u2)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} \right) \right] \quad (6.27)$$

$$p_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} c_1 \left[\left(\frac{di_a^{(u2)}}{dt} - \frac{di_a^{(u0)}}{dt} \right) - \left(\frac{di_b^{(u2)}}{dt} - \frac{di_b^{(u0)}}{dt} \right) \right] \quad (6.28)$$

Per cui la posizione può essere derivata attraverso la funzione arcotangente come mostrato nella seguente equazione

$$\theta_{an} = \arctan(p_\beta/p_\alpha) \quad (6.29)$$

Tale combinazione tra due vettori di tensione adiacenti ed un vettore nullo esiste anche in altri cinque settori. Pertanto la stima della posizione è raggiungibile usando solo la sequenza PWM fondamentale. Tale conclusione è valida anche per una macchina collegata a stella.

La posizione ottenuta da (6.26) sarà o l'angolo del rotore o l'angolo di flusso in basa alla salienza che è stata tracciata. A causa della corrente di modo comune e di modo differenziale, viene imposta una minima larghezza di impulso t_{min} per evitare il disturbo alla misura di di/dt . Ciò avviene in funzionamento a bassa frequenza e quando il vettore di tensione di riferimento attraversa il confine di due settori. A bassa frequenza, il t_{min} obbligatorio tende ad aumentare il ripple della corrente. Anche se alcuni tipi di filtri (hardware) possono essere utilizzati per ridurre la durata del disturbo, un approccio software più semplice può essere impiegato allo stesso scopo. Cioè, piuttosto che estendere due vettori attivi in un ciclo PWM, solo uno viene modificato in un ciclo e l'altro viene allungato in un altro ciclo. La misurazione di/dt di questi due vettori viene poi utilizzata per costruire il segnale di posizione. In questo modo, il ripple di corrente può essere ridotto. Tipicamente, per un motore da 30 kW con $t_{min}=16\text{ }\mu\text{s}$, è possibile ridurre il ripple a 5 A.

Va notato che questo approccio è possibile perché a bassa velocità il rotore compie dei movimenti impercettibili per molteplici cicli della PWM.

6.1 - Eccitazione PWM per IPM

Vediamo ora un metodo basato sull'eccitazione PWM e sulla misurazione delle derivate di corrente per i motori a magneti permanenti interni. Per poter illustrare l'algoritmo da implementare, è necessario prima identificare un modello matematico che descriva la macchina. Il modello analitico dell'IPM è considerato nel sistema di riferimento sincrono d - q orientato in base al flusso concatenato dovuto al magnete permanente, inclusi i termini di cross coupling.

$$\begin{aligned} \underline{u}_{dq} &= R\underline{i}_{dq} + \frac{d\underline{\lambda}_{dq}}{dt} + \omega_{me}J\underline{\lambda}_{dq} \\ \underline{\lambda}_{dq} &= \underline{\lambda}_{i,dq}(\underline{i}_{dq}) + \underline{\lambda}_{mg,dq} = \underline{L}_{dq}(\underline{i}_{dq}) \cdot \underline{i}_{dq} + \underline{\lambda}_{mg,dq} \end{aligned} \quad (6.1.1)$$

$\underline{u}_{dq}$, $\underline{i}_{dq}$ e $\underline{\lambda}_{dq}$ sono vettori di tensione, corrente e di flusso concatenato, e R è la resistenza di fase:

$$\underline{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad \underline{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad \underline{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (6.1.2)$$

Il flusso concatenato è stato diviso in due termini, il primo $\underline{\lambda}_{i,dq}(\underline{i}_{dq})$ dipendente dalle correnti del motore, il secondo dovuto al magnete permanente $\underline{\lambda}_{mg,dq}$; J è la matrice anti-diagonale unitaria

$$\underline{\lambda}_{mg,dq} = \begin{bmatrix} \lambda_{mg} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.1.3)$$

La matrice $\underline{L}_{dq}(\underline{i}_{dq})$ è legata alle auto e mutue induttanze del motore

$$\underline{L}_{dq}(\underline{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} L_d(i_d, i_q) & M_{qd}(i_d, i_q) \\ M_{dq}(i_d, i_q) & L_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \quad (6.1.4)$$

In generale, l'auto e mutue induttanze d - q dipendono dalle correnti d - q , a causa della saturazione e della cross magnetization (cioè la distorsione nella distribuzione della densità di flusso nel traferro di una macchina elettrica rotante causata dalla reazione di armatura). La sostituzione dell'espressione del flusso all'interno dell'equazione di tensione porta ad un'espressione più

complessa considerando la variazione del flusso concatenato $\underline{\lambda}_{i,dq}(\underline{i}_{dq})$ rispetto alle correnti motore, vale a dire:

$$\begin{aligned}\underline{u}_{dq} &= \underline{R} \underline{i}_{dq} + \frac{\partial \underline{\lambda}_{i,dq}(\underline{i}_{dq})}{\partial \underline{i}_{dq}} \frac{d\underline{i}_{dq}}{dt} + \omega_{me} J \underline{\lambda}_{dq} \\ &= \underline{R} \underline{i}_{dq} + \underline{\tilde{L}}_{dq}(\underline{i}_{dq}) \frac{d\underline{i}_{dq}}{dt} \\ &\quad + \omega_{me} J (\underline{L}_{dq}(\underline{i}_{dq}) \underline{i}_{dq} + \underline{\lambda}_{mg,dq})\end{aligned}\quad (6.1.5)$$

Può quindi essere definita la matrice delle auto e mutue induttanze differenziali $\underline{\tilde{L}}_{dq}(\underline{i}_{dq})$

$$\begin{aligned}\frac{d\underline{\lambda}_{i,dq}(\underline{i}_{dq})}{d\underline{i}_{dq}} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{i,d}}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_{i,d}}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \lambda_{i,q}}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_{i,q}}{\partial i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_d(i_d, i_q) & \tilde{M}_{qd}(i_d, i_q) \\ \tilde{M}_{dq}(i_d, i_q) & \tilde{L}_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \\ &\triangleq \underline{\tilde{L}}_{dq}(\underline{i}_{dq})\end{aligned}\quad (6.1.6)$$

L'equazione di tensione nel sistema di riferimento sincrono diventa quindi (6.1.7):

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_d(i_d, i_q) & \tilde{M}_{qd}(i_d, i_q) \\ \tilde{M}_{dq}(i_d, i_q) & \tilde{L}_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &\quad + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} L_d(i_d, i_q) & M_{qd}(i_d, i_q) \\ M_{dq}(i_d, i_q) & L_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{mg} \\ 0 \end{bmatrix} \right]\end{aligned}$$

Infine, se viene applicata la trasformazione da sistema di riferimento rotante (dq) a stazionario ($\alpha\beta$), viene ottenuto il modello motore (6.1.8),

$$\begin{aligned}\underline{u}_{\alpha\beta} &= R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_s - \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) & -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) \\ -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) & \tilde{L}_s + \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{me} \Lambda_{mg} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{me}) \\ \cos(\theta_{me}) \end{bmatrix} + \omega_{me} \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} (L_\Delta - \tilde{L}_\Delta) \sin(2\theta_{me}) - (M_{qd} + \tilde{M}_{qd}) \cos(2\theta_{me}) & -(L_s - \tilde{L}_s) - (L_\Delta + \tilde{L}_\Delta) \cos(2\theta_{me}) - (M_{qd} + \tilde{M}_{qd}) \sin(2\theta_{me}) \\ (L_s - \tilde{L}_s) - (L_\Delta + \tilde{L}_\Delta) \cos(2\theta_{me}) - (M_{qd} + \tilde{M}_{qd}) \sin(2\theta_{me}) & -(L_\Delta + \tilde{L}_\Delta) \sin(2\theta_{me}) + (M_{qd} + \tilde{M}_{qd}) \cos(2\theta_{me}) \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}\end{aligned}$$

dove θ_{me} è la posizione elettrica del rotore. Sono stati definiti i seguenti termini induttivi:

$$\begin{aligned}\tilde{L}_\Sigma &\triangleq \frac{\tilde{L}_q + \tilde{L}_d}{2} & \tilde{L}_\Delta &\triangleq \frac{\tilde{L}_q - \tilde{L}_d}{2} \\ L_\Sigma &\triangleq \frac{L_q + L_d}{2} & L_\Delta &\triangleq \frac{L_q - L_d}{2}\end{aligned}\tag{6.1.9}$$

Il contributo di diverse fonti di tensione indotta è mostrato in (6.1.8), il più interessante ai nostri scopi è quello proporzionale alla derivata delle correnti dello statore. Infatti una corretta misurazione e lavorazione delle derivate di corrente consente di stimare la posizione del rotore, come sarà dimostrato adesso.

Si tiene conto di un modello simmetrico di PWM, come mostrato in Fig.6.1.1:

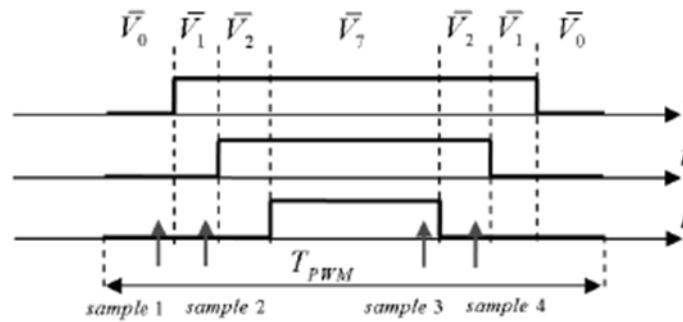


fig.6.1.1

I quattro punti di misura generici delle derivate della corrente del motore sono indicati dalle frecce. Il campione 1 viene acquisito durante il vettore di tensione nullo V_0 e il campione 2 viene preso nel vettore attivo successivo (vale a dire V_1 in questo esempio). Abbiamo una situazione simile rispetto ai campioni 3 e 4, in cui il campionamento viene effettuato durante il periodo V_7 e nel vettore attivo V_2 . Questo è un approccio diverso rispetto ad altre tecniche simili, in quanto quattro campioni di derivata di corrente sono misurati entro lo stesso periodo PWM. Tuttavia l'attività di campionamento non è così facile come descritto, ad esempio in seguito alla presenza di effetti parassiti e alla variazione del modello PWM in funzione delle condizioni di funzionamento del motore.

Andiamo a considerare la velocità elettrica del rotore ω_{me} relativamente bassa e assumiamo che la posizione del rotore ϑ_{me} è costante entro il periodo di modulazione. Il metodo è ancora valido quando viene considerata l'operazione ad alta velocità mediante un adeguato modello semplificato della variazione di posizione del rotore. Infatti, l'insieme delle equazioni

generate dal modello motore fornisce ulteriori termini dipendenti dalla velocità. Essi possono essere eliminati mediante una corretta elaborazione dei segnali derivati attuali. Di seguito vengono considerati solo il funzionamento a zero e a bassa velocità.

Funzionamento a bassa velocità

Se sono considerate le quattro misure delle derivate di corrente mostrate in *fig.6.1.1* e se vengono trascurate la caduta di tensione resistiva e la *back-emf* (legati a magneti permanenti e salienze) in quanto sono assunte costanti entro il periodo di modulazione, (6.1.8) può essere riscritta per ogni campione. Si può considerare la differenza tra le equazioni ottenute, portando a (6.1.10).

$$\begin{aligned} \underline{u}_{\alpha\beta}^{(21)} &= \begin{bmatrix} \tilde{L}_\Sigma - \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) & -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) \\ -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) & \tilde{L}_\Sigma + \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}^{(21)} \\ \underline{u}_{\alpha\beta}^{(43)} &= \begin{bmatrix} \tilde{L}_\Sigma - \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) & -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) \\ -\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) & \tilde{L}_\Sigma + \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}^{(43)} \end{aligned}$$

I segni superiori indicano la differenza tra i due valori all'interno degli istanti di campionamento mostrati in *fig.6.1.1*. Questo rappresenta un insieme di quattro equazioni che collegano tensioni e derivate di corrente (valori noti), posizione del rotore e induttanze. Riorganizzando (6.1.10) otteniamo i seguenti due gruppi di equazioni:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha^{(21)}}{dt} & \frac{di_\beta^{(21)}}{dt} \\ \frac{di_\alpha^{(43)}}{dt} & \frac{di_\beta^{(43)}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_\alpha^{(21)} \\ u_\alpha^{(43)} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha^{(21)}}{dt} & \frac{di_\beta^{(21)}}{dt} \\ \frac{di_\alpha^{(43)}}{dt} & \frac{di_\beta^{(43)}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_\beta^{(21)} \\ u_\beta^{(43)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.1.11)$$

dove:

$$\begin{aligned} A &= \tilde{L}_\Sigma - \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) \\ B &= \tilde{L}_\Sigma - \tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me}) \\ D &= \tilde{L}_\Sigma + \tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me}) \end{aligned} \quad (6.1.12)$$

La soluzione dei due gruppi di equazioni mediante una semplice combinazione lineare fornisce due segnali rispettivamente proporzionali al seno e al coseno di due volte la posizione elettrica del rotore, cioè:

$$\begin{aligned}
-A + D &= 2(\tilde{L}_\Delta \cos(2\theta_{me}) + \tilde{M}_{qd} \sin(2\theta_{me})) \\
&= 2\sqrt{(\tilde{L}_\Delta^2 + \tilde{M}_{qd}^2)} \cos(2\theta_{me} + \alpha) \\
&= -au_\alpha^{(21)} - bu_\alpha^{(43)} + cu_\beta^{(21)} + du_\beta^{(43)} \\
-B - C &= 2(\tilde{L}_\Delta \sin(2\theta_{me}) - \tilde{M}_{qd} \cos(2\theta_{me})) \\
&= 2\sqrt{(\tilde{L}_\Delta^2 + \tilde{M}_{qd}^2)} \sin(2\theta_{me} + \alpha) \\
&= -au_\beta^{(21)} - bu_\beta^{(43)} - cu_\alpha^{(21)} - du_\alpha^{(43)}
\end{aligned} \tag{6.1.13}$$

dove

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} \frac{di_\beta^{(43)}}{dt} & -\frac{di_\beta^{(21)}}{dt} \\ -\frac{di_\alpha^{(43)}}{dt} & \frac{di_\alpha^{(21)}}{dt} \end{bmatrix}}{\frac{di_\alpha^{(21)}}{dt} \quad \frac{di_\beta^{(43)}}{dt} \quad -\frac{di_\alpha^{(43)}}{dt} \quad \frac{di_\beta^{(21)}}{dt}} \tag{6.1.14}$$

L'elaborazione dei segnali (6.1.13) mediante funzione trigonometrica inversa $\tan^{-1}$ (o approccio basato su PLL), porta alla stima della posizione del rotore. Non è necessaria alcuna conoscenza dell'induttanza del motore tranne che per i termini reciproci, a causa della presenza del ritardo di fase α nell'argomento delle funzioni seno e coseno (6.1.13).

7 - Metodo ZSCD

Il metodo di stima della posizione “Zero Sequence Current Derivative” (ZSCD) consiste nell'applicazione di vettori test di tensione corrispondenti ai sei stati di commutazione non nulli di un inverter a tensione impressa (VSI). I vettori di prova, definiti in *Fig.7.1*, sono di breve durata (12-15μs) e vengono applicati tra la generazione PWM fondamentale. I vettori vengono applicati in coppie uguali e opposte (V1, V4), (V3, V6) e (V5, V2) e non avranno alcun effetto sull'eccitazione fondamentale della macchina. Per ogni vettore di prova, le correnti corrispondenti fluiranno in ogni fase della macchina, compreso la componente di sequenza zero. La derivata di quest'ultima viene misurata da una singola bobina Rogowski (dispositivo elettrico per la misurazione di correnti alternate e correnti di tipo impulsivo) non integrata.

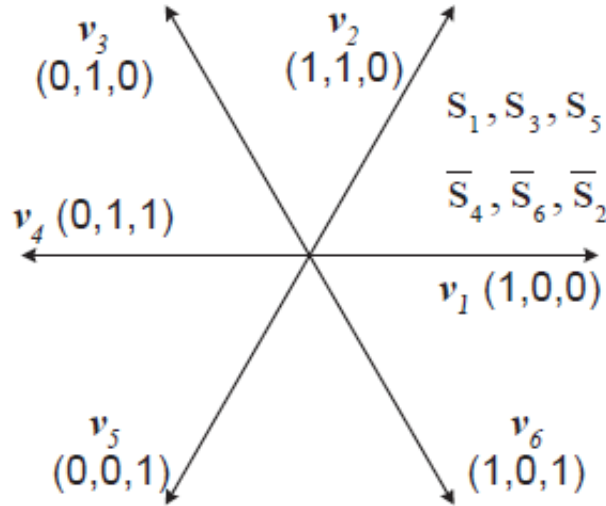


fig.7.1 S1, S2, S3 corrispondono allo stato di commutazione della gamba 1,2,3 di un inverter

Per un IM, si può dimostrare che l'induttanza di dispersione dello statore, l_{σ} varia sinusoidalmente rispetto al flusso e all'angolo del rotore sotto gli effetti della saturazione del flusso principale, del dente e della scanalatura del rotore. Considerando entrambi gli effetti, abbiamo:

$$l_{\sigma_x} = l_{\sigma} - \Delta l_{\sigma_{sat}} \cos(2\omega_e t - k \cdot 2\pi/3) - \Delta l_{\sigma_{RS}} \cos(n\omega_r t - k \cdot 2\pi/3 + \varphi) \quad (7.1)$$

Dove la fase 'x' corrisponde rispettivamente alle fasi a, c, b per $k = 0,1,2$; l_σ è l'induttanza media per fase e $\Delta l_{\sigma_{sat}}$ e $\Delta l_{\sigma_{RS}}$ sono la variazione dell'induttanza di perdita causata rispettivamente dalla saturazione e dalla rottura del rotore. Per rilevare la variazione dell'induttanza, le coppie di vettori di tensione di prova (V1, V4), (V3, V6) e (V5, V2) corrispondenti alla Fig.7.1 vengono applicati su cicli successivi PWM.

Per una macchina collegata a triangolo, la ZSC è data da:

$$i_0 = i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} \quad (7.2)$$

Il campionamento della coppia di vettori test fornisce un sistema a tre fasi di segnali di posizione:

$$\begin{aligned} p_a &= \frac{di_0^1}{dt} \text{ oppure } \frac{di_0^4}{dt} & p_b &= \frac{di_0^3}{dt} \text{ oppure } \frac{di_0^6}{dt} \\ p_c &= \frac{di_0^5}{dt} \text{ oppure } \frac{di_0^2}{dt} \end{aligned} \quad (7.3)$$

dove:

$$\begin{aligned} p_a &= \Delta l_{\sigma_{sat}} \cos(2\omega_e t - 4\pi/3) + \Delta l_{\sigma_{RS}} \cos(n\omega_r t - 4\pi/3 + \varphi) \\ p_b &= \Delta l_{\sigma_{sat}} \cos(2\omega_e t - 2\pi/3) + \Delta l_{\sigma_{RS}} \cos(n\omega_r t - 2\pi/3 + \varphi) \\ p_c &= \Delta l_{\sigma_{sat}} \cos(2\omega_e t) + \Delta l_{\sigma_{RS}} \cos(n\omega_r t + \varphi) \end{aligned} \quad (7.4)$$

L'equazione (7.4) rappresenta un sistema trifase di segnali dipendenti dal flusso e dal rotore che possono essere trasformati in un sistema bifase (p_α, p_β). I primi termini, ($\Delta l_{\sigma_{sat}}$), dipendono dalla saturazione della macchina mentre i secondi termini ($\Delta l_{\sigma_{RS}}$) dipendono dalla scanalatura del rotore e contengono le informazioni "dipendenti dal rotore". Si nota che (7.4) è ideale; in realtà esistono anche armoniche del componente di saturazione $2k \omega_e, k=2,3, \dots$, derivanti da effetti non lineari del convertitore, armoniche da saturazione e termini di ordine elevato derivanti dall'espansione binomiale utilizzata nella derivazione di (7.1).

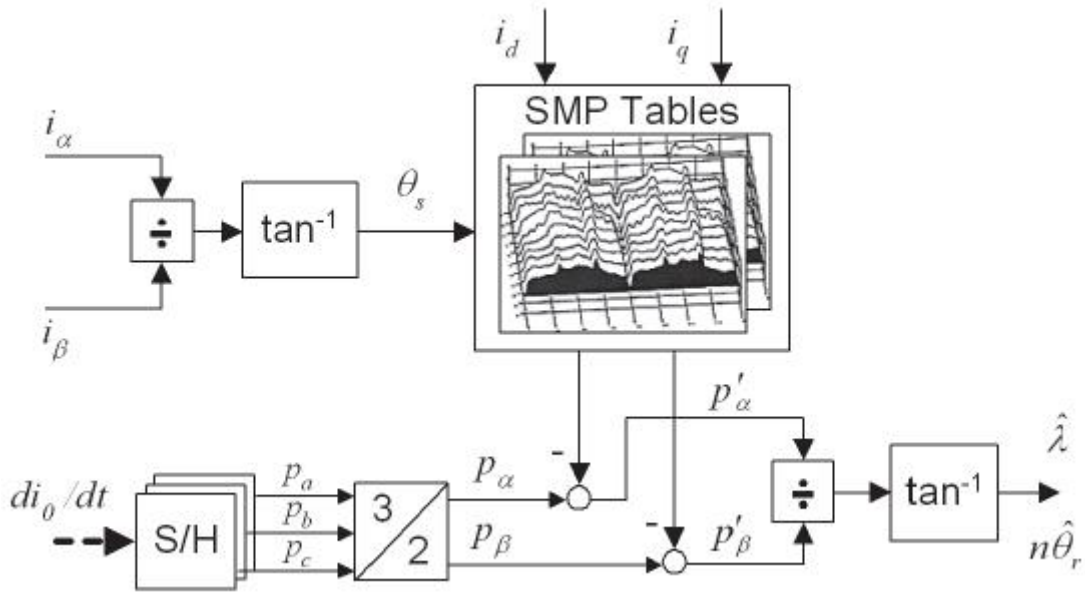


fig.7.2 schema zscd per la stima della posizione del rotore

Poiché la separazione delle diverse componenti armoniche di (7.4) non può essere effettuata usando filtri in tempo reale, è stato utilizzato un metodo basato sul SMP (Space Modulation Profiling) per ottenere segnali di posizione ben definiti, utili alla stima della posizione del rotore. Fig.7.2 mostra la configurazione della compensazione di memoria SMP per ottenere i segnali di posizione. I termini di compensazione sono riferiti dalla corrente di coppia (i_q), dalla corrente di campo (i_d) e dall'angolo vettoriale della corrente dello statore (θ_s). Dopo la correzione dei segnali dipendenti dalla posizione (p_α e p_β), essi vengono utilizzati per determinare una stima della posizione del rotore:

$$n\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{p'_\beta}{p'_\alpha} \right) \quad (7.5)$$

Nei seguenti risultati sperimentali, è stata utilizzata una macchina da 30kW sotto un controllo di velocità senza sensori dove l'angolo di posizione del rotore stimato da (7.5) è stato utilizzato direttamente per le trasformazioni degli assi d - q utilizzando una struttura di controllo IRFO (indirect rotor flux orientation). Una tabella SMP per questa macchina è stata derivata per compensare le armoniche corrotte. Un filtro passa-basso di 8Hz è stato applicato alla stima differenziale di posizione del rotore per fornire il feedback di velocità. Fig.7.3 e 7.4 mostrano la risposta del controllo di velocità senza sensore alle richieste di gradino e di rampa a zero e bassa

velocità. Fig.7.5 mostra le operazioni sensorless di velocità (oltre 25 secondi) durante una richiesta di velocità negativa di 8,5 rpm e 40% di carico nominale. Durante la velocità negativa, la frequenza fondamentale scende a zero (in fig.7.5 la forma d'onda centrale mostra che le correnti di linea sono DC).

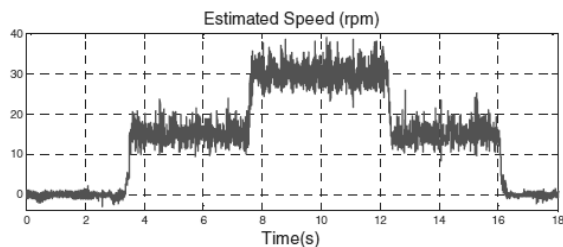


fig.7.3 gradino

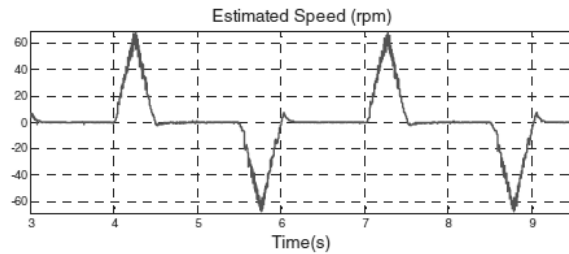


fig.7.4 rampa

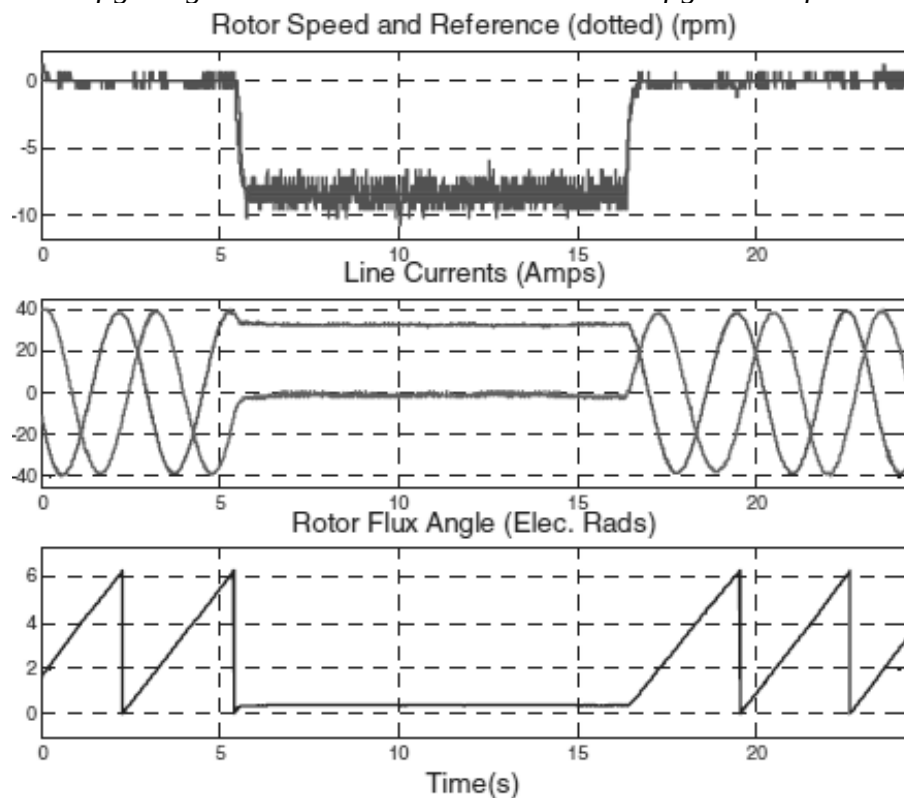


fig.7.5 controllo sensorless a -8,5 rpm

8 - Controllo basato sull'iniezione di tensione ad onda quadra

Lo schema di iniezione a onda quadra consente di aumentare notevolmente le larghezze di banda nella stima della posizione e della regolazione della corrente. Pertanto, fornisce prestazioni migliori negli azionamenti sensorless rispetto al metodo con iniezione di tensione sinusoidale convenzionale. Esso è stato proposto relativamente da poco dai ricercatori coreani in un documento dove confrontano il loro algoritmo con i metodi più convenzionali. Rispetto a queste tecniche, l'iniezione ad onda quadra, presenta dei vantaggi per cui non vi è virtualmente alcun ritardo nel tracciamento della posizione del rotore; inoltre la frequenza fondamentale differisce in maniera decisa da quella di iniezione e la stabilità generale del sistema è incrementata.

I metodi di iniezione di segnale per il controllo senza sensori delle macchine ad induzione si basano sulla corrente ad alta frequenza indotta nel sistema di riferimento fisso i_{dqsh}^s , che è l'unica grandezza misurabile. Quindi, i_{dqsh}^s dovrebbe essere analizzata in base al metodo ad iniezione di tensione. Vediamo ora la tecnica che impiega l'iniezione di tensione ad onda quadra per il controllo senza sensori delle macchine a induzione. Il segnale ad alta frequenza è stato analizzato sotto l'ipotesi che la tensione a onda quadra sia iniettata nell'asse d del sistema di riferimento sincrono. Se il segnale viene invece iniettato nell'asse q , esso può essere analizzato in modo analogo.

Quando la tensione ad onda quadra viene iniettata nell'asse d del sistema di riferimento sincrono, la tensione ad alta frequenza iniettata può essere espressa come segue:

$$V_{dsh}^e = \begin{cases} V_{inj}, & \text{a metà servizio} \\ -V_{inj} & \text{altrimenti} \end{cases}, \quad V_{qsh}^e = 0 \quad (8.1)$$

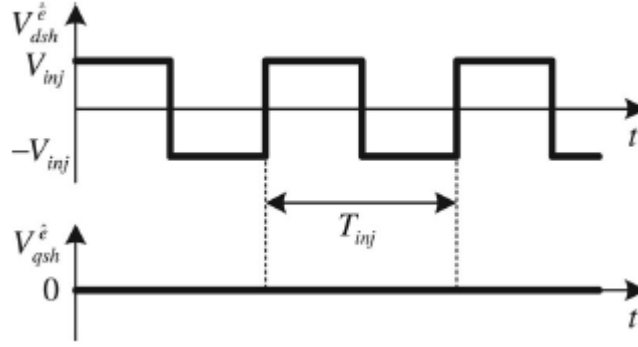


fig.8.1 Forma d'onda di tensione del metodo di iniezione a onda quadra

Dove $\hat{\theta}_e$ indica la posizione stimata del flusso del rotore e V_{inj} indica il valore della tensione iniettata. Fig.8.1 mostra una tensione ad alta frequenza iniettata con periodo T_{inj} . La relazione tra la tensione ad alta frequenza iniettata e la corrente indotta può essere scritta come segue:

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^e \\ v_{qsh}^e \end{bmatrix} = [Z^e] \begin{bmatrix} i_{dsh}^e \\ i_{qsh}^e \end{bmatrix} = [Z^e][R(\theta_e)] \begin{bmatrix} i_{dsh}^s \\ i_{qsh}^s \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

Dove $[Z_h^e]$ indica la matrice di impedenza ad alta frequenza delle macchine a induzione nel sistema di riferimento sincrono. Pertanto, la corrente ad alta frequenza indotta può essere ricavata come segue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{dsh}^s \\ i_{qsh}^s \end{bmatrix} &= [R(\theta_e)]^{-1}[Z^e]^{-1} \begin{bmatrix} v_{dsh}^e \\ v_{qsh}^e \end{bmatrix} \\ &= [R(\theta_e)]^{-1}[Z^e]^{-1}[R(\tilde{\theta}_e)] \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{e}} \\ v_{qsh}^{\hat{e}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.3)$$

Sotto l'ipotesi che sia iniettato il segnale ad alta frequenza e che la frequenza iniettata ω_h sia almeno un ordine di grandezza maggiore della frequenza fondamentale ω_e ; le cadute di tensione delle resistenze di statore R_{dh}^e e R_{qh}^e sono generalmente molto più piccole di quelle delle induttanze ad alta frequenza L_{dh}^e e L_{qh}^e . Inoltre, anche le tensioni di cross-coupling $-\omega_e L_{dh}^e i_{qsh}^e$ e $\omega_e L_{qh}^e i_{dsh}^e$, sono molto più piccole delle cadute di tensione delle induttanze ad alta frequenza.

Così, l'impedenza ad alta frequenza $[Z_h^e]$ può essere semplificata come segue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dsh}^e \\ v_{qsh}^e \end{bmatrix} &= [Z^e] \begin{bmatrix} i_{dsh}^e \\ i_{qsh}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{dh}^e + L_{dh}^e \frac{d}{dt} & -\omega_e L_{qh}^e \\ \omega_e L_{dh}^e & R_{qh}^e + L_{qh}^e \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dsh}^e \\ i_{qsh}^e \end{bmatrix} \\ &\approx \begin{bmatrix} L_{dh}^e & 0 \\ 0 & L_{qh}^e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^e \\ i_{qsh}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.4)$$

Quando viene iniettata la tensione a onda quadra di (8.1), la corrispondente Δi_{dqsh}^e può essere espressa come (8.5). Qui, " Δ " rappresenta la differenza tra i valori attuali e quelli attuali di campionamento

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^e \\ \Delta i_{qsh}^e \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\cos(\tilde{\theta}_e) V_{dsh}^{\hat{e}} \Delta T}{L_{dh}^e} \\ -\frac{\sin(\tilde{\theta}_e) V_{dsh}^{\hat{e}} \Delta T}{L_{qh}^e} \end{bmatrix} \\ &= V_{dsh}^{\hat{e}} \Delta T \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_{dh}^e} + \frac{\sin(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_{qh}^e} \\ \frac{\sin(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_{dh}^e} - \frac{\cos(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_{qh}^e} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.5)$$

assumendo che:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^e \\ \Delta i_{qsh}^e \end{bmatrix} \approx \int \begin{bmatrix} L_{dh}^e & 0 \\ 0 & L_{qh}^e \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{dsh}^e \\ v_{qsh}^e \end{bmatrix} dt \quad (8.6)$$

dove ΔT indica il periodo di campionamento. Per includere la polarità della tensione iniettata, (8.5) può essere modificata come segue:

$$\begin{aligned} \Delta i_{dsh}^{s'} &= \begin{cases} \Delta i_{dsh}^s, & \text{se } V_{dsh}^{\hat{e}} > 0 \\ -\Delta i_{dsh}^s, & \text{altrimenti} \end{cases} \\ \Delta i_{qsh}^{s'} &= \begin{cases} \Delta i_{qsh}^s, & \text{se } V_{dsh}^{\hat{e}} > 0 \\ -\Delta i_{qsh}^s, & \text{altrimenti} \end{cases} \end{aligned} \quad (8.7)$$

Infine, il segnale indicato con $\Delta i_{dqsh}^{s'}$ può essere espresso come:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{s'} \\ \Delta i_{qsh}^{s'} \end{bmatrix} = V_{inj} \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_{dh}^e} + \frac{\sin(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_{qh}^e} \\ \frac{\sin(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_{dh}^e} - \frac{\cos(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_{qh}^e} \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

Per comprendere in modo intuitivo la dipendenza della corrente ad alta frequenza sulla posizione del flusso del rotore, (8.8) può essere semplificata a (8.9) sotto l'ipotesi che l'errore di stima della posizione del flusso del rotore ($\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$) sia sufficientemente piccolo,

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{s'} \\ \Delta i_{qsh}^{s'} \end{bmatrix} \approx V_{inj} \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \frac{L_{dh}^e}{\sin(\theta_e)} \\ \frac{L_{dh}^e}{L_{qh}^e} \end{bmatrix} \quad (\text{assumendo } \tilde{\theta}_e \approx 0) \quad (8.9)$$

Come implica (8.9), $\Delta i_{dqsh}^{s'}$ fornisce l'accesso diretto alla posizione del flusso del rotore θ_e . $\Delta i_{dsh}^{s'}$ e $\Delta i_{qsh}^{s'}$ sono espressi in termini rispettivamente di coseno e di seno. Pertanto, usando la funzione arcotangente, la posizione del flusso del rotore, θ_{ecal} può essere ottenuta da $\Delta i_{dqsh}^{s'}$ tramite (8.10). Inoltre, l'errore dello stimatore di posizione $f(\tilde{\theta}_e)$ può essere ottenuto da θ_{ecal} tramite (8.11). Utilizzando un osservatore di stato o un filtro, si può quindi stimare $\hat{\theta}_e$ e $\hat{\omega}_e$:

$$\theta_{ecal} = \text{atan2}(\Delta i_{qsh}^{s'}, \Delta i_{dsh}^{s'}) \quad (8.10)$$

$$f(\tilde{\theta}_e) \equiv \theta_{ecal} - \hat{\theta}_e = K_{\text{error},d} \tilde{\theta}_e \quad (8.11)$$

$$K_{\text{error},d} = \frac{L_{qh}^e - L_{dh}^e}{L_{qh}^e} \quad (8.12)$$

Dove $K_{\text{error},d}$ indica la relazione tra l'errore di stima $\tilde{\theta}_e$ e il segnale di errore $f(\tilde{\theta}_e)$ quando il segnale viene iniettato nell'asse d . Utilizzando (8.10) e (8.11), θ_{ecal} e $f(\tilde{\theta}_e)$ possono essere ottenuti ad ogni istante di campionamento, senza LPF. Ciò significa che il segnale di errore potrebbe essere ottenuto senza ritardo di tempo, che è cruciale per estendere la larghezza di banda di un controllo sensorless. Quindi, le prestazioni di stima delle posizioni possono essere migliorate notevolmente.

Le equazioni (8.9) - (8.11) sono derivate sotto l'ipotesi che l'errore di stima di posizione sia prossimo a zero. Quando l'errore diventa grande, il segnale di errore $f(\tilde{\theta}_e)$ non è proporzionale all'errore. Per indagare l'intervallo di errore di stima accettabile, il segnale di errore è stato simulato con una macchina a induzione da 11 kW. Fig.8.2 mostra la relazione tra l'errore di stima della posizione e il segnale di errore normalizzato da $K_{error,d}$. Quando l'errore di stima è inferiore a 0.5 rad, il segnale di errore normalizzato è identico all'errore di stima. All'interno di questa gamma di errori di stima, l'osservatore di posizione può stimare la posizione e gli anelli di controllo della velocità e della corrente funzionano bene.

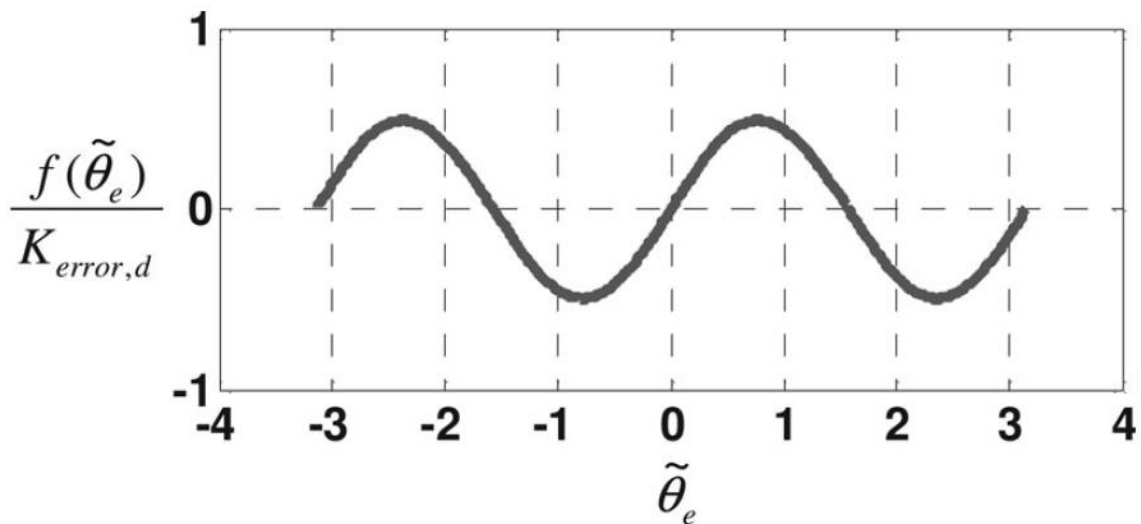


fig.8.2 Relazione tra l'errore di stima della posizione e il segnale di errore normalizzato da $K_{error,d}$

Tuttavia, quando l'errore di stima diventa più grande di 0,5 radianti, a causa della variazione rapida e greve del carico, il segnale di errore normalizzato non è identico all'errore di posizione. In tal caso, l'attività dell'osservatore di posizione sarebbe degradata. Di conseguenza, anche la prestazione del controllo della velocità e della corrente sarebbe degradata. Se l'impedenza ad alta frequenza non presenta salienze, la rappresentazione di $\Delta i_{dqsh}^{S'}$ della posizione di flusso del rotore stimato $\hat{\theta}_e$ è data da (8.13), che è semplicemente la posizione di iniezione del segnale di tensione e non rappresenta la posizione reale del flusso del rotore.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{s'} \\ \Delta i_{qsh}^{s'} \end{bmatrix} &= V_{inj} \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_h^e} + \frac{\sin(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_h^e} \\ \frac{\sin(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_h^e} - \frac{\cos(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_h^e} \end{bmatrix} \\
&= \frac{V_{inj} \Delta T}{L_h^e} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_e) \\ \sin(\hat{\theta}_e) \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (8.13)$$

Uno schema a blocchi complessivo di un algoritmo senza sensori basato sul metodo di iniezione di tensione a onda quadra è mostrato in Fig.8.3.

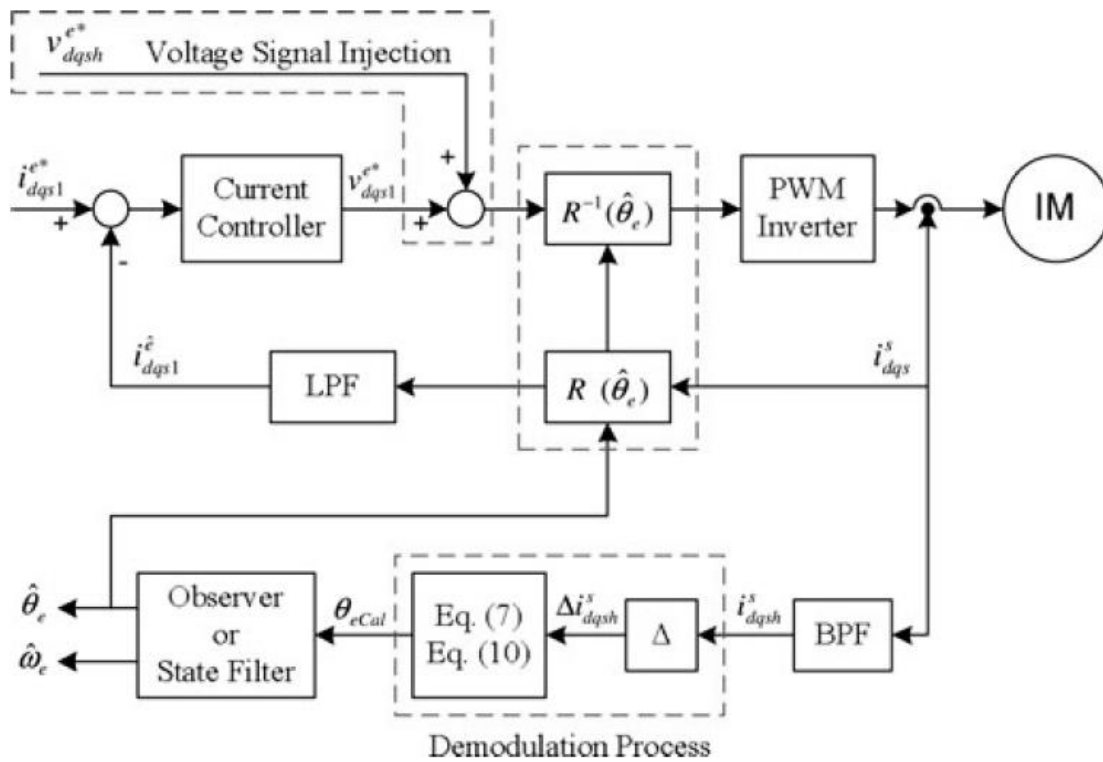


fig.8.3 Schema a blocchi dell'algoritmo sensorless basato sul metodo di iniezione a tensione a onda quadra.

Il processo di demodulazione è semplicemente costituito da (8.7), (8.10) e dalla funzione Δ . Inoltre, poiché la tensione di iniezione è un'onda quadra, la frequenza di iniezione può essere aumentata fino alla frequenza di commutazione, consentendo di distinguere chiaramente la frequenza di iniezione dalla frequenza fondamentale del motore. Di conseguenza, l'interferenza tra la tensione di iniezione e la tensione di uscita del regolatore di corrente potrebbe essere notevolmente ridotta. Grazie a questa ridotta interferenza, le larghezze di banda di controllo del regolatore di corrente e

del regolatore di velocità potrebbero essere ampliate e le prestazioni dinamiche del sistema di trasmissione sensorless potrebbero essere migliorate.

9 - Salienze create appositamente

Abbiamo visto che l'iniezione di un segnale vettore all'eccitazione fondamentale di un motore a induzione che presenti delle salienze nel rotore consente di rilevarne la posizione e la velocità. L'anisotropia è “naturalmente” presente nei motori a magneti permanenti invece, i rotor dei motori ad induzione sono di regola simmetrici. La salienza allora può essere ottenuta in fase di progettazione e costruzione variando una o più caratteristiche di altezza o larghezza dei rapporti rotore-cava. C'è da tener conto che la salienza del rotore può essere influenzata dai processi di fusione e fresatura, in particolare, un'apertura di cava troppo stretta può portare ad un ponte di ferro indesiderato, causando una variazione imprevedibile dei parametri della macchina. Una lavorazione accurata delle cave di rotore può comportare dei costi non accettabili perciò è necessario considerare il rapporto tra costi e benefici in fase di progetto.

Come esempio consideriamo una macchina a 2 poli con $Q_s=24$ cave di statore e $Q_r=28$ cave di rotore. Se la macchina ha delle cave di rotore regolari nel rotore non è presente alcuna salienza magnetica e sono previsti parametri uguali lungo l'asse d e q . Le induttanze di dispersione sono riportate in *fig.9.1* rispetto alla posizione del rotore. È stata considerata una frequenza di 50 Hz. Anche se tale frequenza è bassa per l'iniezione del segnale di supporto in un controllo senza sensore, questa simulazione consente di identificare i valori nominali dei parametri macchina. Si noti che entrambi i parametri $L_{\sigma d}$ e $L_{\sigma q}$ hanno lo stesso valore medio, ma vi è una variazione periodica dei parametri con la posizione del rotore, dovuta alle armoniche delle cave.

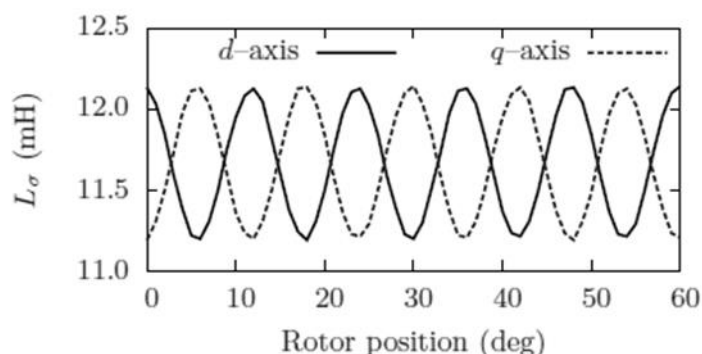


fig.9.1 simulazione a 50 Hz senza salienze

In *fig.9.2* vengono riportati gli stessi $L_{\sigma d}$ e $L_{\sigma q}$, ma impostando una frequenza del rotore pari a 300 Hz. Questa frequenza è più adatta per l'iniezione del segnale nel controllo senza sensore del

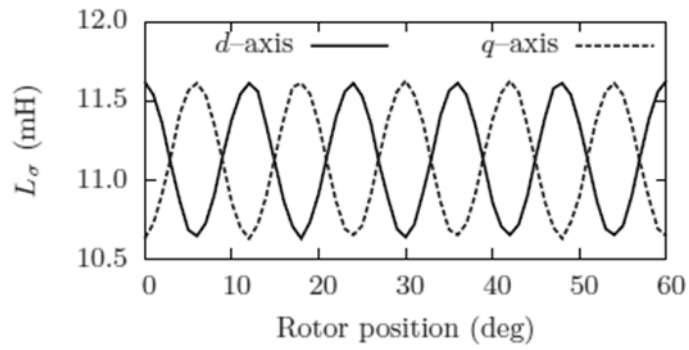
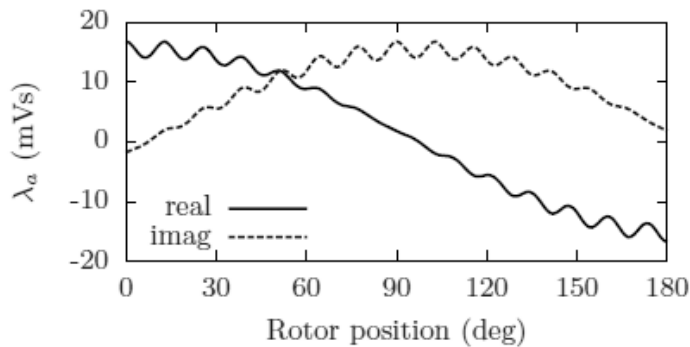
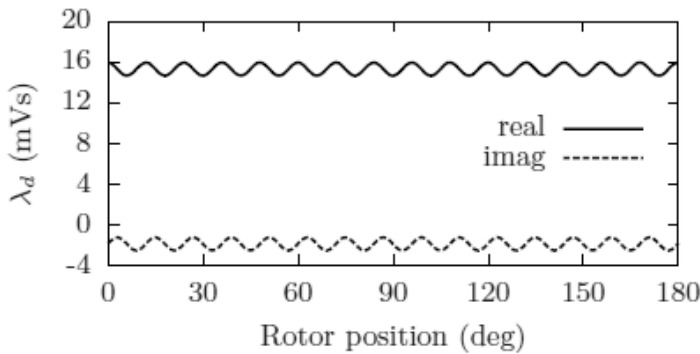


fig.9.2 simulazione a 300 Hz senza salienze

motore a induzione. Anche in questo caso vi è una variazione dei parametri con la posizione del rotore. Considerando i valori medi, si può notare che c'è una diminuzione delle induttanze di dispersione. La variazione dovuta alla cava rimane pressoché uguale per le due frequenze. Per studiare in modo più dettagliato gli effetti di scanalatura, *fig.9.3* mostra i flussi concatenati calcolati durante le simulazioni a 300 Hz. *Fig.9.3(a)* e *fig.9.3(b)* mostrano il flusso concatenato, rispettivamente della fase *a* e dell'asse *d*, riferita alla posizione del rotore. Sono riportate sia le parti reali che quelle immaginarie



(a)



(b)

fig.9.3 simulazione a 300 Hz senza salienze

conseguiti dalle simulazioni armoniche. Come previsto, il flusso concatenato della fase *a*, λ_a , varia come funzione del coseno con la posizione del rotore. I flussi concatenati dell'asse *d* sono pressoché costanti con la posizione del rotore. Sia λ_a che λ_d presentano componenti sovrapposte ad alta frequenza. Da un'espansione in serie di Fourier di λ_a si scopre che oltre all'armonica principale di ordine $p = 1$ le armoniche superiori sono di ordine $Q_r \pm 1$, ossia le armoniche di ordine 27 e 29. Rispetto all'armonica

fondamentale, le loro ampiezze sono rispettivamente del 5% e del 3%. Anche le armoniche dell'ordine $Q_s \pm 1 = 23$ e 25 sono presenti ma la loro

ampiezza è inferiore all'1%. Per ridurre gli effetti di scanalatura, le cave di rotore possono essere inclinate (tramite lo skewing). In *fig.9.4* il flusso concatenato di fase a , calcolato da due simulazioni con diverso angolo di spostamento nel rotore, viene riportato con linee continue. Per confronto, il flusso concatenato senza skewing viene riportato con linee tratteggiate. Per tener conto dello skewing del rotore nelle simulazioni, per ogni posizione del rotore viene effettuata una serie di simulazioni per diverse inclinazioni considerando uno step di un grado meccanico. Quindi, viene fatta una media dei risultati, elaborando i parametri della macchina. In *Fig.9.4(a)* è considerato un angolo di skewing di 11° . Con un tale angolo di inclinazione gli effetti di scanalatura sono quasi completamente annullati. *Fig.9.4(b)* mostra λ_a quando l'angolo di inclinazione del rotore è uguale all'angolo di cava dello statore, che è di 15° , cioè $360^\circ/Q_s$. In questo caso gli effetti di scanalatura non sono completamente annullati e i componenti ad alta frequenza nel flusso concatenato dovuto alla scanalatura sono fuori fase di 180° elettrici rispetto al componente originale.

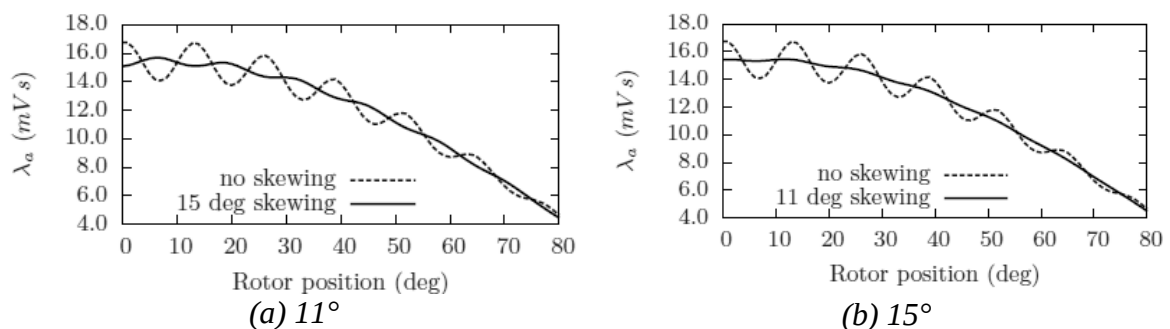


fig.9.4 flusso concatenato della fase per diverse inclinazioni delle cave

Consideriamo ora un rotore modificato nella variazione dell'altezza di apertura della cava di rotore. La geometria del rotore è modificata per introdurre una salienza magnetica. La geometria della cava del rotore rimane la stessa, ma le altezze delle aperture sono modulate come illustrato in *fig.9.5*. La larghezza delle aperture invece, rimane la stessa per ogni cava. L'asse d è fissato nella cava di rotore con l'apertura più alta. *fig.9.6(a)* mostra le linee di flusso di una simulazione con solo corrente d'asse d a 300 Hz. Come si può notare, le linee di flusso non penetrano profondamente nel rotore, ma sono concentrate principalmente nella parte superiore in cui l'altezza delle aperture è inferiore. Allo stesso modo, quando viene imposta solo la corrente di asse q , le linee di flusso sono concentrate

dove l'altezza delle aperture di cava è maggiore, come mostrato in *fig.9.6(b)*. Ciò significa che la riluttanza per le linee di flusso dell'asse d è maggiore della riluttanza per l'asse q e pertanto è prevista un'induttanza di asse d inferiore rispetto a quella di asse q . I parametri della macchina vengono calcolati come descritto in precedenza.

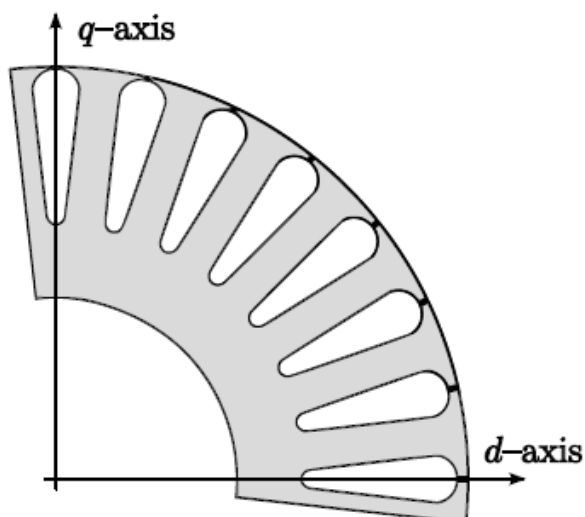


fig.9.5 struttura del rotore #1

Nell'esempio seguente non viene considerato lo skewing, in modo da poter valutare sia l'effetto delle cave che la salienza introdotta. *Fig.9.7* mostra le induttanze di dispersione a 300 Hz. La variazione delle due induttanze con la posizione del rotore è ancora di circa 1 mH, come in *fig.9.2*, ma il valore medio dei parametri dell'asse d e q non è uguale, a causa della salienza magnetica introdotta. L'induttanza dell'asse d è inferiore all'induttanza dell'asse q di circa 2 mH. L'effetto della scanalatura sui parametri della macchina rappresenta un disturbo nel rilevamento della posizione del rotore, proporzionale alla differenza tra le induttanze. Pertanto, vi è un vantaggio nell'adottare lo skewing del rotore in queste applicazioni.

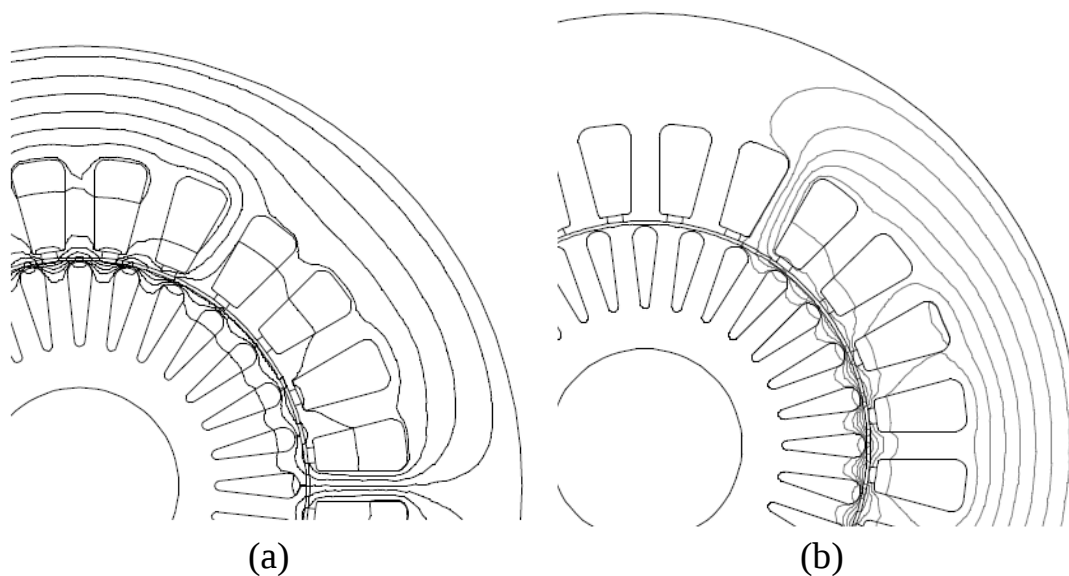


fig.9.6 linee di flusso, rotore #1

Una diversa geometria del rotore è ora considerata in modo da produrre la salienza magnetica. Ancora una volta, la geometria delle cave del rotore rimane uguale, ma le larghezze delle aperture di cava del rotore sono modulate, mentre le altezze delle stesse rimangono uguali per ogni cava, come disegnato in Fig.9.8. Il sistema di riferimento del rotore adottato è riportato in Fig.9.8, l'asse d è fissato sulla cava con l'apertura più larga. Anche in questo caso, similmente alla simulazione riportata in Fig.9.6(a), quando viene applicata solo la corrente di asse d , le linee di flusso sono concentrate principalmente nella parte superiore del rotore.

Secondo la posizione dell'asse d , la riluttanza per le linee di flusso dell'asse d è inferiore e pertanto si prevede un'induttanza superiore nell'asse d . La fig.9.9 mostra le induttanze di dispersione a 300 Hz. Anche in questo caso il valore medio dei parametri dell'asse d e q non è uguale a causa della salienza magnetica introdotta. Come previsto, l'induttanza dell'asse d è maggiore dell'induttanza dell'asse q . Il disturbo dovuto alla scanalatura del rotore è ancora visibile. Confrontando i risultati mostrati in fig.9.7 e in fig.9.9, risulta che nel rotore #2 la differenza delle induttanze dell'asse d e q è minore rispetto al rotore #1.

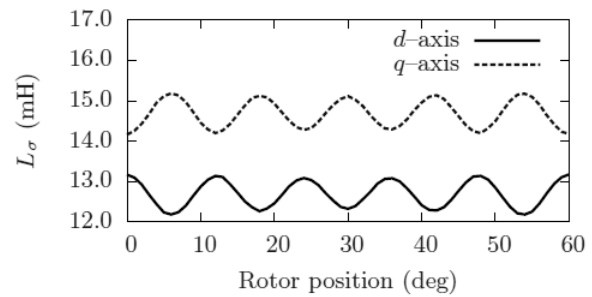


fig.9.7 simulazione a 300 Hz. rotore #1

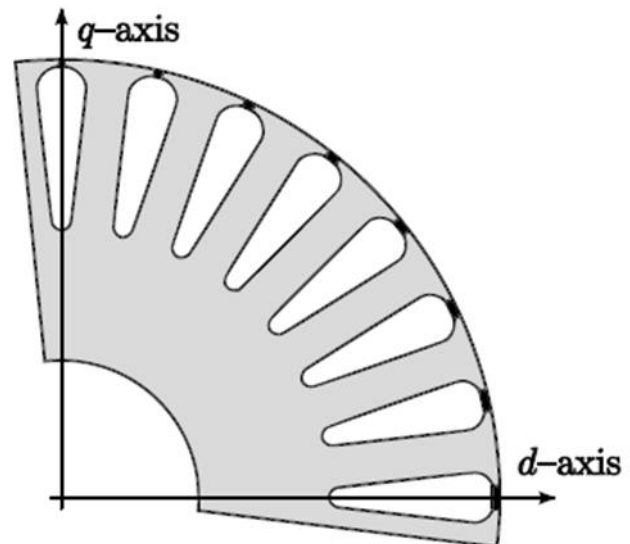


fig.9.8 struttura del rotore #2

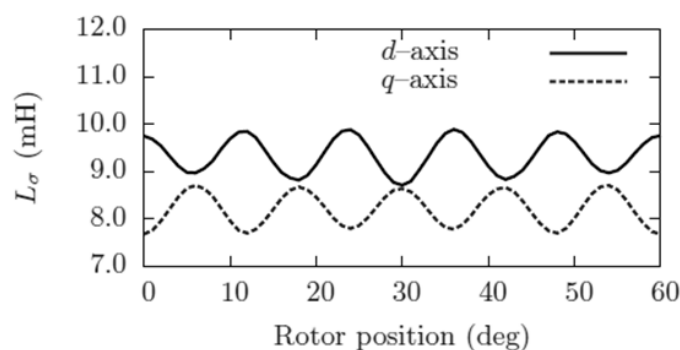


fig.9.9 simulazione a 300Hz, rotore #2

Un'altra geometria del rotore che è stata studiata è riportata in *fig.9.10* e consiste in una variazione nella forma della cava di rotore. La forma della scanalatura viene modificata lungo il traferro che cambia la parte superiore della cava. Questa modifica influenza sia la resistenza del rotore che l'induttanza di dispersione. Le induttanze calcolate a 300 Hz sono mostrate in *fig.9.11*. Il valore medio dei parametri dell'asse d e q è diverso a causa della salienza magnetica introdotta. In questo caso la salienza magnetica è leggermente superiore ai casi precedenti, soprattutto a causa della variante di forma della scanalatura di questa configurazione. Per quanto riguarda il disturbo dovuto alla scanalatura, è lo stesso delle configurazioni precedenti.

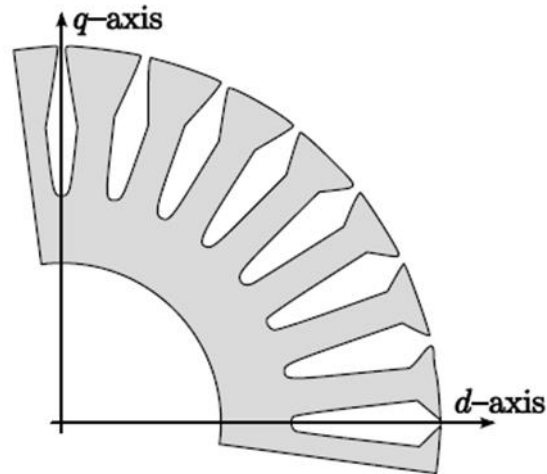


fig.9.10 struttura del rotore #3

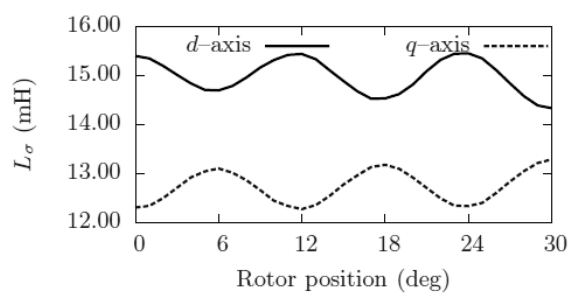


fig.9.11 simulazione a 300Hz, rotore #3

L'ultima configurazione del rotore considerata è riportata in *fig.9.12*. Si considerano delle cave di rotore circolari le quali sono distribuite sinusoidalmente lungo il traferro. Come mostrato in *Fig.9.12*, l'asse d è fissato con la parte del rotore in cui vi è un picco nella distribuzione delle cave del rotore. *Fig.9.14(a)* mostra le linee di flusso in una simulazione con solo corrente di asse d a 300 Hz. Come previsto, le linee di flusso non penetrano profondamente nel rotore e sono concentrate principalmente nella parte superiore del rotore in cui la distribuzione della scanalatura del rotore è più bassa. Allo

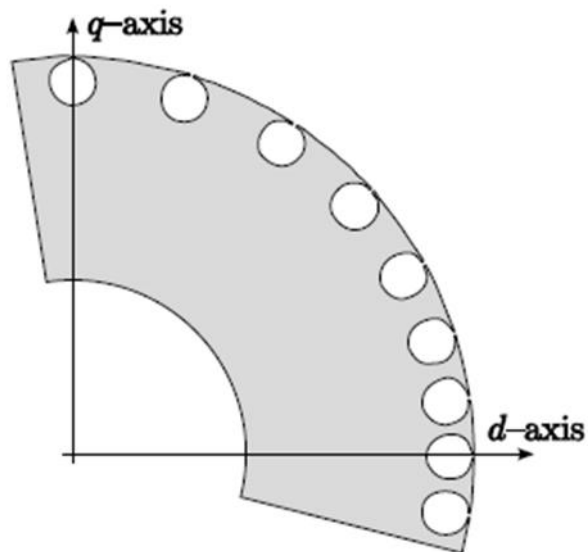


fig.9.12 struttura del rotore #4

stesso modo, quando nelle simulazioni viene applicata solo la corrente dell'asse q , le linee di flusso sono concentrate dove la distribuzione del rotore è maggiore, come riportato in Fig.9.14(b). Ciò provoca un'induttanza di asse d

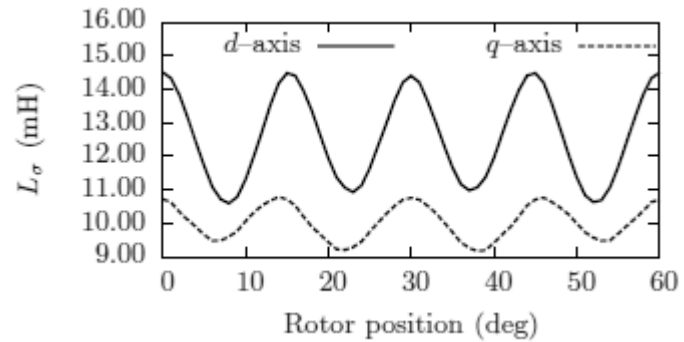


fig.9.13 simulazione a 300Hz, rotore #4

maggiore. Le induttanze sono riportate in Fig.9.13. Anche in questo caso si ottiene una salienza efficace ma gli effetti di scanalatura sono diversi nei due assi. La variazione dell'induttanza dell'asse d è maggiore della variazione dell'induttanza dell'asse q . Poi, a causa della differente distribuzione delle cave del rotore, anche la periodicità di scanalatura è diversa rispetto alle configurazioni precedenti e la riduzione dell'effetto della scanalatura è più complessa.

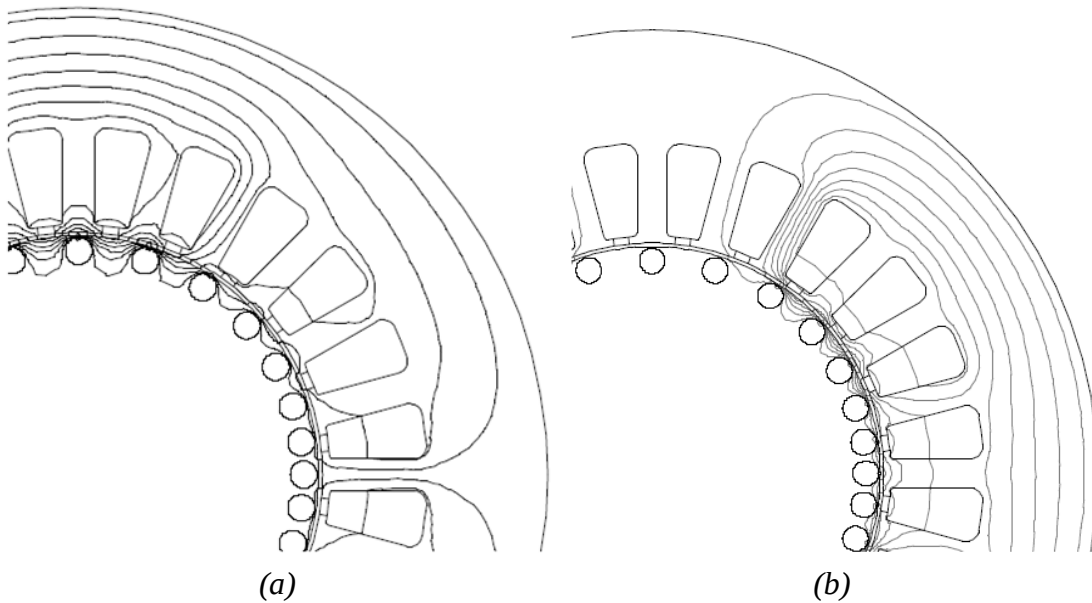


fig.9.14 linee di flusso, rotore #4

10 - Outer-Rotor Ringed-Pole

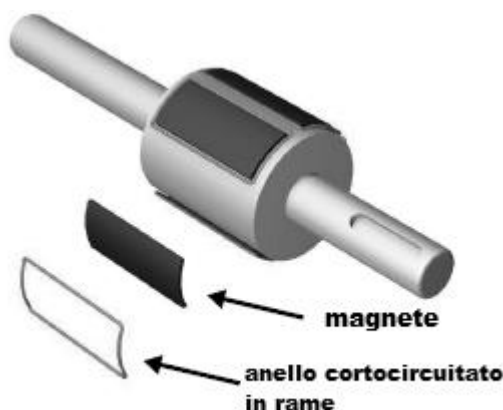


fig.10.1 schema di un motore SPM dotato di un anello cortocircuitato per ogni polo

Per eseguire la rilevazione di posizione del rotore senza sensore di un motore SPM, l'idea fondamentale è quella di creare un'anisotropia ad alta frequenza nel rotore. A questo scopo, una gabbia di rotore è montata in modo da ottenere diversi comportamenti elettromagnetici lungo l'asse diretto e in quadratura. Questa gabbia è realizzata fornendo ogni polo di un anello cortocircuitato attorno al magnete permanente come mostrato in Fig.10.1.

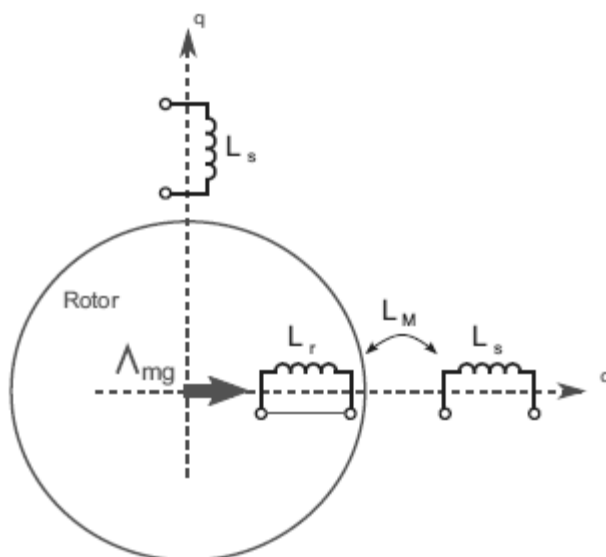


fig.10.2 rappresentazione schematizzata del motore nel riferimento d-q

Una rappresentazione schematica della macchina, nel riferimento sincrono d - q , è riportata in Fig.10.2. L'anello è rappresentato da un avvolgimento in cortocircuito nel rotore sull'asse d con induttanza L_r perché può essere considerato come una bobina aggiuntiva dal punto di vista elettrico.

Inoltre, viene presa in considerazione la mutua induttanza L_M tra l'anello e l'avvolgimento dello statore dell'asse d . Il motore SPM è una macchina isotropa e quindi le induttanze dello statore diretto e in quadratura sono uguali a L_s . Per descrivere completamente la macchina, vengono presi in considerazione la resistenza dello statore R_s , la resistenza dell'anello R_r e la corrente di anello i_r . Tale disposizione del rotore corrisponde alla creazione di una gabbia di rotore solo nell'asse d , mentre l'asse q rimane invariato. Questa configurazione provoca un'anisotropia ad alta frequenza (hf) che può essere rilevata dalla tecnica convenzionale di iniezione di segnale hf per la misurazione della posizione del rotore.

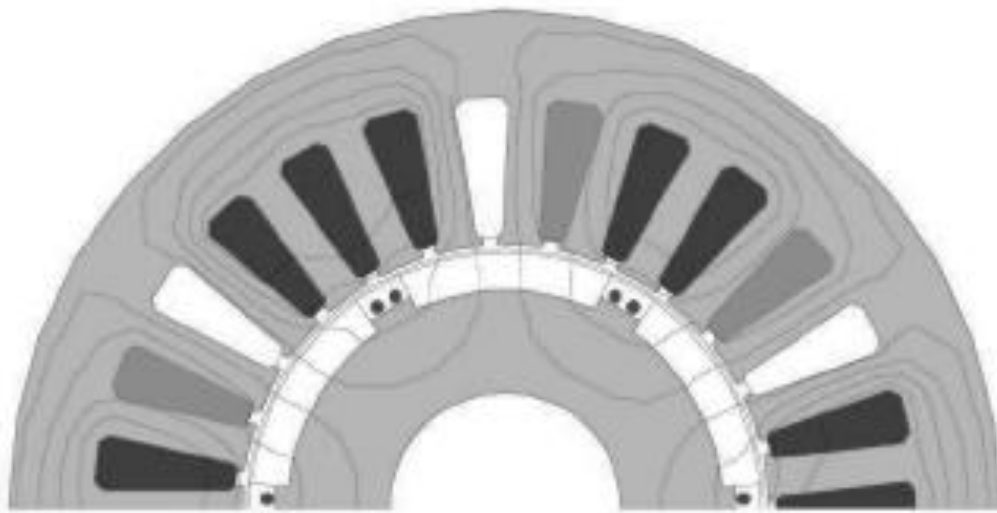


fig.10.3(a) analisi FEM con sola corrente di asse in quadratura

Utilizzando il metodo degli elementi finiti, sono state eseguite alcune simulazioni in assenza di saturazione magnetica. In *fig.10.3(a)* e *(b)* sono riportate le posizioni rispetto agli avvolgimenti. Nelle simulazioni vengono alimentate solo due fasi (fase b e fase c) per correnti di 1 kHz, in modo che il flusso determini la direzione ortogonale all'asse della fase a . I due anelli accanto a ciascun polo del rotore sono le sezioni trasversali dell'anello che è avvolto intorno al rispettivo polo. Nella *fig.10.3(a)* l'asse polare del rotore è allineato con l'asse della fase a , in modo tale che la corrente risulti solamente lungo l'asse in quadratura. Le linee di flusso non si collegano all'anello del polo, pertanto nessuna corrente è indotta. Nella *fig.10.3(b)* il rotore viene ruotato di 90 gradi elettrici in modo che l'asse del magnete diventi ortogonale all'asse della fase a . Di conseguenza, il flusso risulta lungo l'asse diretto. In questo caso, il flusso dovuto alle linee di corrente dello statore si collega all'anello, quindi viene indotta una corrente nell'anello stesso.

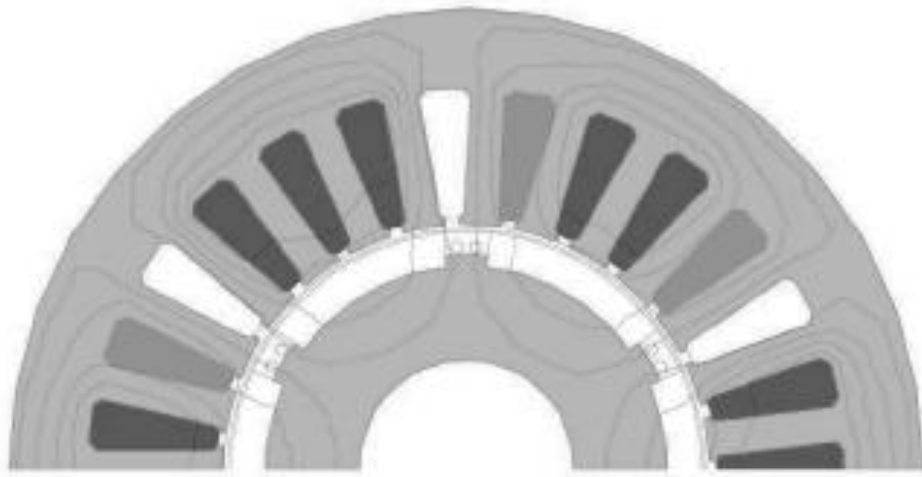


fig10.3(b) analisi FEM con sola corrente di asse diretto

Le correnti ad alta frequenza indotte nella gabbia del rotore sono molto basse, perciò le perdite aggiuntive del rotore sono trascurabili così come la coppia parassita. Tale semplice modifica del rotore è quindi efficace per rendere la macchina adatta per azionamenti senza sensori che funzionano a bassa e zero velocità. Ad esempio un'applicazione interessante potrebbe riguardare un motore progettato per veicoli ibridi a bassa potenza (come per esempio veicoli a due ruote). Oltre alle funzioni di avviamento e di generazione, è anche possibile comandare di incrementare la coppia del motore a combustione durante un breve periodo di tempo in presenza di elevati requisiti di coppia nei veicoli ibridi.

11 - Motori sincroni a riluttanza

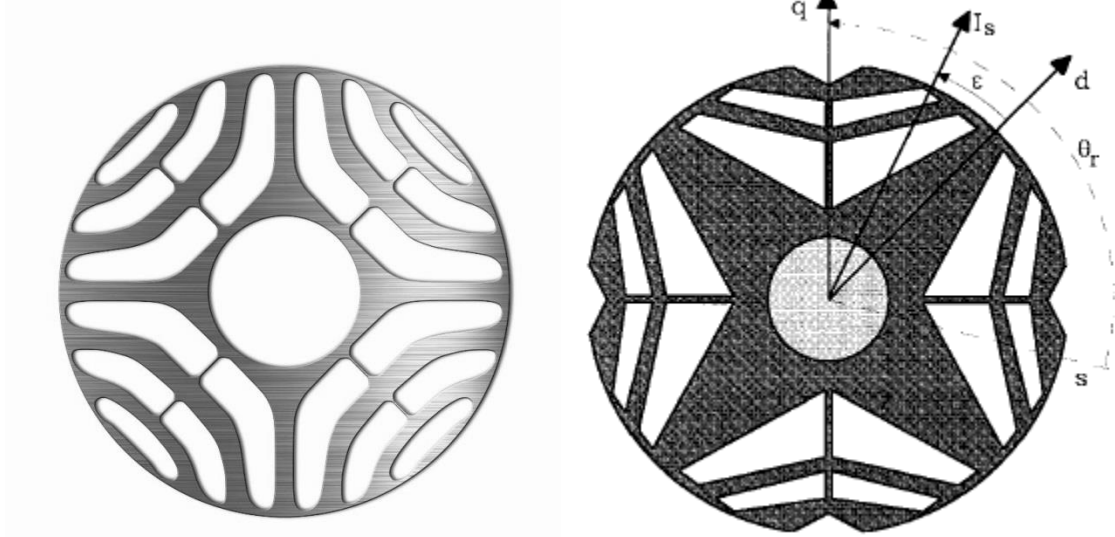


Fig.11.1 Lamierino di rotore SyncRel e diagramma vettoriale

Ignorando le perdite di isteresi e per correnti parassite, il modello di un “SyncRel” senza gabbia è descritto nel sistema di riferimento sincrono con il rotore come:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (11.1)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (11.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (T_e - T_l) \quad (11.3)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} = (L_{ls} + L_{mq}) i_{qs} \quad (11.4)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} = (L_{ls} + L_{md}) i_{ds} \quad (11.5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (11.6)$$

Dove P è il numero di coppie polari del motore. Secondo la Fig.11.1, si presume che $L_{md} > L_{mq}$. Sostituendo (11.4) e (11.5) in (11.6) si può ottenere la seguente espressione di coppia:

$$T_e = \frac{3}{2} P (L_{md} - L_{mq}) I_s^2 \frac{\sin(2\varepsilon)}{2} \quad (11.7)$$

Come si può osservare da (11.7), la coppia dipende sia dal quadrato dell'ampiezza del vettore di corrente dello statore I_s , sia dall'angolo della

coppia ε , definito come lo spostamento angolare del vettore di corrente dall'asse d . Il controllo della coppia nei motori "SyncRel" viene ottenuto tramite la regolazione dell'ampiezza della corrente dello statore e dell'angolo della coppia. La regolazione dell'angolo di coppia può essere ottenuta con un ciclo aperto spostando il vettore di corrente di ε dall'asse d del rotore.

Ciò richiede di conoscere esattamente la posizione assoluta del rotore θ_r dal riferimento stazionario, che viene generalmente raggiunto tramite un trasduttore di posizione. In Fig.11.2 è mostrato un tipico schema di comando del motore "SyncRel" controllato vettorialmente, la posizione assoluta del rotore viene utilizzata non solo per eseguire la trasformazione dal sistema di riferimento rotante a quello stazionario che ci permette di ottenere l'angolo di coppia desiderato, ma anche per stimare velocità.

La posizione assoluta del rotore fornita dal trasduttore di posizione deve avere una buona risoluzione per soddisfare entrambi i requisiti del controllo vettoriale e della stima della velocità. Le strategie di controllo sensorless per SyncRel possono essere suddivise in quattro classi, rispettivamente basate sul controllo dell'angolo del carico, sull'orientamento del campo del flusso dello statore, sul controllo della coppia e sulla stima del rotore per valutazione dell'induttanza di fase.

I sistemi di controllo senza sensori usando il controllo dell'angolo di carico sono basati sulla stima dell'angolo di carico dalle misurazioni di tensione dello statore e di corrente attraverso le equazioni del motore. Tali approcci sono fortemente influenzati dalle variazioni dei parametri del motore e sono inaffidabili a velocità bassa e zero. Gli approcci basati sulla stima del flusso dello statore

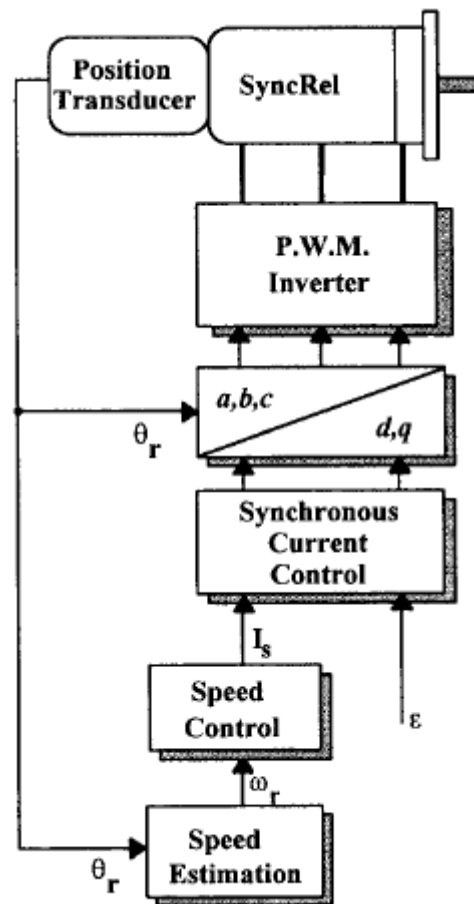


Fig.11.2 Schema di controllo del SyncRel

non utilizzano esplicitamente la posizione del rotore per sincronizzare la corrente dello statore con il rotore poiché la coppia può essere espressa da

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_s I_s \sin(\alpha - \beta) \quad (11.8)$$

Dove α e β sono, rispettivamente, la posizione assoluta della corrente dello statore e del flusso dello statore λ_s . La posizione assoluta del flusso dello statore può essere stimata integrando la tensione dello statore o dalla terza armonica della tensione dello statore. Tali approcci sono generalmente molto semplici ed efficaci, ma teoricamente falliscono a velocità zero. Inoltre, le operazioni a bassa velocità sono abbastanza critiche, poiché la forza controelettrica del motore è molto bassa e le variazioni di resistenza dello statore o semplicemente il rumore di misurazione possono dare stime incorrette della posizione del flusso di statore. Gli approcci diretti di controllo della coppia sono basati sul flusso dello statore e su circuiti chiusi di controllo della coppia. Tali schemi utilizzano le tensioni e le correnti di statore per stimare l'ampiezza del flusso di coppia e dello statore, quindi sono molto sensibili alla variazione di resistenza dello statore a bassa velocità e incapaci di lavorare a velocità zero. La rilevazione della posizione del rotore tramite la valutazione dell'induttanza di fase è l'unico modo per ottenere operazioni affidabili a basse e zero velocità. In una macchina SyncRel, a causa dell'alta anisotropia, le autoinduzioni e le mutue induzioni dipendono fortemente dalla posizione del rotore. Le procedure di stima della posizione non influenzate dai livelli di velocità e di carico possono essere sviluppate considerando gli effetti dell'anisotropia sulla dinamica della corrente dello statore.

Un approccio alternativo allo sviluppo delle procedure di stima del rotore per macchine dotate di salienza si basa sull'iniezione di un componente di tensione sinusoidale ad alta frequenza e su un'adeguata demodulazione delle correnti dello statore generato. Una semplice tecnica senza sensori basata su un tale approccio è proposta in questo capitolo. Un componente di tensione asincrona costante-ampiezza ad alta frequenza ($f_h=600$ Hz) viene aggiunta alla tensione convenzionale dello statore. Esso genera una componente di corrente aggiuntiva I_s a 600 Hz che, nelle normali condizioni di funzionamento, provoca un ripple di coppia trascurabile. L'ampiezza di tale componente di corrente dipende dalla posizione spaziale del vettore di tensione asincrona. Più precisamente, un massimo di ampiezza di corrente si

verifica quando il vettore di tensione è allineato con l'asse q e un minimo si verifica quando il vettore di tensione è allineato con l'asse d . Ciò consente di individuare in modo univoco la posizione del sistema di riferimento d - q sincrono con il rotore e, di conseguenza, di calcolare la posizione del rotore. Considerando la componente di tensione asincrona come l'unica tensione che alimenta la macchina, (11.1),(11.2),(11.4) e (11.5) danno:

$$V_{sh} \cos(\theta_h - \theta_r) = r_s i_{qsh} + \omega_r L_d i_{dsh} + L_q \frac{di_{qsh}}{dt} \quad (11.9)$$

$$-V_{sh} \sin(\theta_h - \theta_r) = r_s i_{dsh} - \omega_r L_d i_{qsh} + L_q \frac{di_{dsh}}{dt} \quad (11.10)$$

Dove $\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r0}$ e $\theta_h = \int_0^t \omega_h dt + \theta_{h0}$ sono, rispettivamente, la posizione del rotore e la posizione angolare del vettore di tensione iniettato. Assumendo che la velocità del rotore sia zero e $\theta_{h0} = 0$, dalle equazioni precedenti, si ottiene la seguente espressione per le correnti d - q :

$$i_{qsh} = e^{-\frac{r_s t}{L_q}} + V_{sh} \frac{r_s}{r_s^2 + \omega_h^2 L_q^2} \cos(\omega_h t - \theta_{r0}) + V_{sh} \frac{\omega_h L_q}{r_s^2 + \omega_h^2 L_q^2} \sin(\omega_h t - \theta_{r0}) \quad (11.11)$$

$$i_{dsh} = e^{-\frac{r_s t}{L_q}} + V_{sh} \frac{\omega_h L_d}{r_s^2 + \omega_h^2 L_d^2} \cos(\omega_h t - \theta_{r0}) - V_{sh} \frac{r_s}{r_s^2 + \omega_h^2 L_d^2} \sin(\omega_h t - \theta_{r0}) \quad (11.12)$$

A regime stazionario, il quadrato dell'ampiezza del vettore di corrente è:

$$\begin{aligned} I_{sh}^2(t) &= i_{dsh}^2 + i_{qsh}^2 \\ &= R_1 \sin^2(\omega_h t - \theta_{r0}) + R_1 \cos^2(\omega_h t - \theta_{r0}) \\ &\quad + R_3 \sin 2(\omega_h t - \theta_{r0}) \end{aligned} \quad (11.13)$$

Dove:

$$\begin{aligned} R_1 &= V_{sh}^2 \left(\frac{r_s^2}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_d^2)^2} + \frac{\omega_h^2 L_q^2}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_q^2)^2} \right) \\ R_2 &= V_{sh}^2 \left(\frac{r_s^2}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_q^2)^2} + \frac{\omega_h^2 L_d^2}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_d^2)^2} \right) \end{aligned} \quad (11.14)$$

$$R_3 = V_{sh}^2 \left(\frac{r_s \omega_h L_q}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_q^2)^2} + \frac{\omega_h^2 L_d^2}{(r_s^2 + \omega_h^2 L_d^2)^2} \right)$$

Sostituendo in (11.14) i parametri di un motore SyncRel effettivo da 1,5 kW, i coefficienti R_2 e R_3 sono trascurabili se confrontati con R_1 quando ω_h è sufficientemente elevata. Per confermare la consistenza di tale ipotesi, *fig.11.3* mostra gli schemi di frequenza degli ultimi tre termini di (11.13) valutati dal coefficiente del primo termine. A frequenze superiori a 500 Hz, il contributo degli ultimi due termini può essere trascurato. Di conseguenza, assumendo costanti V_{sh} e $f_h=600$ Hz, I_{sh}^2 si può considerare uguale a $R_1 \sin^2(\omega_h t - \theta_{r0})$, come confermato dalla simulazione mostrata in *fig.11.4*.

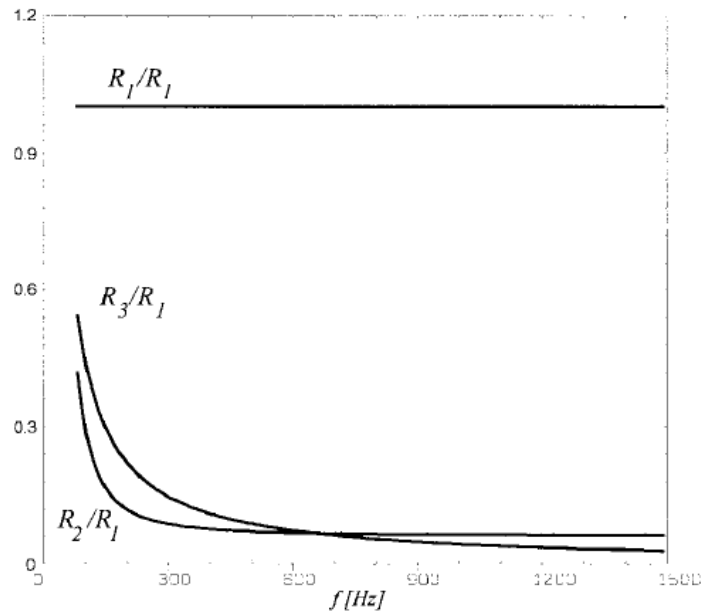


fig.11.3 coefficienti $I_{sh}^2(t)$ in base a R_1

In particolare assumendo $\theta_{r0} = 0$, si può osservare che, per la macchina a quattro poli considerata, si verifichi un minimo di $I_{sh}^2(t)$ quando $\theta_h = k\pi$ e un massimo quando $\theta_h = \left(\frac{\pi}{2}\right) + k\pi$, il che significa che un minimo nell'ampiezza del quadrato della corrente di statore si verifica quando, nella sua rotazione, il vettore di tensione iniettato assume la direzione di asse q e un massimo quando il vettore di tensione ha la direzione di asse d .

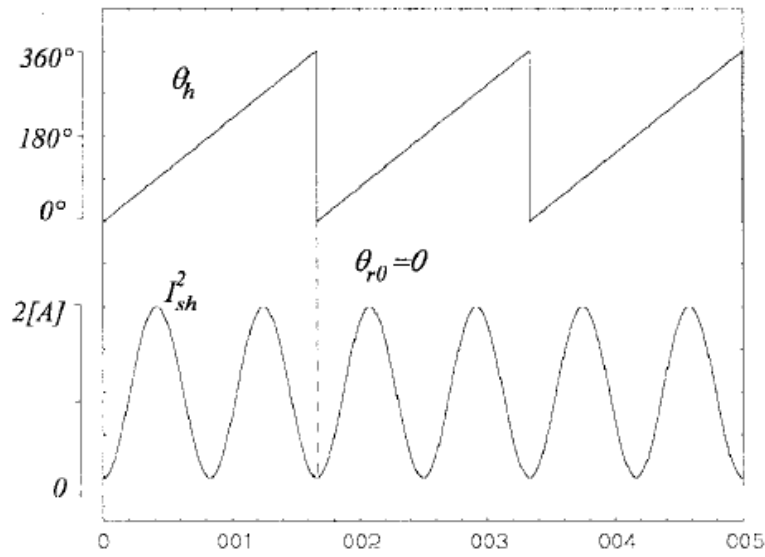


fig.11.4 θ_h e I_{sh}^2 per $\theta_{r0} = 0$ (angoli elettrici)

Secondo (11.13) e la simulazione mostrata in fig.11.5, se θ_{r0} non è zero, si verifica un minimo di $I_{sh}^2(t)$ quando $\theta_h = \theta_{r0} + k\pi$ e un massimo quando $\theta_h = \left(\frac{\pi}{2}\right) + k\pi + \theta_{r0}$ ciò significa che in regime stazionario la posizione del rotore può essere semplicemente misurata come lo spostamento angolare corrispondente ai valori minimi e massimi di $I_{sh}^2(t)$ rispettivamente $\theta_h = k\pi$ e $\theta_h = \left(\frac{\pi}{2}\right) + k\pi$. In pratica, come mostrato in fig.11.5, la posizione del rotore della macchina considerata può essere misurata come differenza di fase tra un'onda quadra (a) avente due volte la frequenza della tensione iniettata e un'onda quadra (b) ottenuta passando in corrispondenza dei punti di picco di $I_{sh}^2(t)$. La differenza di fase tra (a) e (b) è la differenza di fase tra la posizione nota di V_{sh} e la posizione sconosciuta del rotore.

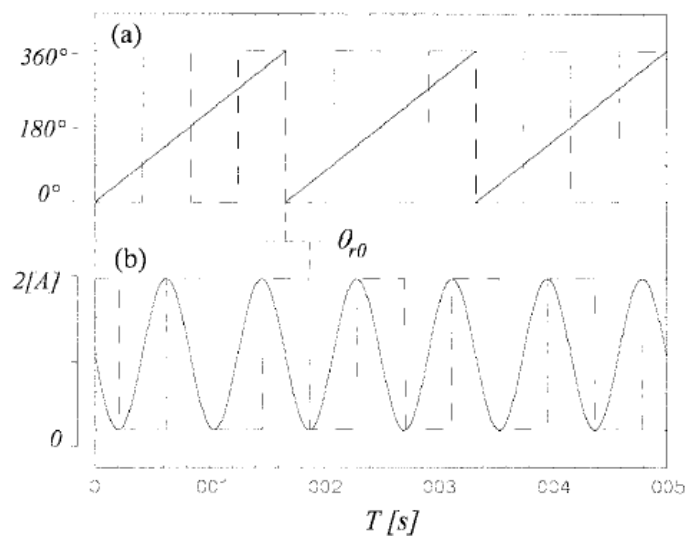


fig.11.5 θ_h e I_{sh}^2 per $\theta_{r0} \neq 0$ (angoli elettrici)

Essendo che I_{sh}^2 è periodico, anche la posizione misurata in gradi elettrici è periodica di 180° . Questa limitazione impedisce la misura della posizione assoluta del rotore lungo un arco completo del rotore, ma non influenza né il controllo vettoriale né la stima della velocità. D'altra parte, tenendo conto dello spostamento di entrambi gli assi d e q , la posizione del rotore può essere valutata quattro volte entro ciascun periodo del componente di tensione ad alta frequenza e $4P$ volte in un arco rotore completo, essendo P il numero di coppie polari del motore. La tecnica di misurazione della posizione del rotore proposta, è stata sviluppata per semplicità sotto l'ipotesi di velocità del rotore zero, ma nulla impedisce la sua applicazione nel rilevare la posizione di un rotore in movimento, anche se alcune limitazioni si presentano sul livello massimo di velocità. Si noti inoltre che è stato assunto che la componente di tensione asincrona è l'unica tensione di statore applicata. Al fine di adottare il metodo proposto in un azionamento pratico e per consentire una stima corretta della posizione, la componente di corrente a 600 Hz deve essere separata dalla corrente dello statore e dalle armoniche di corrente ad alta frequenza relative alla modulazione (PWM). Inoltre, il componente 600 Hz deve essere eliminato dai segnali di retroazione della corrente. Come mostrato in *fig.11.6*, questo obiettivo può essere raggiunto usando filtri analogici a banda passante e di notch.

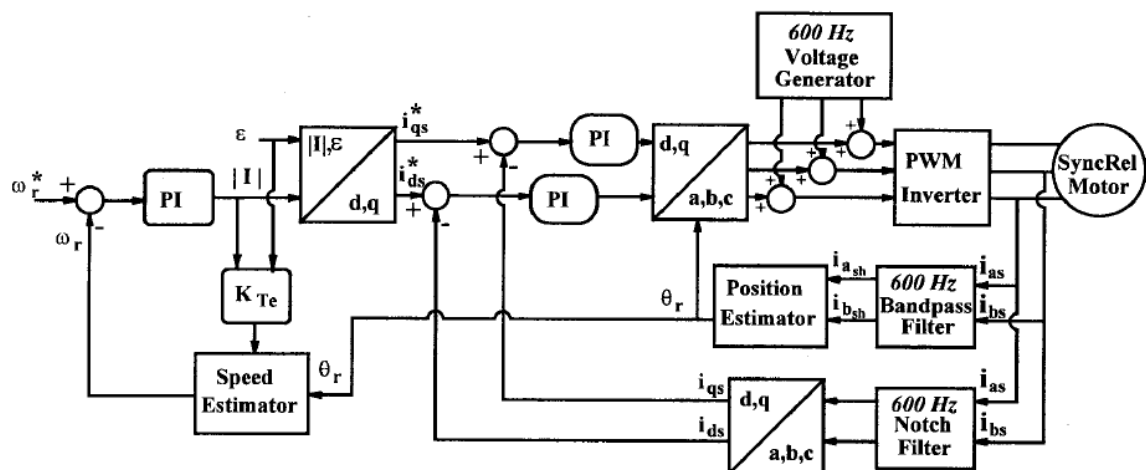


fig.11.6 Diagramma a blocchi dello schema di controllo vettoriale sensorless proposto

12 - Eccitazione transitoria indotta con PWM ed elaborazione avanzata del segnale

In questo capitolo si presenta un metodo per rilevare l'angolo di flusso usando una tensione di prova transitoria aggiuntiva iniettata nella macchina. Successivamente, il metodo viene esteso in modo tale che l'eccitazione della macchina e quindi la misurazione del flusso angolare, siano eseguite solo sulla base dell'eccitazione dell'onda fondamentale della macchina senza iniettare tensioni di prova aggiuntive.

12.1 Stima della posizione e controllo, senza iniezione di segnale

Una componente fondamentale nella stima del flusso angolare è lo sfruttamento della saturazione spaziale del flusso principale mediante la misurazione della derivata della corrente. Nel corso degli anni sono stati presentati diversi approcci basati sull'iniezione di segnali che integrano le misure di/dt all'interno della sequenza fondamentale della PWM. In questi metodi vengono utilizzati tutti e tre gli stati dell'inverter del ciclo PWM (due attivi più lo stato inattivo) per ricavare delle informazioni sulla salienza. Per evitare gli effetti parassiti dello stato di commutazione inattiva, in particolare vicino alla frequenza zero, nel metodo che andremo a vedere ora, vengono utilizzati solo i due stati attivi per la valutazione. Per garantire una durata minima degli impulsi, necessaria per una misurazione della derivata di corrente, di norma, la SVPWM (space vector PWM) viene modificata introducendo ulteriori stati di commutazione compensativi con direzione inversa. Una tecnica è quella in cui la PWM viene modificata utilizzando vettori di tensione non adiacenti ma con gli stati di commutazione con una differenza d'angolo spaziale di 120° . Il nuovo approccio introdotto in questo capitolo non richiede la modifica della SVPWM ma deve essere implementata solo una leggera modifica del controllore di corrente. Questo è un vantaggio nell'attuazione pratica poiché i valori dei cicli di lavoro all'interno della SVPWM non devono essere modificati. Inoltre, l'algoritmo di stima del flusso è anche più semplice poiché il vettore di tensione in uscita

dal controllore di corrente può essere utilizzato direttamente. Al fine di fornire una visione sul metodo non invasivo vediamo prima un approccio simile che utilizza un'ulteriore iniezione del segnale.

Come abbiamo visto nel capitolo relativo all'iniezione standard PWM, l'idea di base del metodo di iniezione è quella di estrarre un segnale correlato all'induttanza di dispersione transitoria della macchina. Poiché l'induttanza di dispersione è influenzata dalle salienze, la modulazione di questo segnale correlato può essere sfruttata per stimare le posizioni spaziali delle salienze. Il segnale correlato utilizzato per la stima del flusso angolare è la derivata della corrente risultante da un'eccitazione da impulso di tensione. Questa derivata di corrente rispetto al tempo può essere indicata anche come "pendenza di corrente". Per una macchina simmetrica (senza salienze), la relazione tra la tensione dello statore e la conseguente variazione della corrente è rappresentata dalla tensione dello statore:

$$\underline{u}_s = r_s \cdot \underline{i}_s + l_\sigma \cdot \frac{d\underline{i}_s}{d\tau} + \frac{d\lambda_R}{d\tau} \quad (12.1)$$

La derivata nel tempo della corrente $d\underline{i}_s/d\tau$ dipende dalla tensione applicata $\underline{u}_s$, dalla forza controelettromotrice (f_{cem}), dalla caduta di tensione di resistenza dello statore, $r_s \cdot \underline{i}_s$, nonché dal valore dell'induttanza di dispersione l_σ . La resistenza dello statore e la f_{cem} agiscono come disturbi per l'identificazione dell'induttanza di dispersione e quindi devono essere eliminati. Applicando due vettori di tensione che puntano in diverse direzioni spaziali e misurando la derivata nel tempo della corrente, si ottengono due serie di equazioni di statore. L'eliminazione dei disturbi può quindi essere eseguita sottraendo le due equazioni. Per eseguire l'eliminazione dei disturbi, vengono quindi definiti dei vettori di tensione differenziali e dei vettori di corrente differenziale, questi vettori differenziali si occupano automaticamente dell'eliminazione dei disturbi.

Le salienze della macchina influenzano la simmetria delle tre induttanze di fase transitorie, portando ad un valore complesso l_σ :

$$\frac{d\underline{i}_s}{d\tau} = \underline{u}_s \cdot \frac{1}{l_\sigma} \quad (12.2)$$

Misurando la risposta di corrente transitoria, è quindi possibile rilevare e individuare le posizioni spaziali delle salienze.

Nella SVPWM, il valore di un vettore di tensione di riferimento viene regolato applicando due stati di commutazione attivi "vicini" e i due stati di commutazione a zero durante ciascun ciclo PWM. Il piano complesso del vettore spaziale in cui si trovano quei vettori è mostrato in Fig.12.1. I vettori di base etichettati con $\underline{u}_i$ vengono utilizzati per generare la tensione di uscita desiderata.

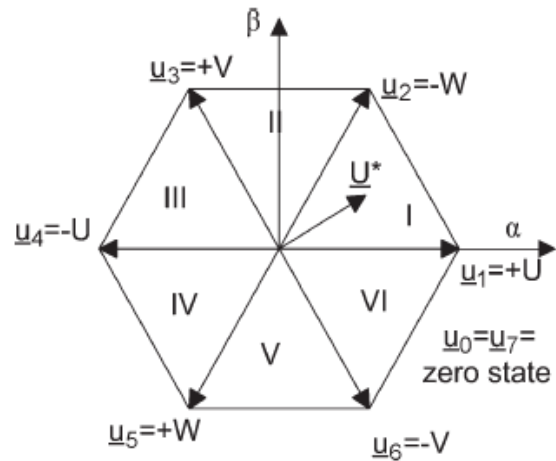


fig.12.1 Definizione dei vettori spaziali di tensione e settori della PWM

Essi spaziano nei settori PWM etichettati con "I" - "VI". Poiché la SVPWM utilizza due vettori di tensione che puntano in diverse direzioni spaziali durante ogni ciclo PWM, teoricamente esegue sempre una sequenza di impulsi di tensione che è idonea ad eliminare i disturbi di resistenza dello

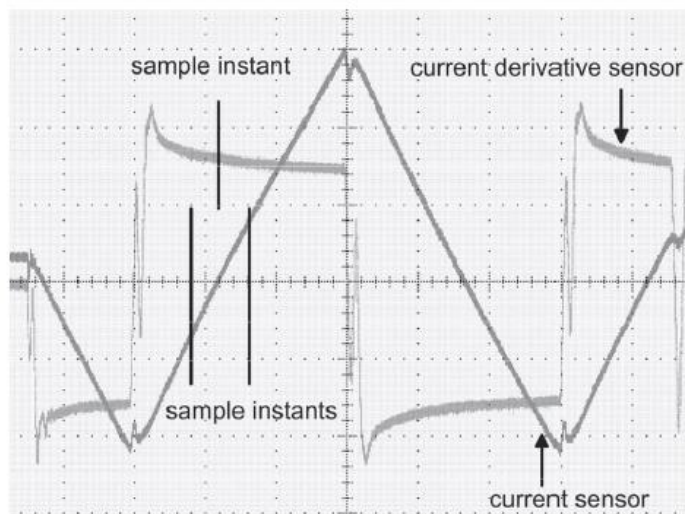


fig.12.2 misura della pendenza della corrente usando un sensore di corrente e della sua derivata

statore e della f_{cem} . Considerando l'operazione di SVPWM e la sequenza dei vettori di tensione, si possono definire i vettori di tensione differenziali. I vettori di tensione differenziali possono essere calcolati direttamente sulla base del settore della tensione di riferimento e della sequenza di commutazione. Essi sono indicati come $\underline{u}_{12}$, $\underline{u}_{23}$ e $\underline{u}_{31}$ e sono definiti in conformità a (12.3), con il numero in pedice che indica la posizione all'interno della sequenza di commutazione che va da 0 (primo stato zero) a 3 (secondo stato zero).

$$\underline{u}_{ij} = \underline{u}_i - \underline{u}_j \quad (12.3)$$

Per determinare la derivata temporale della corrente possono essere applicati due metodi diversi (*Fig.12.2*).

Un'opzione è quella di eseguire almeno due misurazioni in due istanti di tempo diversi e di approssimare la derivata nel tempo dal quoziente differenziale (12.4).

$$\frac{\partial i}{\partial t} \approx \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{i(t + \Delta t) - i(t)}{\Delta t} \quad (12.4)$$

L'altro è quello di applicare un sensore CDI (current derivative inspector), la cui uscita è direttamente correlata alla derivata temporale. Questo sensore CDI necessita solo di un campione per determinare la derivata di corrente; *Figura.12.2* mostra i due metodi per la misurazione della derivata della corrente. In *Fig.12.3* viene mostrata la sequenza fondamentale SVPWM per un vettore di tensione $\underline{u}^*$, come quella raffigurata in *Fig.12.1*.

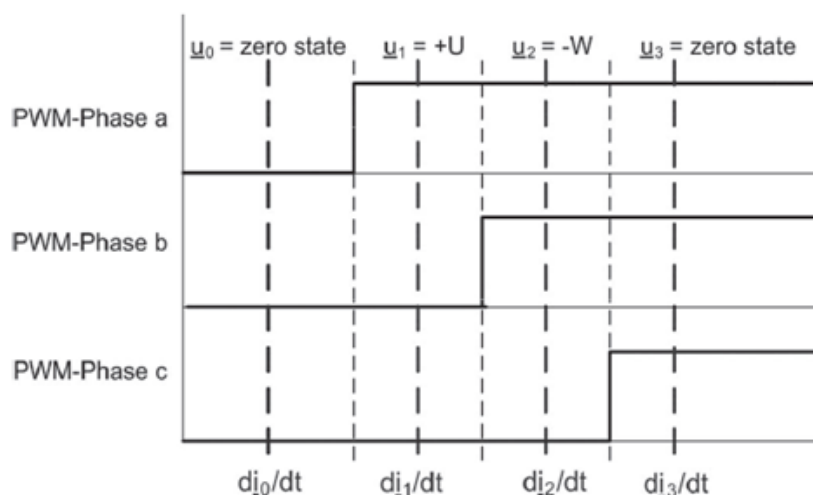


fig.12.3 Campionamento della pendenza della corrente durante la sequenza di impulsi avviata dalla SVPWM

Questa figura mostra anche gli istanti di tempo in cui vengono prelevati i campioni di corrente. Si può quindi definire il vettore differenziale $\underline{d}i_{ij}/dt$, secondo (12.5) dai vettori derivata di corrente ($\underline{d}i_1/dt$, $\underline{d}i_2/dt$ e $\underline{d}i_3/dt$). L'algoritmo di valutazione, che determina l'angolo di flusso, utilizza solo il vettore derivata di corrente, $\underline{d}i_{12}/dt$, dai due stati attivi.

$$\frac{\underline{d}i_{12}}{dt} = \frac{\underline{d}i_1}{dt} - \frac{\underline{d}i_2}{dt} \quad (12.5)$$

Fig.12.4 mostra le traiettorie misurate dei tre possibili vettori differenziali della pendenza di corrente per l'area del vettore di tensione SVPWM "V" (+W/ -V/0).

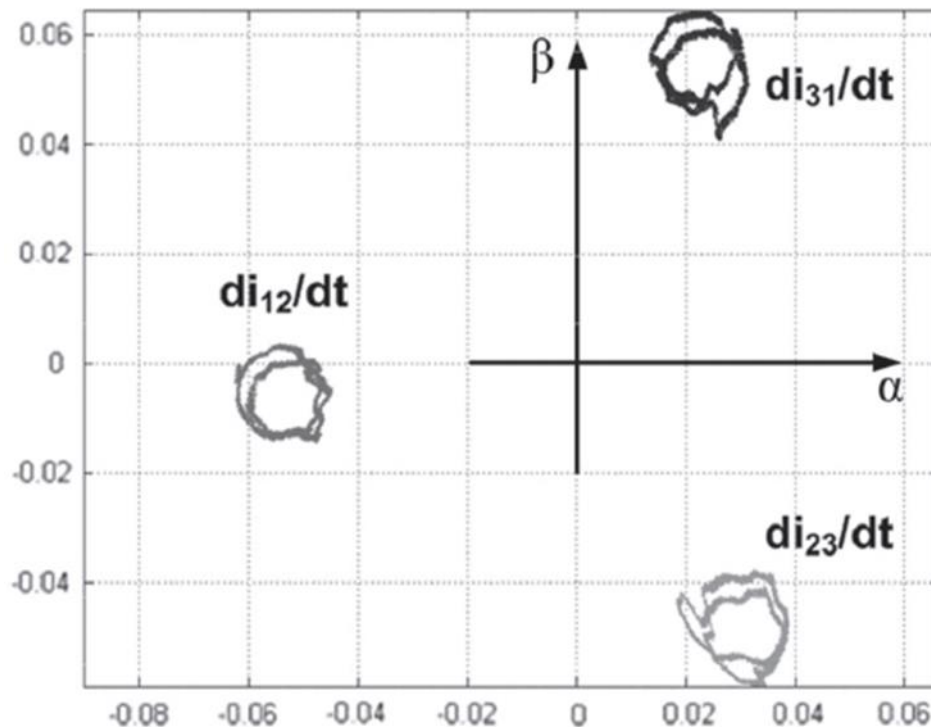


fig.12.4 Luogo dei tre vettori differenziali di pendenza della corrente corrispondenti alla superficie del vettore spaziale di tensione "V" (+ W / - V / 0)

I tre stati di commutazione sono $u_1=+W$, $u_2=-V$, e lo stato zero $u_3=0$. La traccia indicata come di_{12}/dt in Fig.12.4 rappresenta la traiettoria per di_{12}/dt che si ottiene per le misurazioni della corrente di flusso durante gli stati attivi + W e -V. Le due tracce, vale a dire, di_{23}/dt e di_{31}/dt , rispettivamente, sono ottenute per uno stato di commutazione attivo (+W o -V) e lo stato di commutazione a zero. Quando si confrontano le tre tracce in Fig.12.4, si può vedere che la traiettoria per di_{12}/dt ha la distorsione più bassa. Quando si misura la derivata di corrente durante un vettore a tensione zero, l'intensità del segnale è molto bassa, portando ad una maggiore sensibilità al rumore nel percorso del segnale analogico. Oltre al basso livello di segnale, c'è anche un effetto disturbatore dovuto alle proprietà non ideali dell'inverter. Poiché le cadute di tensione del transistor e del diodo sono diverse, la loro influenza è sovrapposta alla modulazione delle salienze e quindi funge da disturbo.

Il principio di base che integra l'eccitazione dell'onda fondamentale e l'eccitazione transitoria per rilevare le salienze solitamente sfrutta tutti i tre

stati di commutazione (due stati attivi e il vettore zero). L'uso dei soli stati di commutazione attivi è esposto in questo capitolo e presenta due vantaggi principali. Innanzitutto, si può evitare la distorsione introdotta dalle misurazioni dello stato di commutazione a zero. In secondo luogo, includere lo stato di commutazione zero nelle misure e nella valutazione limita il metodo quando il controllo di posizione senza sensori deve essere stabilito per l'intero intervallo di velocità compresa la sovrarmodulazione.

Un altro metodo di integrazione è stato proposto da J. Holtz e J. Juliet in cui il metodo standard SVPWM viene modificato estendendo il settore della tensione da 60° a un settore di 120° e quindi non utilizza i due stati di commutazione adiacenti. Ciò comporta un maggiore ripple di corrente. Nel caso in cui uno degli stati di commutazione sia troppo breve per misurare, si propone una sequenza di sei stati di commutazione che contengono due stati di zero e quattro vettori di tensione attiva. I quattro vettori attivi sono una combinazione di due adiacenti, seguiti da un vettore zero e un'altra coppia di vettori adiacenti che puntano nella direzione opposta del primo. Le misurazioni dei sei stati di commutazione sono infine combinati in una misura della salienza.

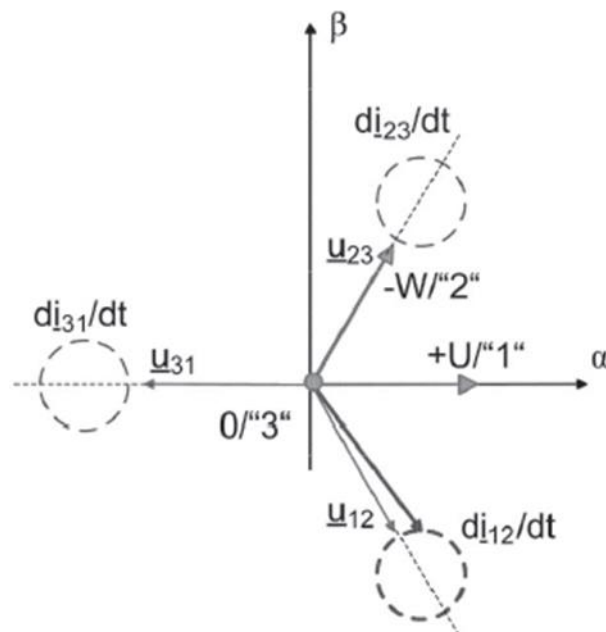


fig.12.5 Traiettorie del vettore di tensione differenziale e del vettore differenziale di correnti di flusso per il settore SVPWM specificato.

È ben noto che il rapporto tra il vettore di_{12}/dt della derivata di corrente e il corrispondente vettore di tensione differenziale $\underline{u}_{12}$ è correlato alle salienze interne. Nel caso di una macchina con cave di rotore chiuse, la salienza dominante è causata dalla saturazione spaziale. Quindi, la suddetta correlazione è dominata dalla frequenza di seconda armonica causata dalla saturazione del flusso principale.

In *Fig.12.5*, sono mostrati i vettori spaziali di tensione differenziale e i vettori spaziali di corrente differenziale per una tensione di eccitazione che si trova nel settore "I" (+U/ -W/0), equivalente agli stati $\underline{u}_1 = +U$ (primo stato attivo), $\underline{u}_2 = -W$ (secondo stato attivo) e $\underline{u}_3 = 0$ (secondo stato zero). In un primo passo verso l'integrazione della sequenza di impulsi nella SVPWM, il vettore derivata di corrente di_{12}/dt e quindi, l'angolo di saturazione come una approssimazione della posizione del flusso, devono essere determinati da un'iniezione periodica di una tensione di riferimento specifica. Ad esempio, il vettore di tensione di riferimento $\underline{u}^*$, come mostrato in *Fig.12.1*, che si trova nel settore "I" (+U/ -W/0) e ha un angolo di fase di 30° , viene utilizzato per identificare di_{12}/dt , indipendente dalla direzione dell'onda fondamentale. Applicando gli algoritmi descritti in precedenza, i segnali risultanti possono essere rappresentati nel piano complesso, come mostrato in *Fig.12.5*. Assumendo una modulazione sinusoidale dell'induttanza di dispersione, le traiettorie dei vettori derivata di corrente conducono ai cerchi tratteggiati. A seconda degli stati di commutazione durante i quali viene valutata la pendenza attuale, viene spostato il centro dei singoli cerchi. Con la sequenza di misurazione presunta precedente (+U/ -W/0), il cerchio contrassegnato di_{12}/dt si ottiene per gli stati attivi.

Invece di iniettare la sequenza di tensione-test nel settore "I", vengono anche studiate le traiettorie delle derivate di corrente se la tensione iniettata si trova nei settori "II" - "VI". Di nuovo, solo gli stati attivi e quindi di_{12}/dt vengono utilizzati per la valutazione. Ciò porta a sei diverse tracce per di_{12}/dt . I risultati della misura sono mostrati in *Fig.12.6* e sono presi ad una corrente di carico di 0,2 p.u.

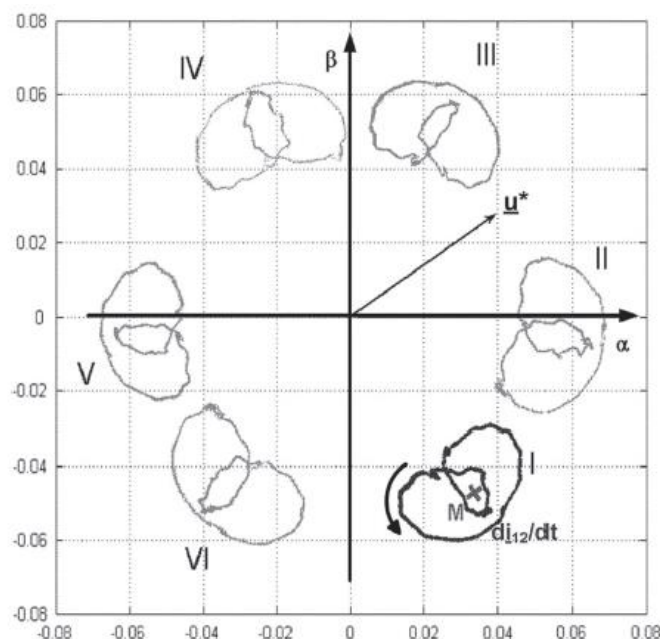


fig.12.6 Traiettorie dei vettori differenziali di pendenza di corrente di_{12}/dt per tensioni di riferimento in tutti e sei i settori

Il vettore di tensione iniettato nel settore "I" e il corrispondente vettore derivata di corrente differenziale contrassegnato con I (indicato come di_{12}/dt) mostra la modulazione causata dalle salienze. I risultati delle tensioni di riferimento situate negli altri settori SVPWM ("II" - "VI") sono etichettati in modo equivalente. La 2^a armonica dominante nei vettori derivata di corrente indotta dalla saturazione spaziale principale del flusso può essere chiaramente identificata da Fig.12.6. Per una rivoluzione elettrica, il vettore di_{12}/dt fa due rotazioni complete. La distorsione del cerchio è dovuta alla presenza di armoniche aggiuntive.

12.2 Sfruttamento dell'onda fondamentale dell'eccitazione PWM

Il metodo di Fig.12.6 è considerato invasivo per la SVPWM poiché deve essere iniettato un vettore di tensione aggiuntivo. Inoltre, la sequenza di tensione iniettata aumenterà il ripple di corrente e di coppia. Quindi, è auspicabile trovare un modo per determinare il vettore differenziale della derivata di corrente senza modificare l'algoritmo SVPWM. In un passaggio finale, il vettore differenziale di corrente viene ottenuto usando solo i campioni di corrente differenziali presi durante le sequenze di impulso create dalla SVPWM, con i valori di riferimento generati dal onda fondamentale

del controllore di corrente. Al fine di semplificare la discussione, viene preso in considerazione solo il funzionamento stazionario della macchina. L'uscita del regolatore di corrente, che è uguale alla tensione di riferimento, si muove lungo le sei aree dei vettori di tensione spaziali ("I" - "VI").

Se la tensione di riferimento si trova molto vicino al bordo di uno dei settori, c'è troppo poco tempo per una misura accurata della derivata della corrente. In questi casi, il controllore di corrente può essere modificato per un singolo ciclo PWM in modo tale che queste aree siano evitate. Questo corrisponde all'introduzione di una zona morta, senza alcuna modifica della struttura del regolatore di corrente. L'approccio proposto richiede solo un periodo PWM per valutare con successo l'angolo di saturazione e, di conseguenza, la posizione del flusso. La suddetta modifica per un solo ciclo PWM è quindi sufficiente. Se il controllo della corrente fondamentale richiede una tensione fondamentale vicina ad un vettore attivo per un periodo più lungo, non è necessario modificare sempre l'uscita del controllore di corrente. Ad esempio, nel caso di frequenza fondamentale zero e di funzionamento stazionario, è sufficiente ridurre la frequenza di campionamento per la posizione del flusso associato alla modifica. Questo concetto non richiede l'iniezione di una tensione aggiuntiva e quindi SVPWM rimane invariata. Solo l'algoritmo di controllo deve essere modificato leggermente. La tensione effettiva che alimenta la macchina rimarrà la stessa in entrambe le versioni (regolatore di corrente o livello SVPWM). Tuttavia, la SVPWM è di solito realizzata tramite hardware (counter / capture / compare = conteggio / cattura / comparazione), che richiede un ulteriore calcolo dei cicli di lavoro modificati. L'approccio della zona morta al livello del controllore di corrente può quindi essere implementato con più semplicità a un costo inferiore. Poiché la traiettoria della corrente differenziale non è ottenuta per una tensione che viene iniettata solo in un settore, non vi sarà una traiettoria a circuito chiuso (closed-loop) per corrente differenziale, come mostrato in *Fig.12.6*. Invece sono ottenute le traiettorie mostrate in *Fig.12.7* (nero), le quali vengono generate utilizzando la tensione di uscita del controllore di corrente come tensione di prova/riferimento iniettata. Come mostrato in *Fig.12.7*, per ciascun settore di tensione, si ottiene solo una sezione di 120° (spessa, nera) di ciascuna delle traiettorie derivata di corrente (sottile, grigio-simile a quelle mostrate in *Fig.12.6*). Il vettore di tensione di riferimento non ha più un angolo fisso dovuto alla tensione di uscita del regolatore di corrente rotante che viene ora utilizzata come eccitazione. Pertanto, i grossi

segmenti neri della corrente differenziale non sono esattamente uguali a quelle mostrate in *Fig.12.5* ma molto simili nella forma e nella posizione.

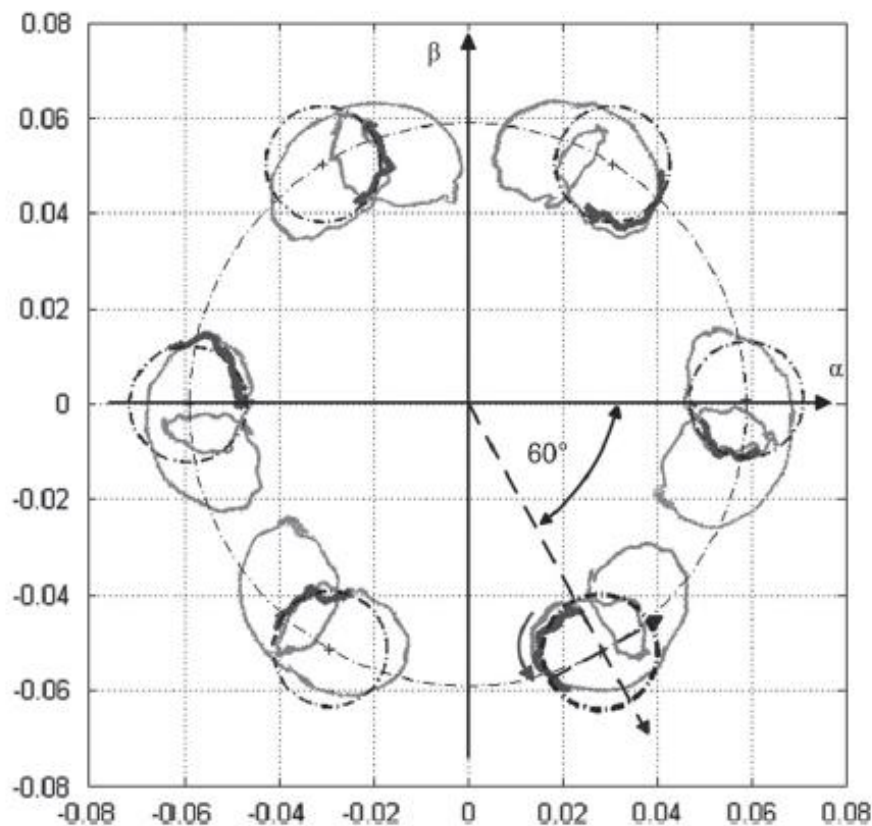


fig.12.7 Traiettorie del vettore differenziale di pendenza di corrente per l'onda fondamentale PWM

La frequenza della traiettoria della corrente differenziale causata dalla saturazione del flusso principale è doppia (seconda armonica) rispetto alla tensione fondamentale. Pertanto, la derivata della corrente differenziale produce due giri per una rivoluzione elettrica del vettore di tensione di riferimento. Così, l'angolo di rotazione della traiettoria della corrente differenziale è equivalente a 120° , mentre il vettore di tensione di riferimento copre un settore di 60° . Ogni volta che il vettore di tensione di riferimento attraversa l'area settoriale successiva, il centro della traiettoria della corrente differenziale ruota di 60° , descritto da linee rette (grigio) in *Fig.12.8* che collegano i segmenti 120° .

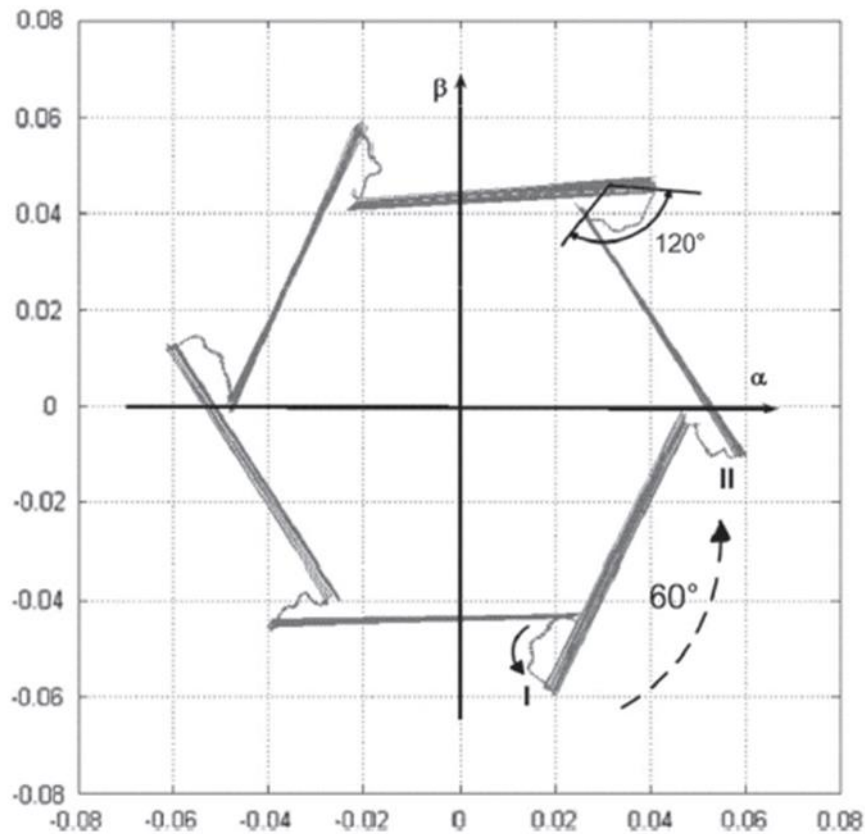


fig.12.8 Luogo del vettore differenziale di pendenza di corrente ottenuto dalle sequenze di eccitazione integrate nella SVPWM per due periodi di onde fondamentali

Per ciascuna area del settore SVPWM (ogni 60°), sarà presente una sezione di 120° di un cerchio in modo tale che la rotazione complessiva della corrente differenziale durante una rivoluzione elettrica dell'onda fondamentale sia $6 \cdot 120^\circ = 2 \cdot 360^\circ$. In Fig.12.8, i segmenti di 120° della corrente differenziale corrispondenti ai primi e ai secondi settori SVPWM sono etichettati con "I" e "II". Il segnale chiave per il controllo senza sensori di velocità è la posizione angolare della salienza. Per estrarre le informazioni dell'angolo dai segmenti della traiettoria della corrente differenziale, occorre determinare i centri dei segmenti di traiettoria. Ciò può essere fatto in uno dei due modi.

Un modo per determinare i centri dei diversi segmenti è basato su considerazioni geometriche. Poiché ognuna delle traiettorie della corrente differenziale descrive un segmento di 120° di un cerchio, è possibile determinare il centro di rotazione per ciascuna delle sezioni. Tutti i centri sono posizionati sparsi su un cerchio ognuno disteso su 60° , come mostrato in Fig.12.7. Inoltre, è possibile definire un sistema di coordinate di riferimento al centro di ciascun cerchio identificato il cui asse reale

corrisponde alla direzione del vettore di tensione di differenza. Questo sistema di coordinate è mostrato per il settore SVPWM "I" in *Fig.12.7* (tratteggiato). Sistemi di coordinate simili sono definiti nei centri degli altri segmenti di 120° . Questo porta ad un passaggio finale in cui tutti i sistemi di coordinate e quindi tutti i segmenti delle tracce (di 120°) si trovano uno sopra l'altro.

L'altro metodo è quello di dividere ciascuna delle tracce delle correnti differenziali dai corrispondenti vettori di tensione differenziali secondo (12.2). I segmenti delle tracce (di 120°) risultanti da questa equazione si trovano uno sopra l'altro negli assi reali positivi del sistema di riferimento fissato sullo statore (asse α), come quello mostrato in *Fig.12.9*. In un secondo passaggio deve essere stimato il centro (M) per ognuno di questi sei segmenti di 120° . Per la stima dei centri, tutte le misurazioni vengono eseguite con funzionamento in stato stazionario per garantire settori pari a 120° . Una volta che le posizioni dei centri sono conosciute, questa limitazione non è più necessaria. Le tecniche comuni per un problema di determinazione della posizione (ad esempio, approssimazione del cerchio), come l'algoritmo dei minimi quadrati, utilizzano tutti i dati esistenti per risolvere il problema e non dispongono di alcun meccanismo per rilevare e risolvere i punti di errore dalla misura. Un metodo alternativo è l'algoritmo RANSAC (random sample consensus).

Contrariamente al metodo dei minimi quadrati, RANSAC è molto più adatto all'utilizzo nei problemi di risoluzione automatica, di montaggio e di determinazione del luogo applicati ai dati di punti misurati. Ciò si basa sul fatto che RANSAC utilizza inizialmente solo pochi punti dell'intero flusso di dati ma successivamente aumenta il numero di punti con valori aggiunti man mano. Inoltre, RANSAC offre un meccanismo per gestire e rifiutare i punti di errore di tutto il flusso e quindi utilizza solo valori affidabili per il montaggio. Per il suddetto problema di ricerca del centro del cerchio, l'algoritmo inizia con tre punti di misurazione casuale per calcolare un centro implicito.

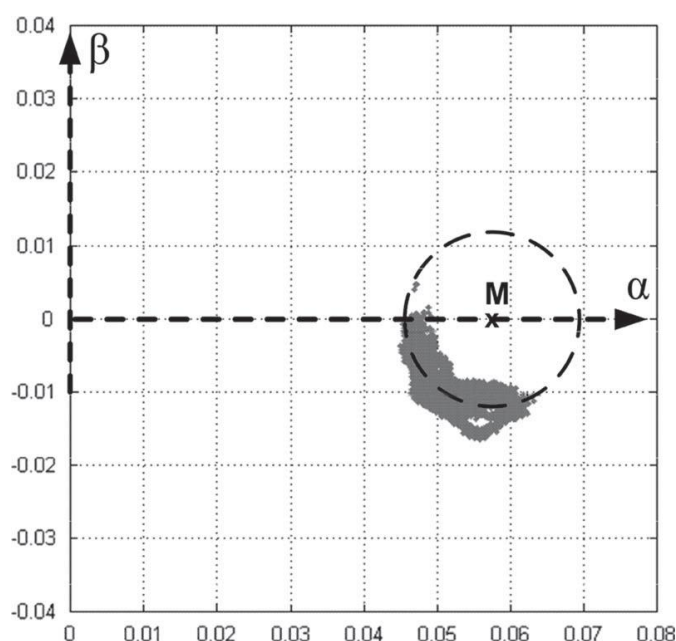


fig.12.9 Luogo del vettore di pendenza di corrente differenziale (segmenti 120°) dopo la divisione con il corrispondente vettore di tensione differenziale.

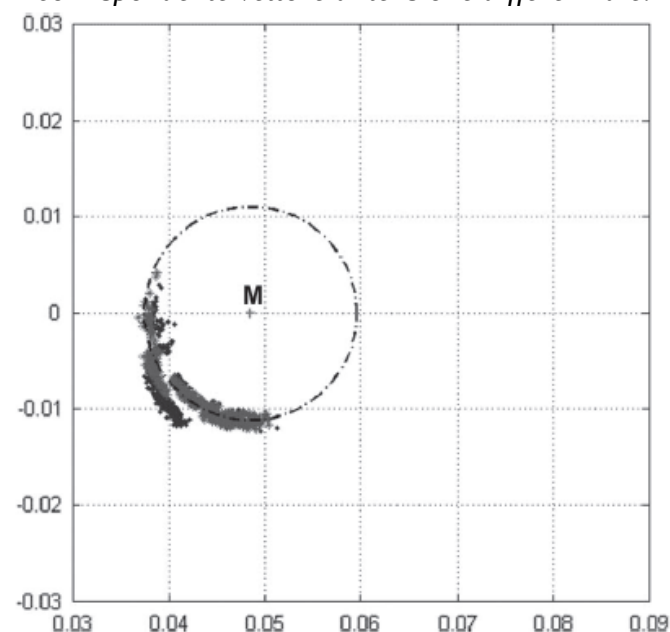


fig.12.10 Determinazione del centro del cerchio utilizzando l'algoritmo RANSAC.

Nel passo 2 vengono utilizzati ulteriori punti di misura per confermare la soluzione suggerita. Nelle ulteriori fasi, viene verificata la compatibilità della soluzione implicita e, se non viene raggiunta la compatibilità, verrà avviato un nuovo tentativo che inizia con il passaggio 1. Come mostrato in Fig.12.10, RANSAC è in grado di determinare il centro del cerchio dalla trama sparsa dei punti di misura. Inoltre, si può vedere che RANSAC utilizza solo i punti validi (nero) per il calcolo e ignora i valori anomali (grigi). Per minimizzare l'influenza degli errori di misurazione, è stata applicata una combinazione di entrambi i metodi descritti in precedenza. L'identificazione del centro dei diversi segmenti di 120° deve essere effettuata una volta in linea durante un periodo di messa in servizio prima dell'operazione senza sensore.

Dopo aver applicato il metodo descritto in precedenza, tutti i sistemi di coordinate hanno lo stesso centro, allineando tutti gli assi reali e immaginari. In questo sistema di riferimento comune, tutti i segmenti delle tracce si trovano uno sopra all'altro in posizioni angolari da -180° a -60°. Questo segmento di 120° è causato dal movimento dell'onda fondamentale di 60° all'interno del settore corrispondente, come già menzionato.

La posizione angolare delle singole tracce deve essere accuratamente separata. Ogni traccia deve essere trasformata all'interno del sistema di coordinate di riferimento dall'angolo del corrispondente vettore di tensione differenziale, moltiplicato per il numero armonico della salienza (rispetto all'onda fondamentale). In caso di salienza di saturazione, l'angolo di trasformazione è un multiplo di 120° ($2 \cdot 60^\circ$).

L'applicazione di questa trasformazione a ciascuna delle sei tracce del settore porta a una rappresentazione della traiettoria a circuito chiuso, che ora può essere utilizzata per estrarre le informazioni di angolo richieste. Il risultato di questo processo è mostrato in *Fig.12.11* per una rivoluzione dell'onda fondamentale. Le prime sei traiettorie separate ora formano una curva continua che mostra due rotazioni intorno all'origine. Pertanto, si può chiaramente vedere la dominante $+2^a$ armonica caratteristica della corrente differenziale causata dalla saturazione del flusso principale. Questa armonica può quindi essere usata per determinare l'angolo di saturazione stimato senza sensore, utilizzato per il controllo sensorless. C'è però uno sfasamento tra l'angolo di saturazione e l'angolo del flusso del rotore, che mostra una forte dipendenza dal livello di flusso e/o carico della macchina. La compensazione della dipendenza dal flusso/carico, così come le armoniche superiori dovute alla distribuzione non sinusoidale della saturazione lungo il traferro, viene di solito effettuata in una fase separata.

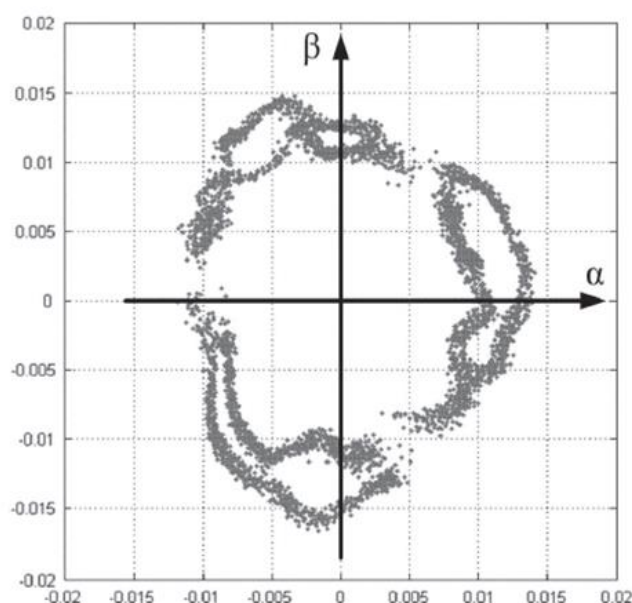


fig.12.11 Traiettorie del vettore differenziale di pendenza di corrente per due rivoluzioni elettriche.

13 - Effetti cross-saturation nei motori IPM

In questo capitolo verranno analizzati gli errori che sono introdotti nei sistemi di controllo sensorless mediante il fenomeno della “cross-saturation”. Si fa riferimento agli schemi basati sull'iniezione del segnale sinusoidale di entrambi i tipi sia rotante che pulsante.

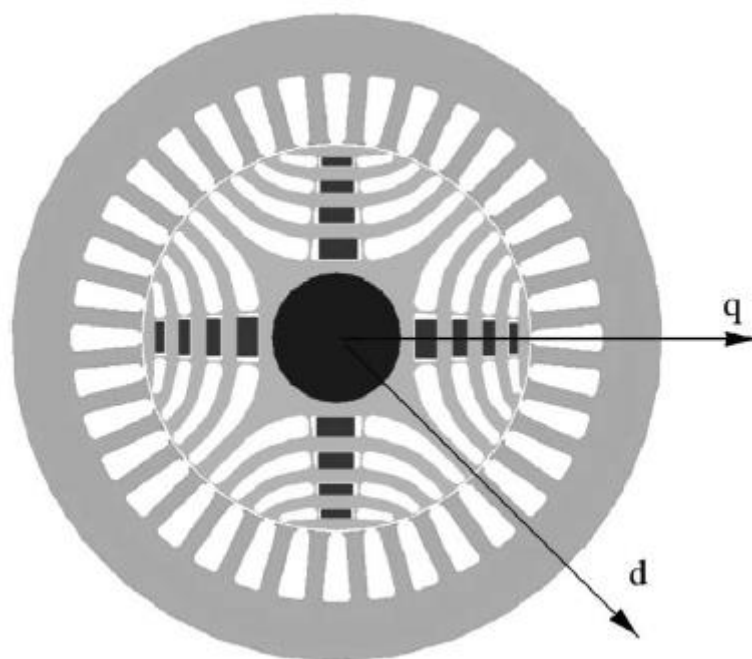


fig.13.1 Motore IPM a quattro poli e sistema di riferimento considerato

Per analizzare il fenomeno della cross-saturation prendiamo in esame un motore IPM la cui sezione del rotore a quattro poli è mostrata in *Fig.13.1*. Viene evidenziato il materiale magnetico permanente (PM) (ossia NdFeB) (area scura). Facciamo riferimento al sistema (d, q) del rotore mostrato in *Fig.13.1*, dove l'asse d è scelto nella direzione della massima permeabilità, come è di norma quando si tratta di motori SyR (*synchronous reluctance*). Di conseguenza, il flusso dei magneti permanenti sarà nella direzione $(-q)$. Questa scelta è opportuna quando il flusso PM è limitato e la macchina IPM è un PMASR (*permanent-magnet-assisted synchronous reluctance*). Nelle *fig.13.(2-5)*, sono riportate le caratteristiche flusso-corrente di una macchina IPM esistente (PMASR). Queste caratteristiche sono simmetriche rispetto all'asse d , mentre la simmetria è persa rispetto all'asse q a causa della polarizzazione dei magneti. Dalle figure, il comportamento magnetico non

lineare è evidente. In particolare, si evidenzia un effetto di cross-saturation molto rilevante. Entrambi le componenti di corrente d e q spaziano da 0 a 30 A per dimostrare il comportamento non lineare in tutto il piano, anche se i valori negativi di corrente q non hanno un interesse pratico. L'ampiezza della corrente nominale è prossima a 20 A (di picco). Per analizzare l'impatto della cross-saturation su un controllo sensorless, è necessario considerare un modello linearizzato a piccoli segnali a causa delle piccole oscillazioni del flusso e della corrente alla frequenza iniettata.

caratteristiche flusso-corrente misurate per diversi parametri

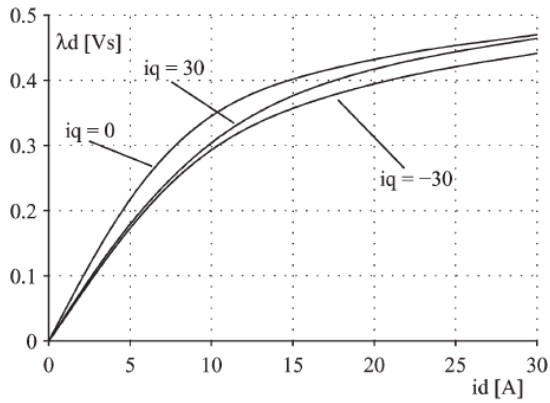


fig.13.2 $\lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q)$; $i_q = 30$; 0 e 30 A

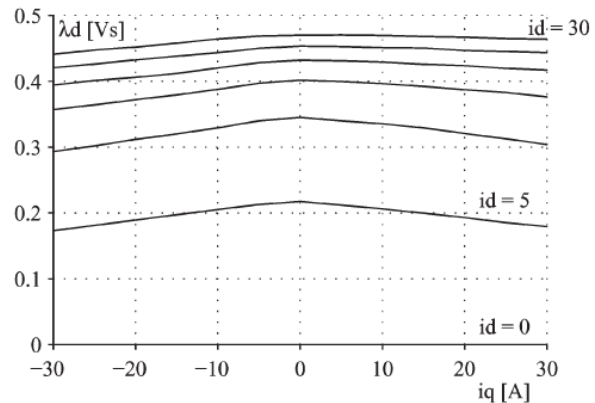


fig.13.3 $\lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q)$; $i_d = 0, 5, 10, 15, 20, 25, \text{ e } 30$ A

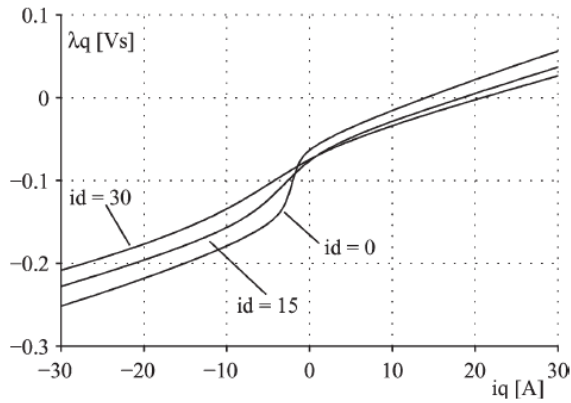


fig.13.4 $\lambda_q = \lambda_q(i_d, i_q)$; $i_d = 0, 15, \text{ e } 30$ A

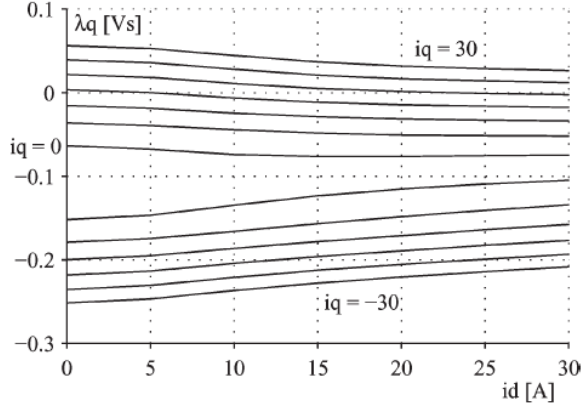


fig.13.5 $\lambda_q = \lambda_q(i_d, i_q)$; i_q varia da -30 a 30 A

Dalla relazione generale:

$$\begin{cases} \lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q), \\ \lambda_q = \lambda_q(i_d, i_q), \end{cases} \quad \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_q} = \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_d} = l_{dq} \quad (13.1)$$

Si ottiene il modello linearizzato, cioè:

$$\delta \lambda_{dq} = \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \delta i_{dq} \quad (13.2)$$

mettendo in evidenza le induttanze differenziali l_d , l_q e l_{dq} .

La condizione di trasversalità mostrata impone la simmetria della matrice di induttanza a piccoli segnali in (13.2).

I simboli δi_{dq} e $\delta \lambda_{dq}$ indicano rispettivamente i vettori di corrente e flusso a piccoli segnali, così come le matrici di colonna in (13.2). Utilizzando la notazione complessa e introducendo la corrente complessa coniugata $\delta i'_{dq} = \delta i_d - j\delta i_q$, (13.2) può essere riscritto come:

$$\delta \lambda_{dq} = \frac{l_d + l_q}{2} \delta i_{dq} + \left(\frac{l_d - l_q}{2} + j l_{dq} \right) \delta i'_{dq} \quad (13.3)$$

dove sono evidenziati le componenti di sequenza positiva e negativa. A causa dell'induttanza di cross-saturation l_{dq} , la componente di sequenza negativa viene ruotata dall'angolo ε , cioè:

$$\varepsilon = \arctan \frac{2l_{dq}}{l_d - l_q} \quad (13.4)$$

Dal momento che è più comunemente imposto un vettore di flusso di tensione, si fa riferimento alla relazione inversa, vale a dire:

$$\begin{cases} \delta i_{dq} = \frac{l_d + l_q}{2\Delta} \delta \lambda_{dq} - \left(\frac{l_d - l_q}{2\Delta} + j \frac{l_{dq}}{\Delta} \right) \delta \lambda'_{dq} \\ \Delta = l_d l_q - l_{dq}^2 \end{cases} \quad (13.5)$$

Generalmente, (13.5) è più frequentemente scritto nel sistema di riferimento stazionario (α, β) . Da (13.6), (13.7) è ottenuto da (13.5) in quel riferimento, cioè,

$$\delta i_{dq} = e^{-j\theta} \delta i_{\alpha\beta}; \delta \lambda_{dq} = e^{-j\theta} \delta \lambda_{\alpha\beta}; \delta \lambda'_{dq} = e^{+j\theta} \delta \lambda'_{\alpha\beta} \quad (13.6)$$

$$\delta i_{\alpha\beta} = \frac{l_d + l_q}{2\Delta} \delta \lambda_{\alpha\beta} - \left(\frac{l_d - l_q}{2\Delta} + j \frac{l_{dq}}{\Delta} \right) e^{2j\theta} \cdot \delta \lambda'_{\alpha\beta} \quad (13.7)$$

Naturalmente, la componente di sequenza negativa in (13.7), che contiene le informazioni sulla posizione del rotore, è ancora ruotata dall'angolo ε dato in (13.4). Quando un vettore di tensione rotante $\delta v_{\alpha\beta}$ viene applicato ad una pulsazione ω_c , (13.8) può essere scritto ottenendo (13.9), cioè:

$$\begin{aligned} \delta v_{\alpha\beta} &= \delta v \cdot e^{j(\omega_c t + \pi/2)} \\ \delta \lambda_{\alpha\beta} &\cong \frac{\delta v}{\omega_c} e^{j\omega_c t}; \delta \lambda'_{\alpha\beta} \cong \frac{\delta v}{\omega_c} e^{-j\omega_c t} \end{aligned} \quad (13.8)$$

$$\delta i_{\alpha\beta} = \left(\frac{l_d + l_q}{2\Delta} \cdot \frac{\delta v}{\omega_c} \right) e^{j\omega_c t} - \frac{\delta v}{\omega_c} \sqrt{\left(\frac{l_d - l_q}{2\Delta} \right)^2 + \left(\frac{l_{dq}}{\Delta} \right)^2} e^{j(2\theta + \varepsilon - \omega_c t)} \quad (13.9)$$

per $l_d > l_q$

L'equazione (13.9) mostra che la cross-saturation introduce su θ un errore uguale a $\varepsilon / 2$ poiché l'angolo $(2\theta + \varepsilon)$ è quello effettivamente rilevato.

Una situazione simile si verifica quando viene iniettato un segnale sinusoidale pulsante anziché quello rotante. Se viene iniettata una tensione sinusoidale, viene rilevata la corrispondente corrente sinusoidale e viene rilevato l'angolo ψ per il quale entrambi i vettori $\delta\lambda_{dq}$ e δi_{dq} hanno la stessa direzione. Questa situazione può essere imposta da (13.5) sostituendo:

$$\delta i_{dq} = \delta i e^{j\psi}; \delta\lambda_{dq} = \delta\lambda e^{j\psi}; \delta\lambda'_{dq} = \delta\lambda e^{-j\psi} \quad (13.10)$$

così viene ottenuto:

$$\frac{\delta i}{\delta\lambda} = \frac{l_d + l_q}{2\Delta} - \sqrt{\left(\frac{l_d - l_q}{2\Delta} \right)^2 + \left(\frac{l_{dq}}{\Delta} \right)^2} \cdot e^{j\varepsilon} \cdot e^{-2j\psi} \quad (13.11)$$

per $l_d > l_q$

dove è stata evidenziata l'ampiezza e l'argomento, come fatto in (13.9). Come mostrato, (13.11) è soddisfatto per $\psi = (\varepsilon / 2) \pm k (\pi / 2)$, dove k è un intero positivo. Naturalmente, l'asse d viene normalmente monitorato a causa del più basso rapporto $\frac{\delta i}{\delta\lambda}$. Da questa discussione si può quindi concludere che la cross-saturation introduce un errore uguale a $\varepsilon / 2$ (13.12) nella rilevazione di θ , indipendentemente dai segnali sinusoidali iniettati (rotanti o pulsanti), come mostrato in:

$$err = +\frac{1}{2}\varepsilon \quad (13.12)$$

Naturalmente, l'errore (13.12) è variabile e dipende dalle induttanze differenziali e, di conseguenza, dal punto di lavoro. Un altro parametro significativo è il rapporto tra l'ampiezza della sequenza negativa b e l'ampiezza della sequenza positiva f , che viene fornita nella seguente equazione a prescindere dal fatto che sia riferita a (13.3) o (13.5):

$$\frac{b}{f} = \frac{\sqrt{(l_d - l_q)^2 + 4l_{dq}^2}}{l_d + l_q} \quad (13.13)$$

Questo rapporto rappresenta la capacità del motore di fornire informazioni utili sulla posizione, che a sua volta dipende dall'anisotropia del motore nel punto di lavoro specifico. Tuttavia, poiché è stata introdotta l'induttanza di cross-saturation l_{dq} , è necessario definire un rapporto di anisotropia equivalente ("ar"), come mostrato in:

$$ar = \frac{1 + \frac{b}{f}}{1 - \frac{b}{f}} \quad (13.14)$$

Facciamo notare che b/f è sempre maggiore di zero; Quindi il valore "ar" è maggiore di uno. Naturalmente, grandi valori di "ar" sono benvenuti, tuttavia "ar" è una funzione dei valori l_d , l_q e l_{dq} , variabili, dipendenti, come di consueto, sul punto di lavoro. Di conseguenza, l'efficacia della stima di posizione dipenderà anche dal punto di lavoro. Partendo dai dati misurati, come quelli delle *fig.13.(2-5)*, le induttanze differenziali possono essere stimate ad ogni punto (i_d , i_q). Una volta che l_d , l_q e l_{dq} sono noti, il valore di "ar" e l'errore $\varepsilon / 2$ possono essere valutati ad ogni punto (i_d , i_q).

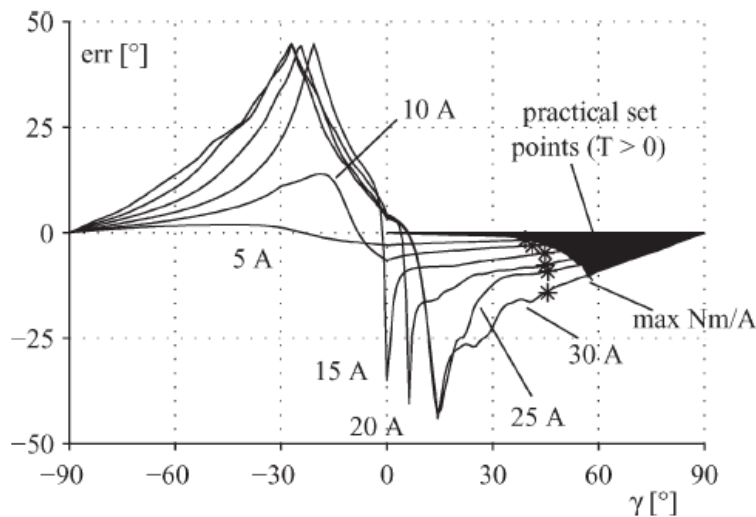


fig13.6 Errore in funzione di γ per diversi valori di i ($\gamma = \angle i_{dq}$)

Fig.13.6 mostra l'errore $\varepsilon / 2$, calcolato dalle caratteristiche delle *fig.13.(2-5)*. L'errore viene tracciato rispetto all'argomento γ del vettore corrente i_{dq} per alcuni valori impostati dell'ampiezza corrente. Come si può vedere da *fig.13.6*, sono possibili errori molto grandi, fino a 45° per punti di lavoro

specifici. La situazione può sembrare migliore solo se vengono considerati i punti di lavoro pratici, cioè l'area delimitata dall'asse q e dalla curva della coppia massima/corrente. Questa zona è evidenziata in *fig.13.7* (ombreggiato) per il funzionamento da motore ($T > 0$) e corrisponde ai valori maggiori di γ in *fig.13.6*. Per la frenatura ($T < 0$), l'area corrispondente è simmetrica rispetto all'asse q . In quest'area, l'errore sembra limitato, almeno per le ampiezze di corrente non troppo grandi. Tuttavia, durante le operazioni sensorless, con un valore impostato γ^* , il valore controllato γ è tipicamente inferiore a γ^* , a causa dell'errore di orientamento $\varepsilon / 2$. Infatti, γ deve soddisfare:

$$\gamma = \gamma^* + \frac{\varepsilon(i, \gamma)}{2} \quad (13.15)$$

che rappresenta il punto di equilibrio della retroazione riportata in *fig.13.8*. L'equazione (13.15) implica che il punto di lavoro sensorless effettivo sia spostato verso sinistra in *fig.13.6*. Infatti, con riferimento a $T > 0$, l'errore è negativo, così come l'induttanza l_{dq} e i valori di γ sono inferiori a γ^* . Di conseguenza, gli errori effettivi sono più grandi di quelli corrispondenti a γ^* . Questi sono mostrati in *fig.13.6* dai punti asteriscati, che corrispondono ai punti della curva della massima coppia per ampere. Con riferimento alla *fig.13.8*, si può notare anche che la retroazione mostrata è positiva poiché $\frac{\partial \varepsilon}{\partial \gamma} > 0$, almeno nella zona considerata (*fig.13.6*). In questo caso non si verifica un'operazione instabile poiché il guadagno del loop è inferiore a uno, almeno per i valori di corrente considerati. Facciamo ora riferimento alla *fig.13.9*, dove il valore differenziale di “ar” è mostrato nel piano (i_d, i_q) . Il valore di “ar” è molto buono nella maggior parte dei punti di lavoro pratici (*fig.13.7*). Al contrario, una zona molto critica è evidenziata vicino al punto (15,0), che è lontano dall'area pratica. Tuttavia, vicino al punto di lavoro a vuoto (0,0), i valori di “ar” diventano molto bassi, portando ad una possibile scarsa prestazione quando è presente un ripple di corrente.

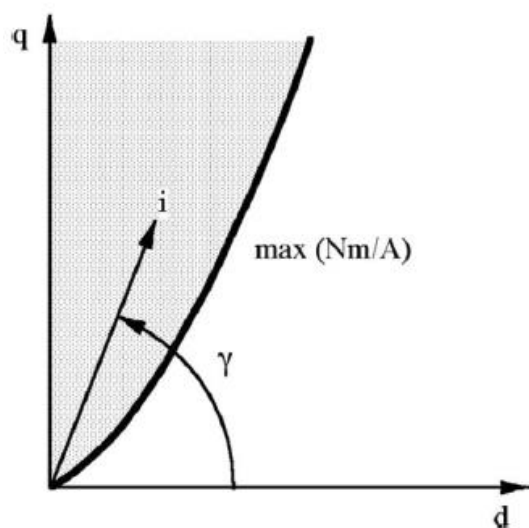


fig.13.7 Punti di lavoro pratici

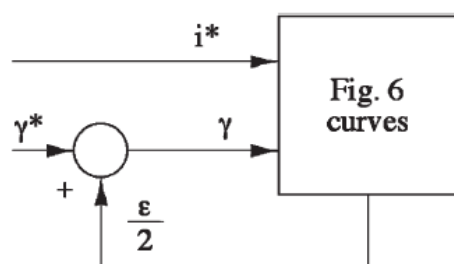


fig.13.8 Effetto dell'errore angolare sul funzionamento senza sensore.

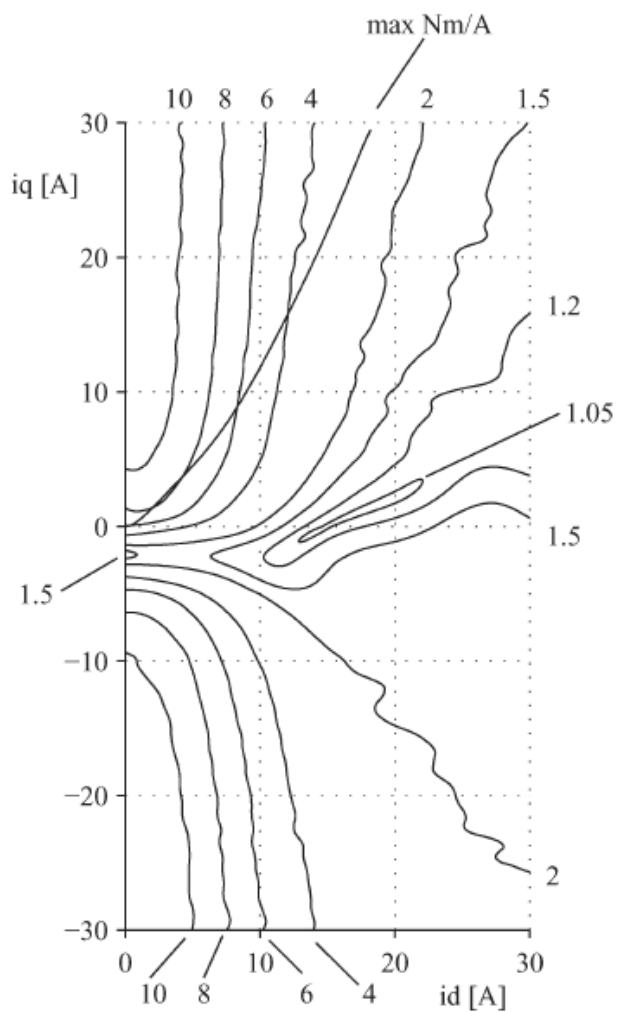


fig.13.9 valori della costante differenziale (α_r) nel piano i_d, i_q

14 - Effetti di non linearità dell'inverter

L'iniezione di segnali vettoriali ad alta frequenza utilizzati per il controllo senza sensori a frequenza zero è un processo che richiede una precisa generazione di tensione. Se, nel controllo della macchina, non vengono considerate le non linearità dell'inverter, si introducono degli errori nella tensione iniettata; essi possono produrre salienze fittizie, vale a dire componenti nel segnale di corrente la cui origine fisica non è una salienza nella macchina e che potrebbe eventualmente causare una modellazione errata delle salienze indotte dalla saturazione.

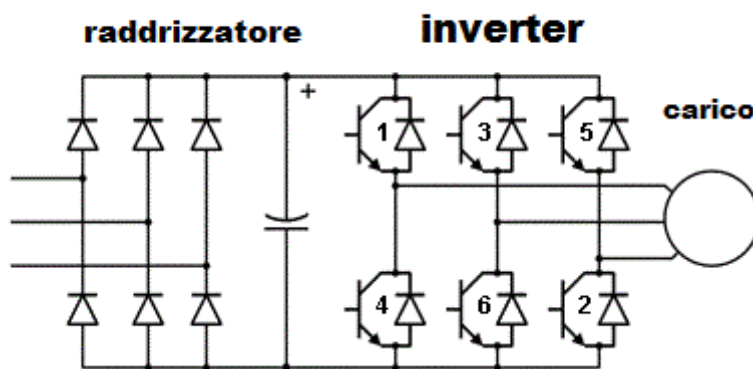


fig.14.1 tipica struttura di collegamento tra la rete e il motore elettrico

L'effetto delle capacità parassite dei dispositivi di potenza è risultato essere il principale contributo alla distorsione del segnale del vettore. Si ritiene che i metodi di compensazione convenzionali non riescano a neutralizzare la distorsione del segnale di vettore in quanto non tengono conto o trascurano l'effetto delle capacità parassite.

Le non linearità dell'inverter sono molteplici:

- il tempo morto, necessario per impedire che il collegamento DC sia cortocircuito quando i due dispositivi di una gamba dell'inverter sono commutati;
- i tempi di accensione e di spegnimento degli IGBT (rispettivamente condurre completamente o bloccare completamente la corrente) ;
- le capacità parassite dei semiconduttori che provocano cambiamenti nella salita e nella discesa della tensione di uscita;

- il bloccaggio della corrente zero che avviene quando una corrente di fase si avvicina allo zero durante il tempo morto;
- cadute di tensione nei semiconduttori.

Tutti questi problemi relativi alla generazione PWM sono stati studiati dal punto di vista della trasmissione di potenza; tuttavia, è ancora necessario una migliore comprensione della loro importanza relativa quando l'iniezione di segnali ad alta frequenza viene utilizzata per rilevare le salienze.

La distorsione del segnale di corrente di sequenza negativa contenente le informazioni sulla posizione del rotore può essere causata da salienze che quindi non possono essere messe a modello o da distorsioni nella tensione ad alta frequenza iniettata. Tale distorsione può causare errori nella posizione stimata. La distorsione del segnale può essere visualizzata nel dominio del tempo quando le correnti di fase attraversano lo zero. Poiché questa distorsione non è stata osservata utilizzando un inverter lineare per alimentare il motore, essa viene attribuita al tempo morto dell'inverter.

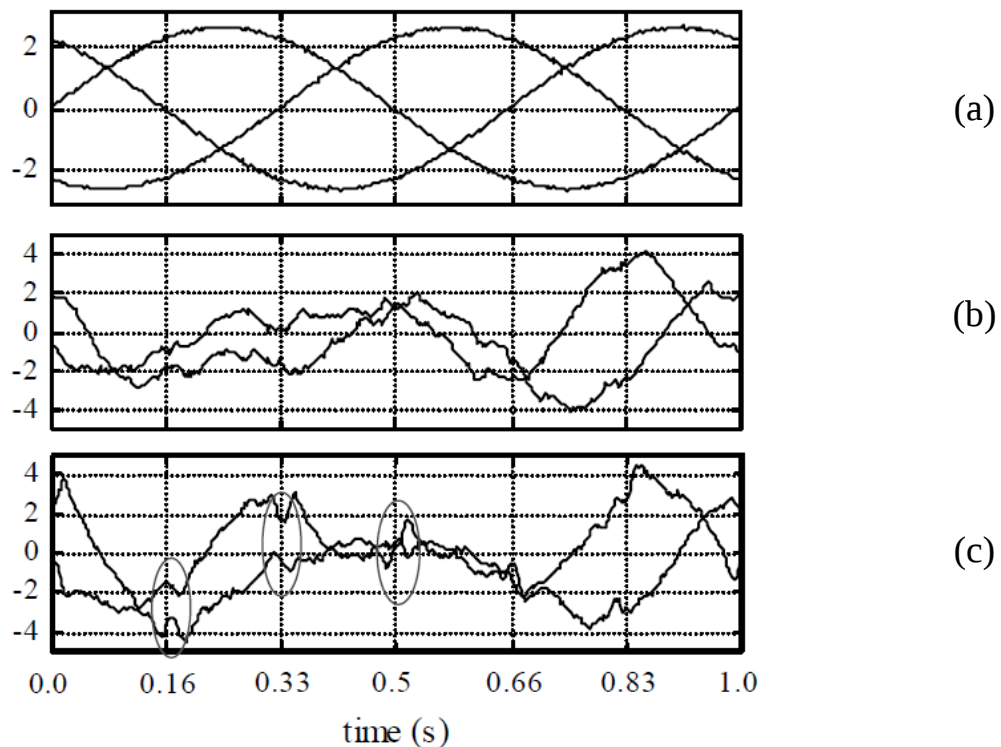


fig.14.2

Fig.14.2a mostra la corrente di fase dopo che il segnale vettore è stato rimosso. Non si osserva alcuna distorsione in queste correnti, anche se non è stata utilizzata alcuna compensazione del tempo morto nei regolatori di

corrente. In *fig.14.2b* e *fig.14.2c* sono mostrati, rispettivamente per $2\mu\text{s}$ e $4\mu\text{s}$ di tempo morto, i segnali vettoriali di sequenza negativa nel sistema di riferimento di corrente. Una distorsione significativa è evidente quando una qualsiasi delle correnti di fase attraversa lo zero. Inoltre, è visibile l'effetto dannoso dell'aumento del tempo morto. Lo stesso effetto è stato osservato misurando la tensione ad alta frequenza e la distorsione è stata osservata nella tensione iniettata, rispetto al valore imposto, ogni volta che la corrente di fase ha attraversato lo zero. “Inverter clamping” è il nome usato per questo tipo di non linearità dell'inverter; è stato attribuito alle variazioni dei tempi di accensione e di spegnimento degli interruttori a bassi livelli di corrente.

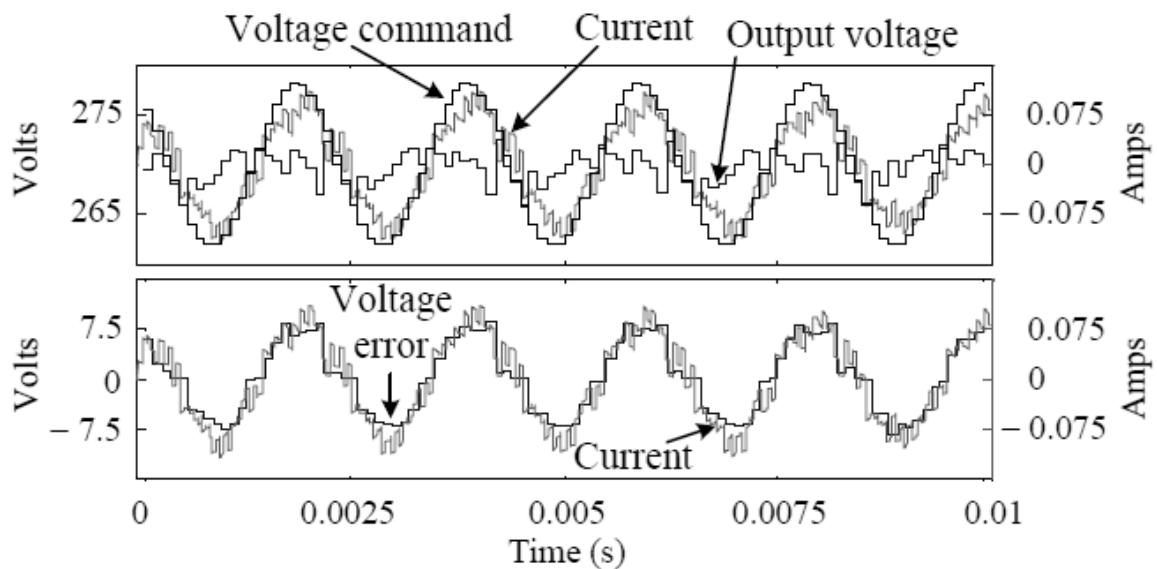


fig.14.3 simulazione con segnale ad alta frequenza iniettato e tempo morto di $2\mu\text{s}$

Distorsione del vettore di tensione ad alta frequenza

Fig.14.3 mostra una forma d'onda simulata delle correnti e delle tensioni quando viene iniettato il vettore di tensione, senza tensione fondamentale. A causa della bassa ampiezza e dell'alta frequenza relativa della tensione di alimentazione iniettata, la corrente ad alta frequenza risultante si trova nell'intervallo della zona 2 di *fig.14.4*. La forma d'onda dell'errore di tensione ha la stessa frequenza ed è in fase con la corrente ad alta frequenza. Quindi, la tensione di uscita è una forma d'onda alla stessa frequenza della tensione imposta, ma con una diversa ampiezza e fase. La frequenza della corrente rimane inalterata, e poiché l'iniezione ad alta frequenza è un ciclo aperto, non vi è distorsione apparente. Va notato anche che in *Fig.14.3* non

viene prodotto alcun “clamping” quando la corrente ad alta frequenza attraversa lo zero.

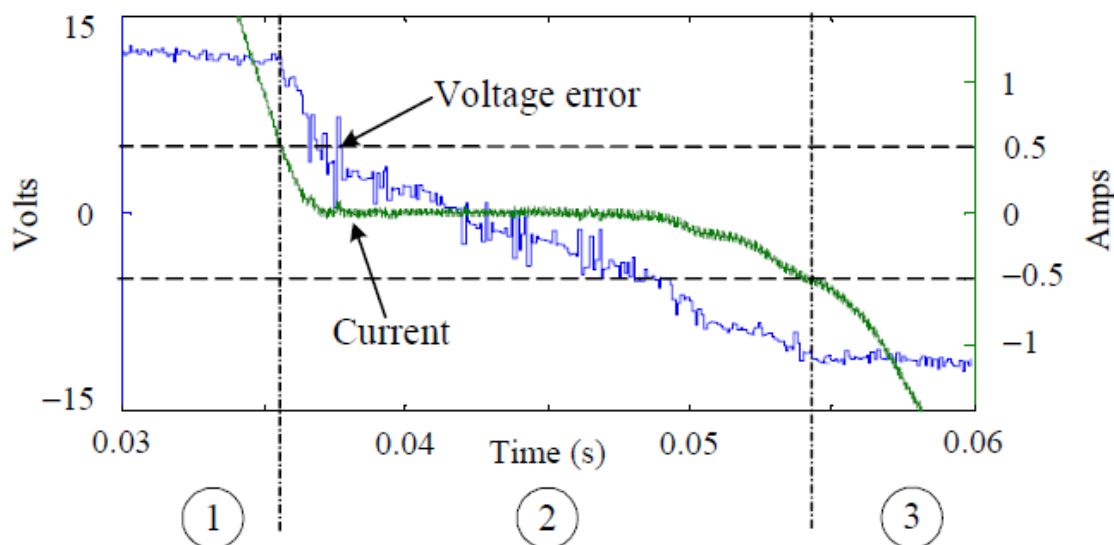


fig.14.4 Effetto del tempo morto; quando lo stato di commutazione di una gamba cambia, deve essere dato un tempo di ritardo all'interruttore inizialmente acceso per spegnere prima che l'altro interruttore sia acceso

Fig.14.5 mostra una simulazione in cui vengono impostate sia la tensione fondamentale che quella vettore. Quando l'ampiezza della corrente è abbastanza grande (all'inizio e alla fine del periodo) l'errore di tensione rimane pressoché costante, viene osservata solo una piccola variazione dovuta al componente resistivo dei semiconduttori. Quando la corrente di fase attraversa la fascia in cui la capacità parassita dei semiconduttori influenza la tensione di uscita, l'errore di tensione viene modulato alla frequenza del segnale di supporto.

La distorsione visualizzata nel segnale vettore viene quindi spiegata come segue. Quando la corrente è abbastanza grande (sopra ai 0,5 A in *fig.14.5*), non vi è alcuna distorsione relativa nella tensione ad alta frequenza. Quando la corrente fondamentale si avvicina a zero, la corrente del segnale vettore viene modulata da un errore di tensione alla frequenza portante, causando una diminuzione della grandezza della corrente portante e una fase di ritardo. I regolatori di corrente, se esistono, annulleranno il clamping della corrente zero rendendola più veloce e quindi la distorsione sarà più breve nel tempo. È evidente che il clamping di corrente appare in *fig.14.5* per la corrente fondamentale, anche se la corrente istantanea continua ad attraversare zero.

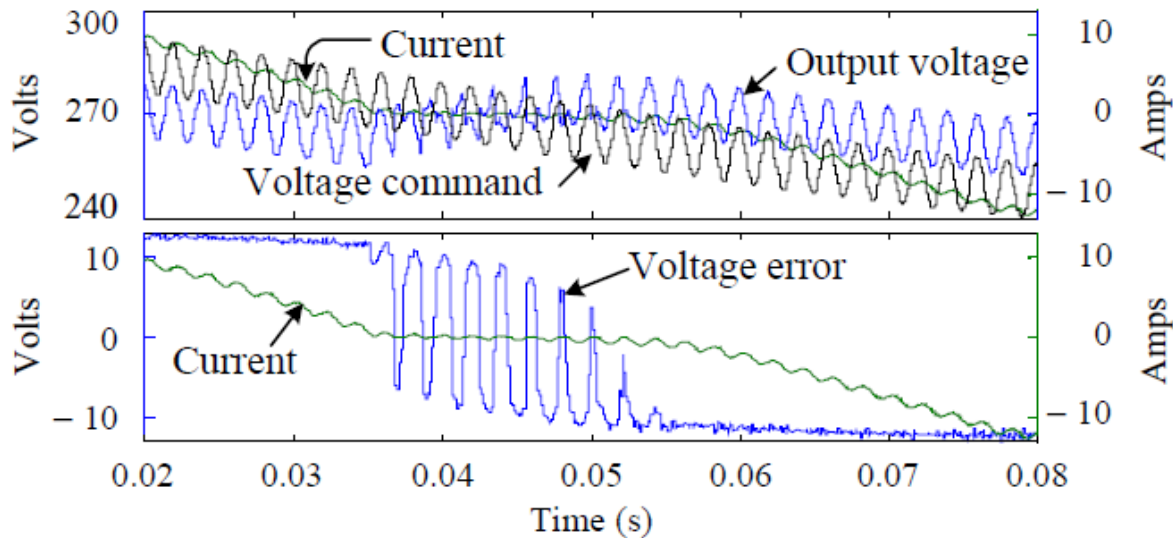


fig.14.5 simulazione con iniezione della tensione fondamentale e ad alta frequenza

Da questa analisi si può concludere che la maggior parte dei metodi convenzionali di compensazione non riesce a impedire che il comportamento non ideale del convertitore provochi una distorsione della tensione ad alta frequenza iniettata quando le correnti di fase sono quasi zero, ad eccezione di quei metodi che tengano conto delle capacità parassitarie per compensare il bloccaggio nelle correnti di fase. Due soluzioni basate su software sono proposte in, *"A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages,"* di J.-W. Choi. Il primo calcola il punto in cui la corrente attraversa lo zero e la tensione della *f.c.e.m.*, calcolando una tensione di compensazione basata sul modello del motore. La seconda soluzione utilizza un modello lineare dell'errore di tensione per compensare la corrente una volta che va oltre un livello di soglia.

Bibliografia

Qiang Gao, Greg M. Asher, Mark Sumner "Implementation of sensorless control of induction machines using only fundamental PWM waveforms of a two-level converter" IET Power Electron., 2013, Vol. 6, Iss. 8, pp. 1575–1582

Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, Kozo Ide, Ikuma Murokita, Kohjiro Sawamura "Physical Understanding of High Frequency Injection Method to Sensorless Drives of an Induction Machine"

Juan M. Guerrero, Michael Leetmaa, Fernando Briz, Antonio Zamarrón, Robert D. Lorenz "Inverter Nonlinearity Effects in High Frequency Signal Injection-Based, Sensorless Control Methods"

Luigi Alberti, Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, and Emanuele Fornasiero "IM Rotor Parameters Analysis with an Intentionally Created Saliency" 2010 IEEE

M. Schroedl, "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the 'INFORM' Method," Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting, pp.270-277, 1996.

Silverio BOLOGNANI, Sandro CALLIGARO, Roberto PETRELLA, Michele STERPELLONE "Sensorless Control for IPMSM using PWM Excitation: Analytical Developments and Implementation Issues" 2011 IEEE

Damiano Mingardi, Nicola Bianchi, Luigi Alberti and Renzo Zeni "Analysis and Test of the Sensorless Capability of Induction Motors With Created Saliency" IEEE transactions on industry applications, vol. 52, no. 3, may/june 2016

Markus A. Vogelsberger, Stefan Grubic, Thomas G. Habetler, and Thomas M. Wolbank, "Using PWM-Induced Transient Excitation and Advanced Signal Processing for Zero-Speed Sensorless Control of AC Machines" IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 1, january 2010

56 Ewald Robeischl, and Manfred Schroedl "Optimized INFORM Measurement Sequence for Sensorless PM Synchronous Motor Drives With Respect to Minimum Current Distortion" IEEE transactions on industry applications, vol. 40, no. 2, march/april 2004

Sandro Calligaro "Alcune tecniche sensor-less per motori sincroni", 2011

Reiko Raute, Cedric Caruana, Cyril Spiteri Staines, Joseph Cilia, Mark Sumner, and Greg M. Asher "Analysis and Compensation of Inverter Nonlinearity Effect on a Sensorless PMSM Drive at Very Low and Zero Speed Operation" IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 12, december 2010

Young-Doo Yoon and Seung-Ki Sul "Sensorless Control for Induction Machines Based on Square-Wave Voltage Injection" IEEE transactions on power electronics, vol. 29, no. 7, july 2014

Paolo Guglielmi, Michele Pastorelli, *Member, IEEE*, and Alfredo Vagati, *Fellow, IEEE* "Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control" IEEE transactions on industry applications, vol. 42, no. 6, november/december 2006

Alfio Consoli, Fabio Russo, Giuseppe Scarcella and Antonio Testa, "Low- and Zero-Speed Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors" IEEE transactions on industry applications, vol. 35, no. 5, september/october 1999

R. Raute, C. Caruana, C. Spiteri Staines, J. Cilia, N. Teske, M. Sumner and G. M. Asher "A review of Sensorless Control in Induction Machines using HF Injection, Test Vectors and PWM harmonics" 2011 IEEE

Jung-Ik Ha, and Seung-Ki Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection" IEEE transactions on industry applications, vol. 35, no. 1, january/february 1999

Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, and Adriano Faggion "A Ringed-Pole SPM Motor for Sensorless Drives – Electromagnetic analysis, prototyping and tests" 2010 IEEE

Young-Doo Yoon, Seung-Ki Sul, Shinya Morimoto, and Kozo Ide "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection" IEEE transactions on industry applications, vol. 47, no. 3, may/june 2011

S. Bolognani, N. Bianchi, and A. Faggion. "Ringed-pole Permanent Magnet Synchronous Motor for Position Sensorless Drives". In Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE '09. IEEE International, San Jos e, CA, USA, September 20–24, 2009.

N. Bianchi, S. Bolognani, Ji-Hoon Jang, and Seung-Ki Sul. Advantages of Inset PM Machines for Zero-speed Sensorless Position Detection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(4):1190–1198, July/August 2008.

Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds" IEEE transactions on industry applications, VOL. 34, NO. 4, JULY/AUGUST 1998

EuiYoung Song, JunHyuk Im, SangIl Kim, and RaeYoung Kim "A Rotor Position Estimation Method in Stationary Reference Frame of High Frequency Rotating Voltage Signal Injection IPMSM Sensorless Control" IEEE, 2015