



UNIVERSITÀ  
POLITECNICA  
DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA E DELL'  
AUTOMAZIONE

---

# Studio e sviluppo del controllo ad orientamento di campo per motori sincroni a magneti permanenti

Study and development of field-oriented control for  
permanent magnet synchronous motors

Candidato:  
**Zagaglia Riccardo**

Relatore:  
**Prof. Ippoliti Gianluca**

Correlatore:  
**Prof. Orlando Giuseppe**

Anno Accademico 2023-2024





UNIVERSITÀ  
POLITECNICA  
DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA E DELL'  
AUTOMAZIONE

---

# Studio e sviluppo del controllo ad orientamento di campo per motori sincroni a magneti permanenti

Study and development of field-oriented control for  
permanent magnet synchronous motors

Candidato:  
**Zagaglia Riccardo**

Relatore:  
**Prof. Ippoliti Gianluca**

Correlatore:  
**Prof. Orlando Giuseppe**

Anno Accademico 2023-2024

---

UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE  
FACOLTÀ DI INGEGNERIA  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA E DELL' AUTOMAZIONE  
Via Brecce Bianche – 60131 Ancona (AN), Italy

*"Forever trusting who we are  
And nothing else matters"*  
Metallica-"Nothing Else Matter"



# Ringraziamenti

Desidero ringraziare il Prof. Ippoliti Gianluca e il Prof. Orlando Giuseppe per aver accettato di supervisionare questo lavoro e per i loro consigli durante il percorso. Il loro contributo ha comunque avuto un ruolo importante nella finalizzazione della mia tesi.

*Ancona, Ottobre 2024*

Zagaglia Riccardo



# Sommario

La presente tesi si propone di studiare e validare sperimentalmente una delle tecniche di controllo più diffuse nel campo dei motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), ovvero il controllo ad orientamento di campo (FOC). Il lavoro è suddiviso in tre parti principali. Nella prima parte, viene fornita una panoramica teorica sui motori PMSM, approfondendo la struttura, il principio di funzionamento e i fondamenti del controllo FOC. Viene illustrata la modellazione matematica del PMSM, utilizzando le trasformazioni di Clark e Park per arrivare al modello nel frame dq. La seconda parte si concentra sull'implementazione pratica del controllo FOC. Viene descritta l'architettura del sistema di controllo, analizzando le principali componenti hardware, tra cui il microcontrollore NXP, gli ADC, l'inverter e i sensori ad effetto Hall. Particolare attenzione è dedicata alla progettazione dei controllori proporzionali-integrali (PI), con un focus sulla tecnica di assegnazione dei poli per la sintesi dei regolatori. Nell'ultima parte, viene affrontata l'applicazione pratica del controllo FOC. Utilizzando un kit di sviluppo NXP composto da un motore PMSM e delle schede di controllo, il comportamento del sistema viene prima simulato tramite MATLAB e Simulink. Il modello simulativo fornito dal plug-in *NXP\_MBDToolbox\_S32K1xx*, utilizzato per implementare il controllo FOC, è stato modificato per includere controllori PI sviluppati tramite script MATLAB, con funzionalità di gestione della saturazione e anti-windup. Le costanti di controllo sono state calcolate utilizzando la tecnica dell'assegnazione dei poli. Dopo aver ottenuto risultati soddisfacenti in fase di simulazione, il modello è stato testato sul motore reale caricando il codice C generato dall'ambiente Simulink sul microcontrollore della scheda. Lo strumento di visualizzazione dati in tempo reale, FreeMASTER, ha consentito di analizzare le differenze rispetto ai risultati della simulazione e di valutare le prestazioni complessive del sistema. Questa tesi offre una comprensione approfondita e pratica del controllo ad orientamento di campo (FOC) per motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), dimostrando l'efficacia della metodologia proposta attraverso risultati sperimentali concreti.



# Indice

<b>1</b>	<b>Fondamenti dei motori PMSM</b>	<b>1</b>
1.1	Struttura e caratteristiche del PMSM . . . . .	1
1.2	Principio di funzionamento del PMSM . . . . .	3
1.3	Vantaggi e svantaggi del PMSM . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Introduzione al controllo FOC</b>	<b>5</b>
2.1	Modellazione matematica del PMSM . . . . .	5
2.1.1	Modello del motore in abc frame . . . . .	5
2.1.2	Trasformate di Clark e Park . . . . .	6
2.1.3	Modello del motore in dq frame . . . . .	8
2.2	Principi del controllo ad orientamento di campo . . . . .	9
2.3	Vantaggi rispetto ad altre tecniche di controllo . . . . .	11
2.4	Confronto con Altre Tecniche di Controllo . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Implementazione del controllo FOC per PMSM</b>	<b>13</b>
3.1	Diagrammi di blocco del controllo FOC . . . . .	13
3.1.1	Struttura di controllo a cascata . . . . .	14
3.2	Architettura del sistema di controllo . . . . .	15
3.2.1	Microcontrollore NXP . . . . .	15
3.2.2	Convertitori analogico-digitale ADC . . . . .	17
3.2.3	Inverter . . . . .	19
3.2.4	Modulazione SVPWM . . . . .	21
3.2.5	Sensori ad effetto Hall . . . . .	23
3.3	Sintesi dei regolatori PI . . . . .	24
3.3.1	Tecnica dell'assegnazione dei poli . . . . .	25
3.3.2	Decoupling delle correnti . . . . .	27
3.3.3	Speed Controller . . . . .	29
3.3.4	Current Controller . . . . .	32
3.3.5	Saturazione e Anti-Windup . . . . .	33
3.3.6	Limitazione bus di tensione . . . . .	35
<b>4</b>	<b>Simulazione e Analisi delle prestazioni</b>	<b>37</b>
4.1	Modello Simulink . . . . .	37
4.2	Matlab Script . . . . .	42
4.3	MatLab function PI . . . . .	45

## *Indice*

4.4	Risultati delle simulazioni . . . . .	47
4.4.1	Controllo velocità . . . . .	47
4.4.2	Controllo correnti . . . . .	48
4.4.3	Tensioni di controllo . . . . .	49
<b>5</b>	<b>Validazione sperimentale</b>	<b>51</b>
5.1	Setup dell'hardware . . . . .	51
5.2	Setup Software . . . . .	53
5.3	Risultati sperimentali . . . . .	55
5.3.1	Analisi differenze dalla simulazione . . . . .	58
5.3.2	Indici di prestazione . . . . .	59
<b>6</b>	<b>Conclusioni e Sviluppi Futuri</b>	<b>63</b>

# Elenco delle figure

1.1	Confronto SPMSM e IPMSM . . . . .	2
1.2	Coppie polari . . . . .	2
1.3	Andamento correnti statoriche . . . . .	3
1.4	Curva coppia di un motore sincrono . . . . .	4
2.1	Trasformazione $abc-\alpha\beta$ . . . . .	7
2.2	Trasformazione $\alpha\beta-dq$ . . . . .	8
2.3	Schema di controllo in cascata . . . . .	9
2.4	Effetto diminuzione $i_d$ . . . . .	10
2.5	Controllo FOC con Setpoint correnti $i_d i_q$ . . . . .	10
3.1	Diagramma a blocchi FOC . . . . .	14
3.2	Esempio controllo in cascata . . . . .	14
3.3	Scheda S32K144EVB . . . . .	16
3.4	Scheda DEVKIT-MOTORGD . . . . .	16
3.5	Convertitore ADC . . . . .	17
3.6	(a) Segnale analogico campionato da un convertitore A/D. (b) Confronto risoluzione 12/16/24 bit. . . . .	18
3.7	Schema elettrico di un inverter IGBT . . . . .	20
3.8	Focus sul blocco SVPWM del FOC . . . . .	21
3.9	Tecnica SVM . . . . .	22
3.10	Segnali di tensione generati dal SVM . . . . .	23
3.11	Controllo PI della corrente statorica $i_d$ utilizzando la feedfor- ward compensation. . . . .	29
3.12	Controllo PI della corrente statorica $i_q$ utilizzando la feedfor- ward compensation. . . . .	29
3.13	Effetto Anti-Windup . . . . .	34
3.14	Vincolo sulle tensioni degli assi $d - q$ . . . . .	35
4.1	Inizializzazione Hardware . . . . .	38
4.2	Schema di controllo . . . . .	38
4.3	Simulazione motore PMSM . . . . .	39
4.4	Segnale di riferimento velocità . . . . .	39
4.5	Controllo di velocità - loop esterno . . . . .	40
4.6	Controllore PI della velocità . . . . .	40
4.7	Schema di controllo delle correnti e segnale PWM . . . . .	41

## Elenco delle figure

4.8	Trasformazioni $abc - \alpha\beta - dq$ . . . . .	41
4.9	Controllo delle correnti - loop interno . . . . .	41
4.10	Controllori PI $I_d - I_q$ . . . . .	42
4.11	Compensazione non lineare $V_d$ . . . . .	42
4.12	Compensazione non lineare $V_q$ . . . . .	42
4.13	Inizializzazione parametri motore . . . . .	43
4.14	Inizializzazione parametri Inverter . . . . .	44
4.15	Calcolo velocità base del motore e conversione parametri in Per-Unit System . . . . .	44
4.16	Calcolo parametri proporzionali-integrali . . . . .	45
4.17	Funzione PI per la velocità . . . . .	46
4.18	Funzione PI per la corrente . . . . .	46
4.19	Grafico della velocità . . . . .	47
4.20	Grafico della posizione . . . . .	48
4.21	Grafico delle correnti $I_{ab}$ . . . . .	48
4.22	Grafico delle correnti $I_{dq}$ . . . . .	49
4.23	Grafico delle tensioni di controllo . . . . .	49
4.24	Grafico segnale SVPWM . . . . .	50
5.1	S32K144 BLDC/PMSM Development Kit . . . . .	52
5.2	Posizione jumpers . . . . .	52
5.3	Posizione potenziometro . . . . .	52
5.4	Ordine delle fasi e collegamento alimentazione . . . . .	53
5.5	Connessione alla scheda . . . . .	54
5.6	Compilazione e caricamento del modello . . . . .	54
5.7	Interfaccia comandi FreeMaster . . . . .	54
5.8	Grafico della velocità . . . . .	56
5.9	Risposta della velocità a variazioni di carico . . . . .	56
5.10	Sequenza attivazione sensori Hall . . . . .	56
5.11	Grafico della posizione angolare . . . . .	56
5.12	grafico delle correnti $I_d I_q$ . . . . .	57
5.13	Zoom grafico delle correnti $I_d I_q$ . . . . .	57
5.14	Risposta delle correnti $I_d I_q$ a variazioni di carico . . . . .	57
5.15	Grafico delle tensioni $V_d V_q$ . . . . .	57
5.16	Grafico del segnale PWM all'avvio . . . . .	58
5.17	Grafico del segnale PWM al variare della velocità . . . . .	58
5.18	Focus forma d'onda del segnale PWM . . . . .	58
5.19	Calcolo degli indici di prestazione . . . . .	60
5.20	Risposta del sistema di partenza . . . . .	61
5.21	Risposta del sistema con parametri calcolati . . . . .	61
5.22	Migliore risposta ottenuta . . . . .	62

# Capitolo 1

## Fondamenti dei motori PMSM

Il capitolo presente si propone di esplorare i fondamenti dei motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), una tecnologia di motori elettrici che ha guadagnato ampio consenso e diffusione grazie alle sue caratteristiche superiori di efficienza e prestazioni. Inizieremo con una panoramica sulla struttura dei motori PMSM, analizzando in dettaglio come i magneti permanenti integrati nel rotore influenzino il design e il comportamento del motore. Successivamente, approfondiremo i principi di funzionamento dei motori sincroni, che rappresentano la base teorica per comprendere il funzionamento specifico dei PMSM. Infine, discuteremo i principali vantaggi e svantaggi dei PMSM, fornendo una valutazione equilibrata delle loro potenzialità e delle sfide che comportano.

### 1.1 Struttura e caratteristiche del PMSM

La struttura generale di un motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) è comune a tutti gli altri tipi di motori elettrici ma presenta alcune caratteristiche di costruzione specifiche [1]. Questo tipo di motore si distingue per l'integrazione di magneti permanenti nel rotore, il che rappresenta una delle principali differenze rispetto ai motori sincroni convenzionali. Le componenti principali del PMSM sono:

- **Statore:** Lo statore di un PMSM è simile a quello di altri motori sincroni ed è costituito da un nucleo laminato, solitamente realizzato in lamierini di acciaio al silicio per ridurre le perdite per correnti parassite, con lo spazio per avvolgimenti trifase. Questi avvolgimenti sono disposti in modo da creare un campo magnetico rotante quando viene applicata una corrente alternata trifase. Le principali caratteristiche dello statore includono:
- **Rotore:** Il rotore del PMSM è il componente che differenzia maggiormente questo tipo di motore dagli altri motori sincroni. Può essere classificato principalmente in due tipi:

## Capitolo 1 Fondamenti dei motori PMSM

- Rotore a magneti permanenti di superficie (SPM): I magneti permanenti sono montati sulla superficie esterna del rotore. Questo tipo di rotore è più semplice da produrre e offre un buon rapporto coppia-inerzia.
- Rotore a magneti permanenti incassati (IPM): I magneti permanenti sono incorporati all'interno del rotore. Questo tipo di rotore offre migliori prestazioni in termini di efficienza e coppia, nonché una maggiore robustezza meccanica.

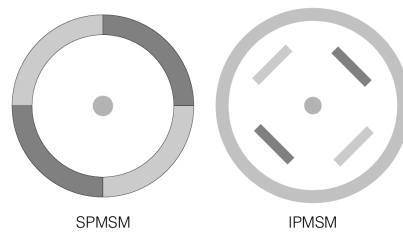


Figura 1.1: Confronto SPMSM e IPMSM

La costruzione del rotore suggerisce il numero di coppie polari ( $p$ ), un parametro fondamentale che determina la velocità sincrona del motore. La velocità sincrona ( $n_s$ ) è data dalla formula [2]:

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad \text{e} \quad \omega_s = \frac{\pi \cdot f}{p} \quad (1.1)$$

dove  $f$  è la frequenza della corrente alternata (Hz). Con un maggior numero di coppie polari si aumenta la densità del campo magnetico, migliorando di conseguenza la coppia prodotta dal motore a discapito della velocità massima raggiungibile.

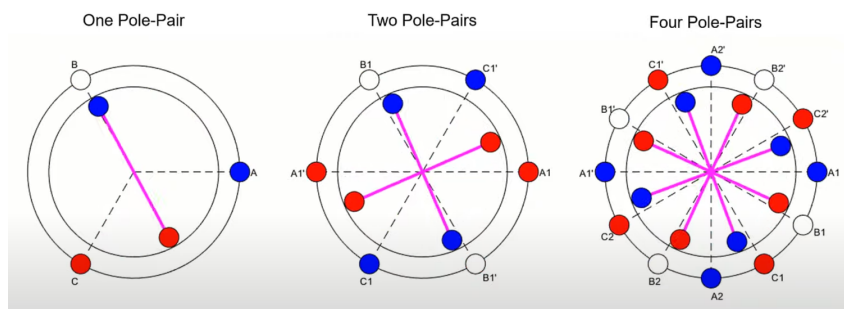


Figura 1.2: Coppie polari

- **Sistema di controllo:** I motori PMSM richiedono un sistema di controllo avanzato per gestire il loro funzionamento. Questo sistema di controllo include:

## 1.2 Principio di funzionamento del PMSM

- Inverter: Converte la corrente continua (DC) in corrente alternata (AC) trifase necessaria per alimentare il motore.
- Sensori di posizione: Come encoder o sensori Hall, per fornire informazioni precise sulla posizione del rotore e permettere il controllo sincrono.
- Controller: Implementa algoritmi di controllo come il controllo vettoriale (Field Oriented Control, FOC) o il controllo diretto della coppia (Direct Torque Control, DTC), che consentono di ottimizzare le prestazioni del motore in termini di coppia, velocità ed efficienza.

## 1.2 Principio di funzionamento del PMSM

La conversione elettromeccanica realizzata dal motore segue il principio dei sistemi elettrodinamici, basato sull'interazione tra i conduttori percorsi da corrente nello statore e i campi magnetici generati dai magneti permanenti presenti nel rotore [3].

Il funzionamento del motore sincrono a magneti permanenti è simile a quello del motore sincrono tradizionale. In questo tipo di motore, il campo magnetico rotante generato nello statore produce una forza elettromotrice alla velocità sincrona, mentre il campo magnetico costante del rotore, creato dai magneti permanenti, genera un flusso magnetico stabile. Quando gli avvolgimenti dello statore vengono alimentati con corrente alternata trifase, si genera un campo magnetico rotante nel traferro. Questo campo magnetico interagisce con i poli salienti del rotore, inducendo una coppia che fa ruotare il rotore alla velocità sincrona.

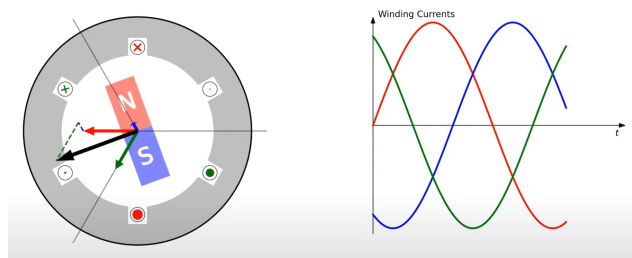


Figura 1.3: Andamento correnti statoriche

La parte complessa è l'avviamento del motore sincrono a causa della sua curva di coppia impulsiva centrata sulla velocità sincrona ( $w_s$ ). Questo implica che il rotore sviluppa coppia motrice solo se gira a questa velocità. Se il motore è fermo, l'applicazione della tensione statorica non è sufficiente per avviarlo, poiché il rotore non produce coppia.

I motori sincroni a magneti permanenti, non essendo autoavvianti, richiedono un'alimentazione a frequenza variabile controllata elettronicamente, ad

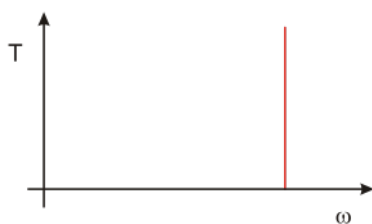


Figura 1.4: Curva coppia di un motore sincrono

esempio tramite un inverter. Durante la fase di avvio, variando la frequenza di alimentazione degli avvolgimenti statorici, si genera un campo magnetico rotante nello statore che inizialmente ruota a una velocità bassa. Questo permette al campo magnetico costante del rotore di allinearsi con esso. Man mano che la frequenza di alimentazione aumenta, la velocità del campo magnetico rotante nello statore cresce, e di conseguenza il rotore accelera per mantenere la sincronizzazione con il campo rotante. Altrimenti, esistono motori PMSM dotati di un rotore a gabbia di scoiattolo, che consente loro di comportarsi in modo asincrono durante l'avviamento e successivamente passare alla modalità sincrona una volta raggiunta la velocità.

### 1.3 Vantaggi e svantaggi del PMSM

I motori sincroni a magneti permanenti (PMSM) sono noti per la loro alta efficienza energetica, principalmente grazie all'assenza di perdite per slittamento [4], che invece caratterizzano i motori asincroni. Questa caratteristica riduce anche la perdita di calore, contribuendo a una maggiore efficienza complessiva. Inoltre, i PMSM offrono un eccellente rapporto peso-potenza grazie all'uso di materiali di alta qualità, mantenendo dimensioni compatte. La loro manutenzione è ridotta, poiché non utilizzano contatti striscianti e spazzole, il che aumenta l'affidabilità e la durata operativa del motore.

Tuttavia, i motori PMSM possono comportare costi elevati, principalmente a causa del prezzo dei magneti permanenti, che devono soddisfare specifiche caratteristiche fisiche e prestazioni elevate. Questi motori sono anche particolarmente sensibili ai cambiamenti ambientali: variazioni di temperatura e campi magnetici esterni possono influenzare le loro prestazioni e durata. Inoltre, i PMSM richiedono un controllo elettronico avanzato, inclusi sensori di posizione e inverter, per garantire il corretto funzionamento.

In sintesi, i motori PMSM sono particolarmente vantaggiosi per applicazioni che richiedono alta efficienza e precisione. Tuttavia, i costi iniziali elevati e la maggiore complessità nella gestione e nell'avviamento possono rappresentare degli svantaggi.

# Capitolo 2

## Introduzione al controllo FOC

Il controllo ad orientamento di campo (FOC, Field Oriented Control), conosciuto anche come controllo vettoriale è una tecnica avanzata per la gestione di motori elettrici AC, come i motori sincroni a magneti permanenti (PMSM). Mediante opportune trasformazioni matematiche, le correnti statoriche vengono convertite in componenti dirette (d) e di quadratura (q), semplificando il controllo, emulando il comportamento di un motore in DC. Attraverso un controllo indipendente di queste componenti, il FOC consente una regolazione precisa della coppia e della velocità del motore.

Questo capitolo esplora il modello matematico di un motore PMSM ed i principi teorici della tecnica di controllo evidenziandone i vantaggi e le potenzialità.

### 2.1 Modellazione matematica del PMSM

Un modello matematico del motore è necessario per applicare l'algoritmo FOC in un processore digitale, in modo che possa prevedere la tensione richiesta per mantenere l'asse q allineato perpendicolarmente all'asse d, basandosi sulla velocità attuale e sulla misurazione della corrente di fase. Il modello matematico generale a 3 fasi è piuttosto complesso da implementare in un processore digitale. Le sezioni seguenti forniscono le equazioni del motore e un modello semplificato da implementare in un microcontrollore.

#### 2.1.1 Modello del motore in abc frame

Dal punto di vista dello statore, un motore è semplicemente un sistema trifase bilanciato, le equazioni delle tensioni statoriche del PMSM nel sistema di coordinate trifase possono essere espresse come [5]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_a}{dt} \\ \frac{d\lambda_b}{dt} \\ \frac{d\lambda_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Dove:

## Capitolo 2 Introduzione al controllo FOC

- $v_a, v_b, v_c$  sono le tensioni statoriche delle fasi a, b e c.
- $i_a, i_b, i_c$  sono le correnti statoriche delle fasi a, b e c.
- $R_s$  è la resistenza degli avvolgimenti statorici.
- $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$  sono i flussi concatenati con le fasi a, b e c.

I flussi concatenati sono dati dalle seguenti equazioni [6]:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta_e) \\ \lambda_m \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_m \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Dove:

- $L_s$  è l'induttanza degli avvolgimenti statorici.
- $\lambda_m$  è il flusso del magnete permanente.
- $\theta_e$  è l'angolo elettrico del rotore.

Quindi l'equazione (2.1) può essere riscritta come:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta_e) \\ \lambda_m \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_m \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right) \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Trasformate di Clark e Park

Come indicato in precedenza, il controllo di un motore elettrico risulta più complesso quando si utilizza il modello matematico espresso nel sistema di coordinate trifase. Per semplificare il controllo, le equazioni vengono riscritte utilizzando le trasformate di Clark e Park. Queste trasformazioni convertono il modello trifase in un sistema di coordinate a due dimensioni, riducendo così la complessità e facilitando l'analisi e il controllo del motore.

Partendo da un sistema trifase bilanciato espresso come [7]:

$$x_a = A \cos(\omega t + \phi) \quad (2.4)$$

$$x_b = A \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.5)$$

$$x_c = A \cos\left(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

Per un sistema bilanciato, vale la seguente relazione:

$$x_a + x_b + x_c = 0$$

## 2.1 Modellazione matematica del PMSM

Dove  $x_a$ ,  $x_b$ , e  $x_c$  possono rappresentare tensioni, correnti o flussi magnetici. Il sistema trifase viene inizialmente semplificato applicando la Trasformazione di Clarke, denominata così in onore dell'inventore Edith Clarke [8].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

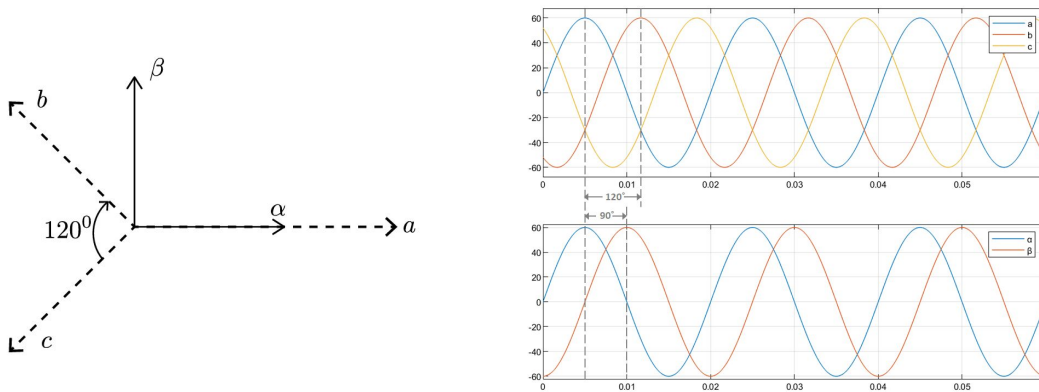


Figura 2.1: Trasformazione abc- $\alpha\beta$

Anche se il sistema è stato ridotto a due fasi, il sistema di riferimento rimane stazionario. Questa rappresentazione a due fasi del modello trifase viene vista dal punto di vista dello statore. Tuttavia, per semplificare ulteriormente le equazioni, è necessario trasformarle in un sistema di coordinate rotanti, che rappresenta la prospettiva del rotore. Questa trasformazione, conosciuta come Trasformazione di Park, consente di analizzare il sistema dal punto di vista del rotore, rendendo le equazioni più gestibili e facilitando i calcoli.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Notiamo in 2.1 che utilizzando la trasformazione di Clarke, le correnti trifase vengono inizialmente convertite in componenti  $\alpha - \beta$  (un sistema di coordinate bidimensionale stazionario). Successivamente, la trasformazione di Park ruota questo sistema  $\alpha - \beta$  in un sistema di coordinate dq rotante 2.2, allineato con il campo magnetico del rotore. Questo processo trasforma le correnti sinusoidali oscillanti in correnti costanti, facilitando l'analisi e il controllo del motore.

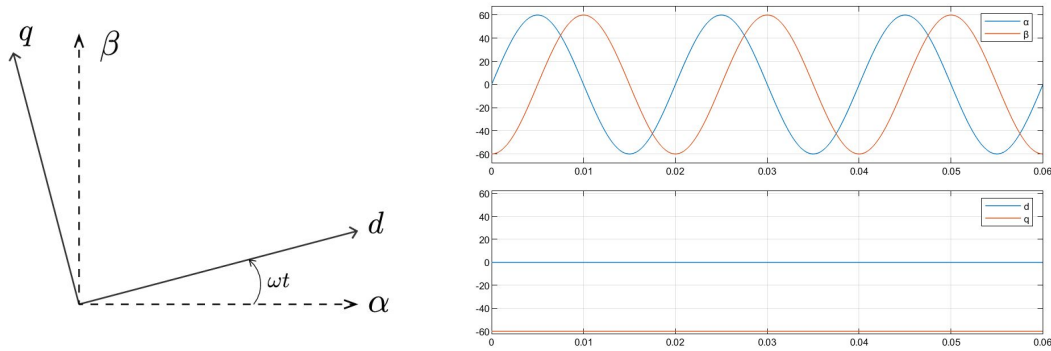


Figura 2.2: Trasformazione  $\alpha\beta$ -dq

### 2.1.3 Modello del motore in dq frame

Grazie alle trasformate di Clark e Park è possibile scrivere il modello matematico del PMSM nel sistema di riferimento dq [9]:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (2.9)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \lambda_f) \quad (2.10)$$

Equivalentemente le equazioni delle correnti sono espresse come:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d(t) - R_s i_d(t) + \omega_e(t) L_q i_q(t)) \quad (2.11)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q(t) - R_s i_q(t) - \omega_e(t) L_d i_d(t) - \omega_e(t) \lambda_f) \quad (2.12)$$

La coppia elettromagnetica  $T_e$  prodotta dal PMSM può essere espressa come:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.13)$$

La dinamica della velocità angolare del PMSM è descritta dall'equazione:

$$\frac{d\omega_e(t)}{dt} = \frac{Z_p}{J_m} \left( T_e(t) - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e(t) - T_L \right) \quad (2.14)$$

Dove:

- $v_d$  e  $v_q$  sono le componenti delle tensioni statoriche nel frame dq,

## 2.2 Principi del controllo ad orientamento di campo

- $i_d$  e  $i_q$  sono le componenti delle correnti statoriche nel frame dq,
- $R_s$  è la resistenza del circuito statorico,
- $L_d$  e  $L_q$  sono le induttanze lungo gli assi d e q rispettivamente,
- $\omega_r$  è la velocità angolare del rotore,
- $\lambda_f$  è il flusso magnetico legato ai magneti permanenti.
- $p$  è il numero di coppie polari del motore.
- $J$  è il momento d'inerzia del rotore,
- $B$  è il coefficiente di attrito viscoso,
- $T_L$  è la coppia di carico applicata.

## 2.2 Principi del controllo ad orientamento di campo

In questa tesi verrà trattata una delle due principali modalità di controllo offerte dal Field Oriented Control (FOC), ossia il controllo della velocità. È importante notare che la struttura e i principi sono simili anche per il controllo della coppia, in cui il sistema di controllo del motore segue un riferimento di coppia.

Per realizzare il controllo della velocità del motore, il FOC utilizza un controllo vettoriale ad anello chiuso doppio. In questo schema, la velocità viene utilizzata come variabile di controllo per l'anello esterno, mentre le correnti nelle coordinate rotazionali dq servono come variabili di controllo per l'anello interno. Questo approccio prevede l'uso di controllori Proporzionali-Integrativi (PI) configurati in cascata, che verranno spiegati in dettaglio nei capitoli successivi.

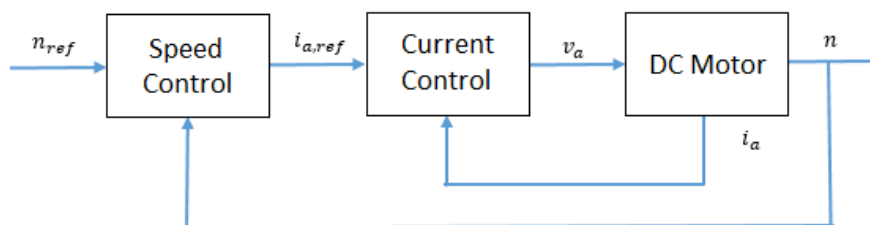


Figura 2.3: Schema di controllo in cascata

La coppia prodotta dal motore è direttamente proporzionale alla corrente  $i_q$ , come descritto dall'equazione (2.13). Poiché il rotore, grazie ai magneti permanenti, genera un flusso costante, non è necessario produrre ulteriore

flusso mediante la corrente  $i_d$ , che può essere mantenuta a zero. Questo approccio riduce le perdite dello statore e migliora l'efficienza complessiva del motore.

Il principale obiettivo del controllo FOC è mantenere ortogonali i vettori del flusso magnetico rotorico e statorico, il che consente di sviluppare la massima coppia possibile [10]. In altre parole, il flusso magnetico prodotto dallo statore e quello del rotore devono essere perpendicolari tra loro per garantire la massima efficienza operativa.

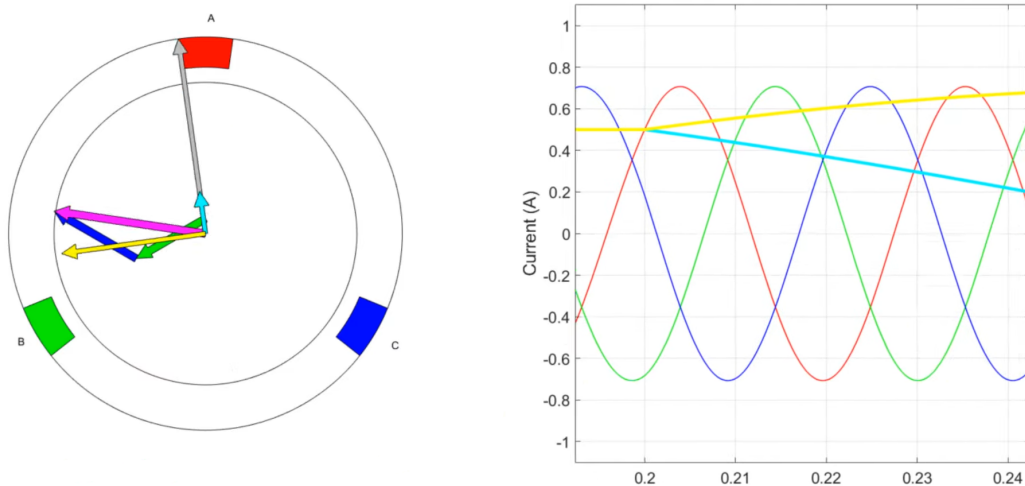


Figura 2.4: Effetto diminuzione  $i_d$

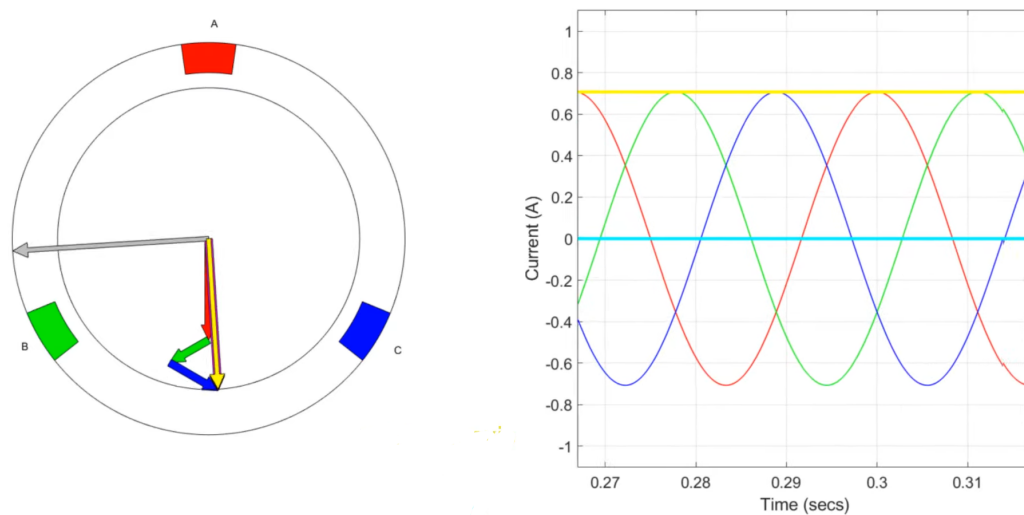


Figura 2.5: Controllo FOC con Setpoint correnti  $i_d i_q$

### 2.3 Vantaggi rispetto ad altre tecniche di controllo

Una volta controllate le due correnti tramite controllori Proporzionali-Integrativi (PI), uno per ciascuna corrente, questi restituiscono valori di riferimento della tensione nel sistema di riferimento dq. Tali valori vengono successivamente convertiti nel sistema di riferimento trifase attraverso le trasformazioni inverse di Park e Clark. Utilizzando la modulazione vettoriale di spazio (SVM, Space Vector Modulation), queste tensioni vengono trasformate in impulsi che servono per comandare l'inverter, il quale, a sua volta, gestirà il motore sincrono a magneti permanenti (PMSM). utilizzando sensori di velocità, montati all'uscita del motore, si misura la velocità di rotazione  $\omega_m$  e si determina l'angolo di posizione del rotore  $\theta$ , che viene poi utilizzato come ingresso nella matrice di trasformazione di Park.

Nel capitolo 3 verrà illustrato lo schema a blocchi del controllo FOC, con un'analisi dettagliata delle sue componenti e delle loro interazioni, per offrire una comprensione approfondita del funzionamento del controllo della velocità con FOC.

## 2.3 Vantaggi rispetto ad altre tecniche di controllo

Il controllo a campo orientato (FOC) offre diversi vantaggi significativi per i motori sincroni a magneti permanenti (PMSM):

- **Prestazioni ottimali:** Il FOC consente una gestione precisa della coppia e della velocità, grazie alla separazione dei componenti di coppia e flusso. Questo migliora la dinamica del motore e la sua risposta ai cambiamenti di carico.
- **Maggiore efficienza:** Ottimizzando il flusso magnetico in base alle condizioni operative, il FOC riduce le perdite energetiche e aumenta l'efficienza del motore rispetto ad altre tecniche di controllo.
- **Regolazione fine:** La capacità di orientare il campo magnetico permette una regolazione più fine e una risposta più stabile, particolarmente vantaggiosa in applicazioni che richiedono alta precisione, come nei veicoli elettrici e nelle applicazioni industriali.
- **Riduzione di rumore e vibrazioni:** Il FOC riduce le vibrazioni e il rumore del motore grazie a un controllo più uniforme e meno pulsante della corrente, rispetto a tecniche come il controllo a commutazione trapezoidale. La riduzione delle oscillazioni di coppia si traduce in una rotazione più fluida del motore. Infine, il funzionamento più regolare del motore riduce l'usura dei cuscinetti, con conseguente aumento della durata e dell'affidabilità.

## 2.4 Confronto con Altre Tecniche di Controllo

Mettendo brevemente a confronto il FOC con altre tecniche comuni di controllo dei motori, si possono fare diverse considerazioni:

- **Controllo a Commutazione Trapezoidale:** Questa tecnica è più semplice e meno costosa da implementare, ma offre prestazioni inferiori in termini di efficienza e controllo della coppia. È meno adatta per applicazioni che richiedono alta precisione a causa di vibrazioni e rumore più elevati.
- **Controllo a Commutazione Sinusoidale:** Anche se offre una riduzione del rumore e delle vibrazioni migliore rispetto al trapezoidale, il controllo sinusoidale non raggiunge il livello di precisione e efficienza del FOC. Inoltre, non separa il controllo della coppia dal controllo del flusso, come fa il FOC.
- **Controllo V/f (Vollaggio/Frequenza):** Questo metodo è uno dei più semplici e utilizzati, ma è meno preciso e meno efficiente rispetto al FOC. Non è in grado di gestire in modo ottimale le variazioni di carico e non offre il controllo fine necessario per applicazioni avanzate.
- **Controllo diretto della coppia (DTC):** Il DTC è noto per la sua capacità di fornire una risposta molto rapida e un controllo preciso della coppia. Tuttavia, il FOC presenta alcuni vantaggi significativi rispetto al DTC offrendo un controllo più fluido e stabile, che riduce il rischio di oscillazioni. Inoltre, il DTC risulta più brusco nella risposta e richiede un algoritmo sofisticato di stima dello stato e il controllo diretto della coppia, il che lo rende più difficile da implementare e gestire.

## Capitolo 3

# Implementazione del controllo FOC per PMSM

Questo capitolo si propone di fornire una panoramica completa dei principali aspetti e delle tecniche utilizzate nella realizzazione di un sistema di controllo FOC per PMSM, evidenziando le componenti fondamentali e le strategie adottate.

Inizieremo con l'analisi dei diagrammi di blocco del controllo FOC, che offrono una rappresentazione visiva chiara e dettagliata dei vari stadi del sistema di controllo.

Successivamente, ci concentreremo sull'architettura del sistema, esaminando in dettaglio i principali componenti e le loro interazioni. Questa sezione offrirà una panoramica sulle scelte progettuali e sulle tecnologie impiegate, inclusi i microcontrollori, gli inverter, e le tecniche di modulazione e rilevamento che costituiscono la base del sistema di controllo FOC.

Infine, discuteremo la sintesi dei regolatori PI (Proporzionale-Integrale), che sono fondamentali per il controllo preciso e stabile del motore. Verranno esplorati i principi di progettazione e le metodologie per la regolazione dei parametri dei regolatori PI, nonché le tecniche di tuning che assicurano un comportamento ottimale del sistema di controllo.

### 3.1 Diagrammi di blocco del controllo FOC

Iniziamo fornendo un quadro generale alla struttura del FOC mostrando in figura 3.1 come si compone il diagramma a blocchi [11].

La struttura del controllo ad orientamento di campo (FOC) per un motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) si articola su due principali loop di controllo: il current-loop e lo speed-loop. Questi loop sono configurati in una struttura di controllo a cascata utilizzando regolatori PI, che permettono di gestire il motore PMSM attraverso un inverter e la tecnica di modulazione vettoriale di spazio (SVM, Space Vector Modulation).

Le correnti sono misurate tramite convertitori analogico-digitali (ADC) presenti nella scheda madre del microcontrollore, dove viene implementato

### Capitolo 3 Implementazione del controllo FOC per PMSM

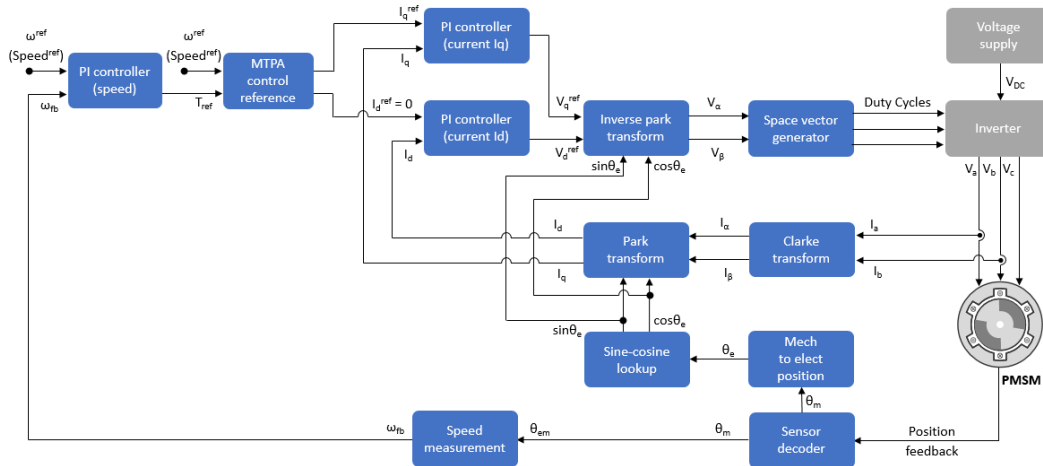


Figura 3.1: Diagramma a blocchi FOC

il controllo FOC. La posizione del rotore è rilevata mediante sensori ad effetto Hall. Le misurazioni ottenute vengono poi elaborate attraverso operazioni matematiche che chiudono il rispettivo loop, creando un sistema di retroazione efficace.

#### 3.1.1 Struttura di controllo a cascata

La Figura 3.2 mostra una struttura di controllo a retroazione a cascata, che rappresenta i sistemi di controllo utilizzati nei motori elettrici. Il controller dell'anello interno C1 (detto anche controller secondario) serve a controllare Plant1 (impianto secondario), dove il segnale di riferimento è il segnale di corrente desiderato  $U_1^*(s)$ , che è anche il segnale di controllo generato dal controller dell'anello esterno. Per il sistema di controllo a cascata, l'obiettivo principale è controllare Plant2 (impianto primario) con un controller PI o PID, a seconda della complessità di Plant2.

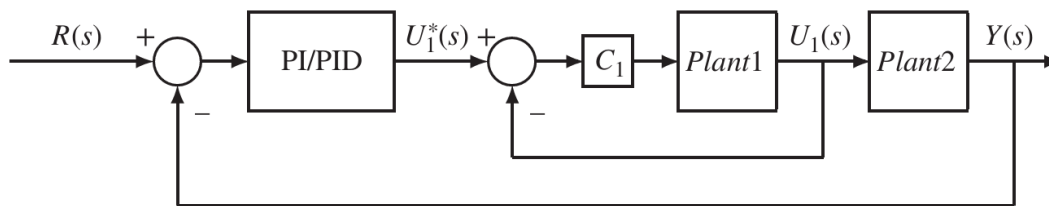


Figura 3.2: Esempio controllo in cascata

Nel nostro caso l'obiettivo primario è il controllo della velocità angolare del motore PMSM, mentre l'obiettivo secondario è la regolazione del flusso di corrente. Questa struttura viene ampiamente utilizzata nella maggior parte dei motori AC industriali per il controllo di velocità o posizione, il successo di questa tecnica sta nella grande differenza tra le costanti di

## 3.2 Architettura del sistema di controllo

tempo del loop interno ed esterno. Ad esempio, il tempo di risposta della corrente è molto più veloce di quello della velocità di un motore, solitamente di un ordine di grandezza. Un sistema di controllo a cascata semplifica la progettazione del sistema di controllo suddividendo un impianto complesso in due sottosistemi, generalmente di primo o secondo ordine. Questa suddivisione consente di progettare separatamente ed efficacemente i controller PI e PID, sfruttando la grande differenza tra le costanti di tempo dei sottosistemi. Inoltre, la struttura a cascata permette una gestione efficace delle non linearità dei sistemi di corrente tramite un controllo a retroazione ad alto guadagno. Questo tipo di controllo aiuta anche a gestire le variazioni dei parametri nei sistemi di corrente, come la resistenza e l'induttanza, riducendo l'impatto delle loro variazioni sulla regolazione della corrente. La protezione contro le sovracorrenti è facilitata dalla struttura a cascata, che permette di implementare facilmente i limiti del segnale di corrente con un meccanismo anti-windup. Infine, la progettazione a cascata riduce il costo computazionale, poiché il sistema di controllo della corrente ad anello interno ha una larghezza di banda molto maggiore rispetto a quella dell'anello esterno, permettendo una doppia frequenza di campionamento e quindi una riduzione del costo computazionale per l'intero sistema di controllo.

## 3.2 Architettura del sistema di controllo

Il sistema di controllo si basa su diverse componenti critiche, ognuna delle quali svolge un ruolo essenziale nel garantire precisione e efficienza. La prima parte di questa sezione è dedicata all'analisi del microcontrollore NXP, che funge da cervello del sistema, con un approfondimento sui suoi convertitori analogico-digitali (ADC) che permettono la trasformazione dei segnali analogici in dati digitali elaborabili. Successivamente, viene esaminato l'inverter, un componente cruciale per la conversione dell'energia, e il ruolo della modulazione SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), una tecnica avanzata che ottimizza il controllo dell'inverter. Infine, la sezione esplorerà l'utilizzo dei sensori Hall, che forniscono informazioni preziose sullo stato e la posizione dei componenti del sistema.

### 3.2.1 Microcontrollore NXP

Per implementare un controller FOC, è necessario utilizzare un microcontrollore che soddisfi le seguenti specifiche:

- ADC veloci
- Moduli per la generazione di segnali PWM

### Capitolo 3 Implementazione del controllo FOC per PMSM

- Unità matematica per l'elaborazione dei dati
- Modulo per il sincronismo dei segnali

Il microcontrollore NXP S32K144 utilizzato in questa tesi è una scelta eccellente che rispecchia tutte le caratteristiche richieste, basato su un core ARM Cortex-M4 a 32 bit, completo di un'unità di calcolo in virgola mobile (FPU), che fornisce le capacità di elaborazione necessarie per gestire i complessi calcoli richiesti dal controllo FOC [12]. Con una frequenza di clock che può raggiungere i 144 MHz, il microcontrollore è in grado di eseguire operazioni di controllo in tempo reale con elevata velocità e precisione, assicurando una risposta rapida e accurata agli stimoli del sistema.

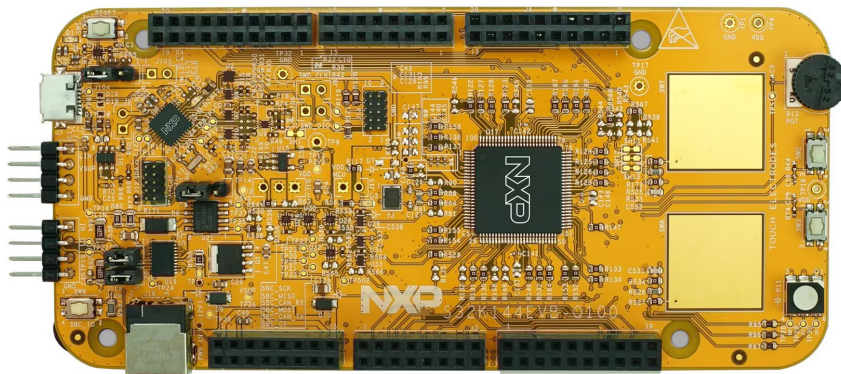


Figura 3.3: Scheda S32K144EVB

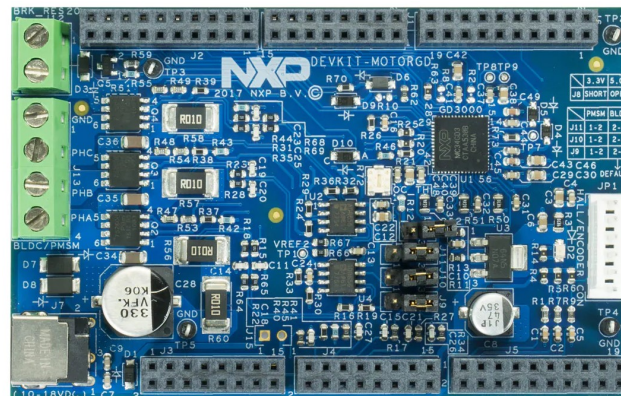


Figura 3.4: Scheda DEVKIT-MOTORGD

Per quanto riguarda la gestione dei segnali analogici, il microcontrollore è equipaggiato con un convertitore analogico-digitale (ADC) a 12 bit, capace di campionare i segnali con una risoluzione sufficiente a garantire misurazioni precise di corrente e tensione. Il NXP S32K144 dispone anche di moduli PWM (Pulse Width Modulation) avanzati, che sono essenziali per generare i segnali di controllo dell'inverter. I moduli PWM del microcontrollore possono operare a frequenze elevate e con risoluzioni fini, permettendo un controllo

### 3.2 Architettura del sistema di controllo

preciso del ciclo di lavoro.. La presenza di timer ad alta precisione, sia a 16-bit che a 32-bit, è un'altra caratteristica fondamentale. I timer vengono utilizzati per misurare e gestire i periodi di tempo, sincronizzare i segnali PWM e gestire il campionamento dei segnali. La loro alta risoluzione e precisione contribuiscono a garantire che le operazioni di controllo siano eseguite senza ritardi significativi, supportando così un controllo efficiente e stabile del motore. Inoltre, il microcontrollore è dotato di interfacce di comunicazione avanzate, tra cui CAN e UART, che sono essenziali per la comunicazione con altri dispositivi e sensori del sistema. L'interfaccia CAN è particolarmente utile per la comunicazione robusta e affidabile in ambienti industriali, mentre le interfacce UART possono essere utilizzate per la comunicazione seriale con altri moduli e dispositivi. La capacità di gestire le interruzioni in modo efficiente consente al microcontrollore di rispondere prontamente ai cambiamenti nei segnali di feedback e alle condizioni di errore, garantendo così una gestione accurata e tempestiva del controllo motore. Inoltre, la memoria Flash da 512 KB e la SRAM da 128 KB offrono ampio spazio per memorizzare il firmware, gli algoritmi di controllo e le variabili temporanee, facilitando l'implementazione di algoritmi complessi come quelli necessari per il controllo FOC.

#### 3.2.2 Convertitori analogico-digitale ADC

Un convertitore analogico-digitale (ADC) è un dispositivo elettronico che svolge un ruolo cruciale nella conversione di segnali analogici, cioè segnali che variano continuamente come tensioni o correnti, in segnali digitali, che possono essere elaborati da un microcontrollore o da un computer. Questo processo di conversione consente ai sistemi digitali di monitorare e controllare vari parametri fisici mediante rappresentazioni numeriche.

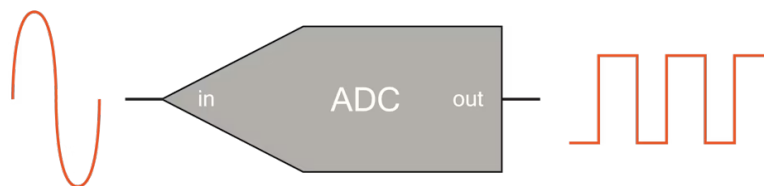


Figura 3.5: Convertitore ADC

Il funzionamento di un ADC può essere suddiviso in tre fasi principali: campionamento, quantizzazione e codifica. Durante la fase di campionamento, l'ADC acquisisce il valore del segnale analogico a intervalli di tempo regolari. Successivamente, nella fase di quantizzazione, il valore campionato viene convertito in un valore digitale, basato su una scala discreta determi-

nata dalla risoluzione dell'ADC. Infine, il valore quantizzato viene codificato in una rappresentazione binaria, che può essere interpretata dai circuiti digitali. Nel contesto dei motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), gli ADC sono utilizzati per monitorare e controllare vari parametri elettrici e meccanici critici. Questi motori richiedono un controllo preciso delle correnti e delle tensioni per funzionare in modo ottimale. Gli ADC sono impiegati per misurare la corrente che scorre attraverso ciascun avvolgimento dello statore del motore. Le correnti dello statore sono monitorate utilizzando sensori di corrente, come resistori di shunt o sensori ad effetto Hall, che producono una tensione proporzionale alla corrente. L'ADC converte questa tensione in un valore digitale, che viene poi elaborato dal sistema di controllo del motore. I dati ottenuti dalle misurazioni delle correnti e delle tensioni sono utilizzati per determinare la velocità e la coppia del motore, che sono fondamentali per un funzionamento efficiente. Questi valori sono quindi utilizzati per regolare la tensione e la corrente applicate al motore, al fine di ottenere le prestazioni desiderate.

Parametri fondamentali sono i tempi di campionamento e la risoluzione i quali influenzano la precisione e la tempestività delle misurazioni. Inoltre, gli ADC possono generare interrupt quando una conversione è completata, permettendo al sistema di eseguire operazioni di controllo basate sui dati ottenuti.

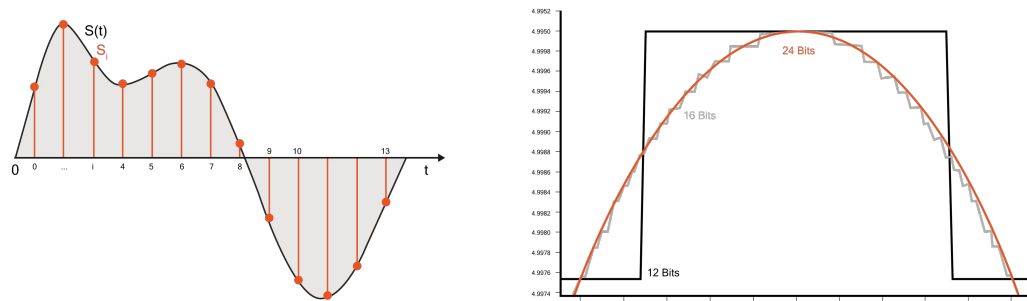


Figura 3.6: (a) Segnale analogico campionato da un convertitore A/D. (b) Confronto risoluzione 12/16/24 bit.

Il dispositivo S32K144 dispone di due convertitori analogico-digitali (ADC) a 12 bit. Questi sono ADC a 32 canali multiplexati con approssimazione successiva (SAR, Successive Approximation Register) e dispongono di 16 registri di risultati. Entrambe le istanze degli ADC vengono attivate indipendentemente da due PDB (Programmable Delay Block). I canali ADC vengono campionati nell'ordine definito dai pre-trigger dei PDB. Quando viene asserted il primo pre-trigger, il relativo blocco del pre-trigger diventa attivo aspettando il flag di completamento della conversione (COCO) generato dal corrispondente canale ADC. Questa sequenza viene ripetuta per ciascuna

coppia di pre-trigger PDB e canale ADC. La sorgente di clock del modulo ADC è derivata dalla frequenza del clock di sistema, ulteriormente divisa per 2, risultando in una frequenza di alimentazione di 40 MHz. Per combinare un'alta risoluzione di conversione e un breve tempo di conversione, nella scheda di configurazione del convertitore in Processor Expert, viene imposta una modalità di risoluzione a 12 bit con un tempo di campionamento di 12 cicli di clock.

### 3.2.3 Inverter

Un inverter trifase è un dispositivo elettronico di potenza che converte la corrente continua (DC) in corrente alternata (AC) trifase. Viene utilizzato principalmente per controllare la velocità e la coppia dei motori elettrici AC, nonché per applicazioni in sistemi di energia rinnovabile, come impianti fotovoltaici e turbine eoliche. Il controllo degli interruttori a semiconduttore rappresenta il metodo più efficiente e conveniente per la gestione dei convertitori di potenza e dei motori elettrici. Questi interruttori fungono da attuatori all'interno dei sistemi di controllo, dove i segnali di controllo manipolati sotto forma di tensioni trifase vengono realizzati mediante l'accensione e lo spegnimento degli interruttori stessi.

A seconda delle applicazioni, sono stati sviluppati vari dispositivi elettronici di potenza, caratterizzati da differenti tipi di interruttori a semiconduttore, topologie costruttive e concetti. La funzionalità comune di questi dispositivi consiste nel gestire il flusso di potenza variando la durata di accensione e spegnimento di ciascun interruttore. Tra questi, l'inverter a sorgente di tensione a due livelli (2L-VSI), come illustrato nella Figura 3.7, è il meccanismo più comunemente adottato per il controllo delle macchine AC trifase. Utilizzando un'alimentazione in corrente continua (DC) per il controllo dei motori AC, l'obiettivo principale nell'impiego degli interruttori a semiconduttore è creare segnali di tensione di fase sinusoidali attraverso i componenti fondamentali di segnali rettangolari. Questi segnali rettangolari sono prodotti variando l'ampiezza e la frequenza mediante l'accensione e lo spegnimento di ciascun interruttore per periodi di tempo specifici. Il segnale di comando per l'accensione e lo spegnimento di ogni interruttore è noto come segnale di gate.

Per generare il segnale di gate degli interruttori a semiconduttore, si utilizza la modulazione a larghezza di impulso (PWM) [13]. Questa tecnica permette di implementare i controller PI/PID. Nelle applicazioni di controllo, i segnali di tensione trifase calcolati sono ottenuti da uno dei design del controller utilizzando il modello nel riferimento d-q. Riassumendo, l'inverter, insieme ai dispositivi di elettronica di potenza genera i segnali di tensione di fase sinusoidali, derivati come componenti fondamentali dei segnali d'onda

rettangolari creati mediante la tecnologia PWM, i quali devono corrispondere il più fedelmente possibile ai segnali di controllo della tensione trifase.

Uno degli interruttori di potenza a semiconduttore più ampiamente adottati per i convertitori/inverter di potenza è l'Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), che offre i vantaggi sia dei MOSFET che degli interruttori bipolari. Tuttavia, l'IGBT può consentire il flusso di corrente solo in una direzione, pertanto è necessario un diodo di ricircolo in parallelo per condurre il flusso di corrente nella direzione opposta.

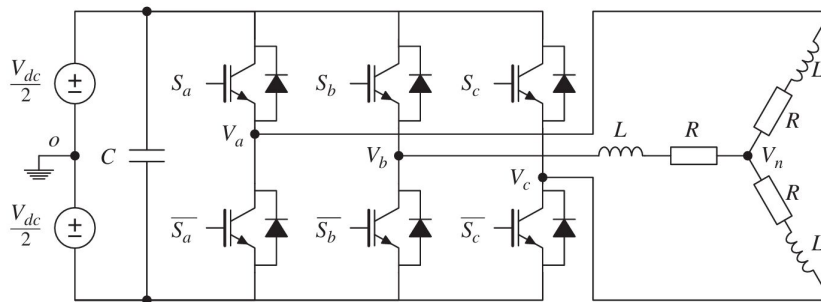


Figura 3.7: Schema elettrico di un inverter IGBT

Nel 2L-VSI trifase per il controllo delle macchine AC, come mostrato nella Figura 3.7, ciascun ramo dell'inverter ha due coppie di combinazioni costituite da un interruttore IGBT e un diodo di ricircolo, dove il loro punto medio è collegato ai carichi, sia un carico passivo che un motore AC.

All'interno di ciascun ramo di un inverter, è permesso accendere solo un interruttore (indicato con "1") mentre l'altro è spento (indicato con "0") in qualsiasi momento per prevenire cortocircuiti. Pertanto, gli stati di commutazione dell'inverter possono essere identificati considerando solo gli stati dei tre interruttori superiori indicati come  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ), gli stati dei corrispondenti interruttori inferiori possono essere rappresentati dalla loro negazione  $\bar{S}_i$  ( $i = a, b, c$ ). Di conseguenza, ci sono solo otto possibili stati di commutazione accendendo e spegnendo tutti gli interruttori nell'inverter. Tabella 3.1 rappresenta tutte le possibili combinazioni, tra queste, due stati di commutazione ( $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ ), rappresentano i casi in cui tutti gli interruttori superiori o tutti gli interruttori inferiori sono accesi, portando a un circuito aperto, sono chiamati vettori zero. Al contrario, gli altri sei stati che formano un circuito chiuso sono chiamati vettori attivi.

Quando l'interruttore superiore  $i$ -esimo è acceso, cioè  $S_i = 1$  e  $\bar{S}_i = 0$ , l'uscita del corrispondente ramo di fase è collegata alla sorgente positiva e quindi  $v_i = \frac{V_{dc}}{2}$ . Al contrario, quando l'interruttore inferiore è acceso, l'uscita è collegata alla barra inferiore delle sorgenti e quindi  $v_i = -\frac{V_{dc}}{2}$ . In corrispondenza degli stati di commutazione nella Tabella 3.1, le tensioni di uscita risultanti  $v_a, v_b, v_c$  sono riassunte nella Tabella 3.2.

### 3.2 Architettura del sistema di controllo

	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$
$S_a$	0	1	1	0	0	0	1	1
$S_b$	0	0	1	1	1	0	0	1
$S_c$	0	0	0	0	1	1	1	1

Tabella 3.1: Stati di commutazione dell'inverter

	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$
$v_a$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
$v_b$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
$v_c$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

Tabella 3.2: Tensioni di uscita dell'inverter

#### 3.2.4 Modulazione SVPWM

L'algoritmo SVM è l'ultimo stadio del controllo orientato al campo che ha il compito di generare i segnali di tensione trifase necessari per comandare il motore alla velocità desiderata.

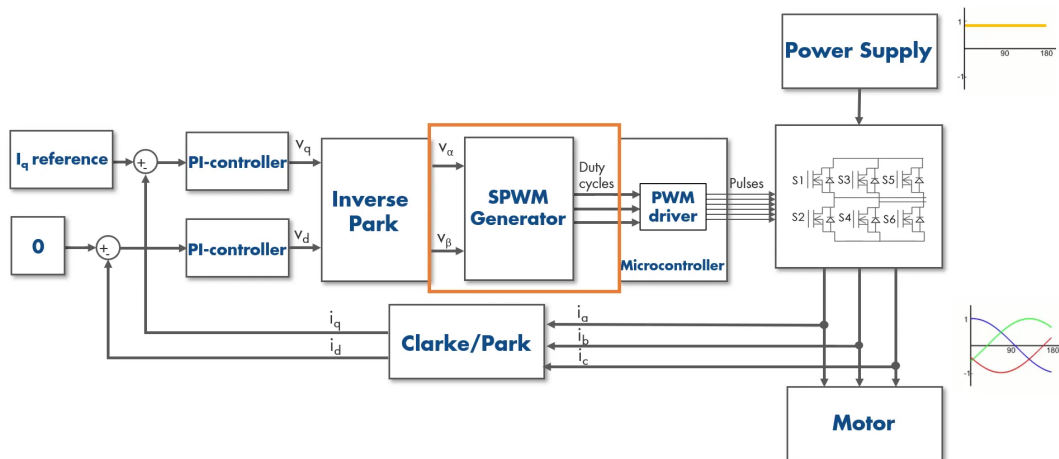


Figura 3.8: Focus sul blocco SVPWM del FOC

Per implementare la tecnica Space Vector Modulation (SVM), si utilizza il piano  $\alpha$ - $\beta$  dei vettori spaziali, nel quale viene individuato il vettore spaziale di riferimento delle tensioni di carico  $\vec{V}_s^*$ . Questo vettore assume un nuovo valore a ogni periodo di commutazione  $T_c$ , che può essere considerato come

un periodo di campionamento. Lo scopo della tecnica SVM è ottenere un vettore spaziale della tensione di carico il cui valore medio, nel periodo di commutazione  $T_s$ , coincida con il vettore di riferimento. Per fare questo, si divide il piano  $\alpha$ - $\beta$  in sei settori, delimitati dai vettori attivi che vengono introdotti alla fine della sezione 3.2.3. La modulazione del vettore spaziale desiderato  $\vec{V}_s^*$  viene ottenuta tramite la media temporale dei suoi due vettori attivi più vicini e di un vettore nullo, sia  $\vec{V}_0$  o  $\vec{V}_7$ . Prendendo il primo settore come esempio, come illustrato nella figura 3.9,  $\vec{V}_s^*$  può essere modulato con la media temporale dei vettori attivi  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$  all'interno di un periodo di campionamento  $T_s$  tramite:

$$T_s \vec{V}_s^* = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 \quad (3.1)$$

Il rapporto tra il tempo di applicazione di ciascun vettore e il periodo di commutazione è detto *duty-cycle*, e viene rappresentato dalle seguenti equazioni [13]:

$$\frac{T_1}{T_s} = |\vec{V}_s^*| \frac{2}{3V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = |\vec{V}_s^*| \frac{1}{V_{dc}/\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.12)$$

$$\frac{T_2}{T_s} = |\vec{V}_s^*| \frac{2}{3V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = |\vec{V}_s^*| \frac{1}{V_{dc}/\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta) \quad (3.2)$$

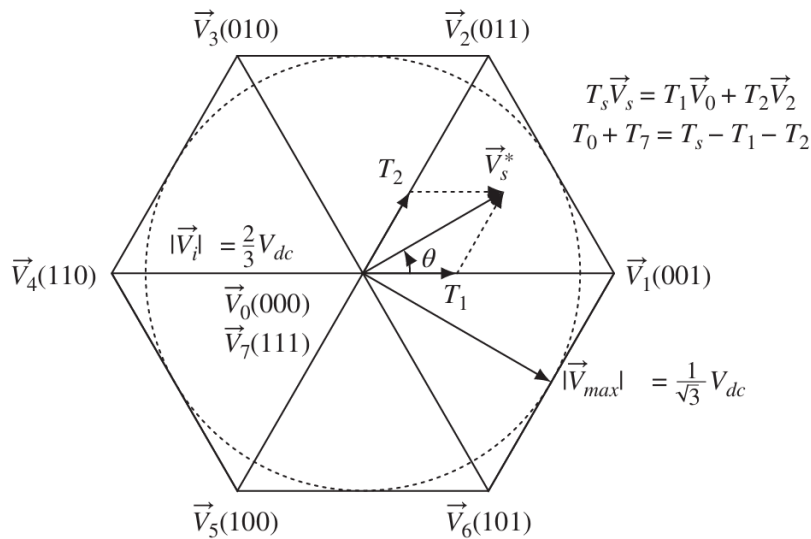


Figura 3.9: Tecnica SVM

Vincoli di positività sui duty-cycle impongono alcuni vincoli geometrici sul vettore spaziale delle tensioni di carico ottenibili. In particolare, se si vuole che il vettore di riferimento venga rispettato, questo deve rimanere all'interno dell'esagono delimitato dai vettori delle configurazioni attive.

### 3.2 Architettura del sistema di controllo

Pertanto, se il vettore spaziale di riferimento corrisponde, nel dominio del tempo, a un sistema di tre grandezze sinusoidali simmetriche, si dimostra che la loro ampiezza deve essere minore o uguale al raggio del cerchio inscritto nell'esagono di figura 3.9, che vale  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ .

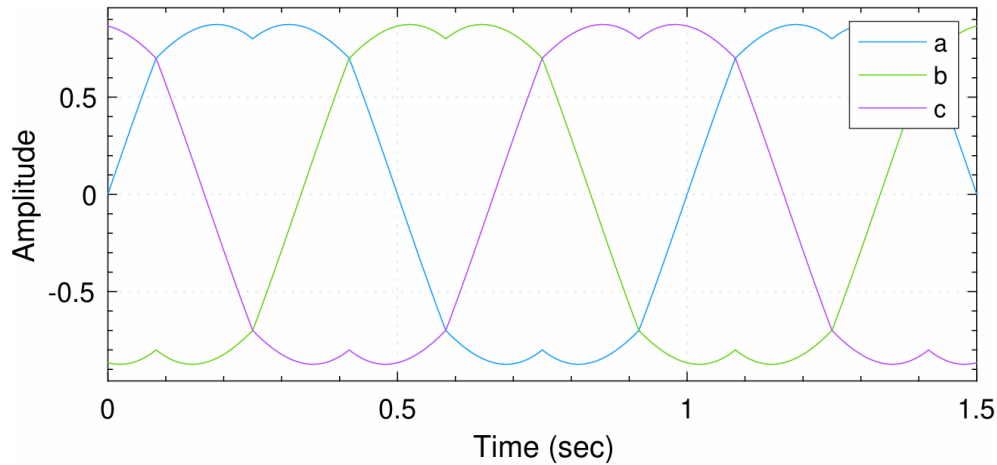


Figura 3.10: Segnali di tensione generati dal SVM

Uno dei principali benefici di questa tecnica è il miglior utilizzo della tensione del bus DC, che consente di ottenere un'uscita AC con una tensione di picco più alta rispetto alla SPWM (Sinusoidal Pulse With Modulation), migliorando l'efficienza del sistema [14]. Inoltre, la SVM tende a ridurre le armoniche nell'uscita del motore, il che contribuisce a ridurre le perdite nel sistema.

#### 3.2.5 Sensori ad effetto Hall

I sensori di posizione ad effetto Hall sono strumenti essenziali nei motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), utilizzati per determinare la posizione angolare del rotore.

L'effetto Hall si basa sul fenomeno per cui un campo magnetico applicato perpendicolarmente alla direzione del flusso di corrente in un materiale conduttore o semiconduttore induce una differenza di potenziale trasversale, nota come tensione Hall. La formula che descrive la tensione Hall è:

$$V_H = \frac{B \cdot I \cdot d}{q \cdot n} \quad (3.3)$$

dove  $B$  è l'intensità del campo magnetico,  $I$  è la corrente che attraversa il materiale,  $d$  è lo spessore del materiale,  $q$  è la carica degli elettroni e  $n$  è la densità degli elettroni nel materiale. I sensori ad effetto Hall sfruttano questo principio per rilevare la presenza di un campo magnetico generato dai magneti permanenti del rotore. Questi sensori possono essere di tipo

digitale, fornendo un'uscita on/off, o analogico, fornendo un segnale di tensione proporzionale all'intensità del campo magnetico.

Nei motori PMSM, i sensori Hall vengono montati sullo statore, in posizioni tali da rilevare i campi magnetici dei magneti del rotore durante la rotazione. Quando il rotore gira, i magneti permanenti passano davanti ai sensori Hall, generando una variazione nel campo magnetico rilevato. I sensori producono quindi segnali elettrici che rappresentano la posizione angolare del rotore. Questi segnali vengono inviati al controller che li elabora per determinare la posizione precisa del rotore, svolgendo inoltre la conversione in posizione elettrica  $\theta_e$  semplicemente moltiplicando per il numero di coppie polari  $p$  del motore:

$$\theta_e = p \cdot \theta_m \quad (3.4)$$

La posizione elettrica è infatti utilizzata come parametro per le trasformate di Clark e Park come abbiamo visto nella sezione 2.1.2. Inoltre è possibile ricavarsi la velocità elettrica  $\omega_e$  tramite la seguente formula:

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (3.5)$$

Quindi se la posizione elettrica  $\theta_e$  è nota come funzione del tempo,  $\theta_e(t)$ , la velocità elettrica può essere determinata prendendo la derivata di  $\theta_e$  rispetto al tempo.

Nel contesto dei motori PMSM, è anche utile conoscere la relazione tra la velocità elettrica  $\omega_e$  e la velocità meccanica  $\omega_m$  del rotore. Questa relazione è data dal numero di coppie di poli  $p$  del motore:

$$\omega_e = p \cdot \omega_m \quad (3.6)$$

In questo modo abbiamo ottenuto la velocità reale del motore che viene poi confrontata con la velocità desiderata, chiudendo l'anello di retroazione esterno.

### 3.3 Sintesi dei regolatori PI

In questa sezione verranno approfonditi i principi di sintesi e implementazione dei regolatori Proporzionale-Integrale (PI), con particolare attenzione alla tecnica dell'assegnazione dei poli per il calcolo dei parametri  $K_c$  e  $K_i$  dei controllori [13]. Questa tecnica è fondamentale per garantire prestazioni elevate e stabilità del sistema. Inoltre, saranno esaminate le strategie di protezione Anti-Windup, che servono a limitare l'accumulo eccessivo dell'integrale quando l'attuatore raggiunge la saturazione, prevenendo così potenziali instabilità e migliorando la risposta del sistema. Infine, verranno

trattate le tecniche di limitazione delle correnti e delle tensioni in uscita dai controllori, che sono essenziali per proteggere sia il motore che l'elettronica di potenza da condizioni operative estreme e garantire un funzionamento sicuro e affidabile del sistema.

#### 3.3.1 Tecnica dell'assegnazione dei poli

Nel contesto dei motori sincroni a magneti permanenti (PMSM), un regolatore PI è particolarmente utile per il controllo della velocità e della corrente. La capacità del regolatore PI di eliminare l'errore stazionario e migliorare la risposta dinamica lo rende essenziale per mantenere la velocità del motore e la corrente nelle fasce desiderate con alta precisione, nonostante le variazioni di carico e le perturbazioni.

Nell'implementazione tradizionale, il segnale di controllo  $u(t)$  è calcolato usando la seguente espressione:

$$u(t) = K_c(r(t) - y(t)) + K_c \frac{1}{\tau_I} \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d\tau \quad (3.7)$$

dove  $K_c$  è il guadagno proporzionale e  $\tau_I$  è la costante di tempo integrale,  $r(t)$  e  $y(t)$  sono rispettivamente i segnali di riferimento e di uscita dove la loro differenza rappresenta l'errore.

Quando si utilizza la tecnica di progettazione del controllore basata sull'assegnazione dei poli per i controllori PI, il punto di partenza è assumere che sia disponibile la funzione di trasferimento di un modello di impianto  $G(s)$ . Per ottenere soluzioni uniche dei parametri del controllore, la sua struttura viene vincolata dall'ordine della funzione di trasferimento  $G(s)$ . Ad esempio, se il modello della funzione di trasferimento è di primo ordine, viene utilizzato un controllore PI, mentre se è un modello di secondo ordine, viene utilizzato un controllore PID. Con il modello e la struttura del controllore selezionati, il polinomio ad anello chiuso effettivo viene parametrizzato utilizzando parametri incogniti del controllore, che viene poi eguagliato a un polinomio ad anello chiuso desiderato dello stesso ordine, portando così a soluzioni uniche per i parametri del controllore.

Assumiamo che la funzione di trasferimento sia data da:

$$G(s) = \frac{b}{s + a} \quad (3.8)$$

e il controllore PI sia rappresentato da:

$$C(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s} \right), \quad (3.9)$$

Per semplificare la progettazione, il controllore PI è scritto nella forma della funzione di trasferimento:

$$C(s) = \frac{c_1 s + c_0}{s}, \quad (3.10)$$

dove  $K_c = c_1$  e  $\tau_I = \frac{c_1}{c_0}$ . Troveremo prima i coefficienti  $c_1$  e  $c_0$  basandoci sul modello 3.8, per poi convertirli nei parametri standard del controllore PI  $K_c$  e  $\tau_I$ .

La funzione di trasferimento ad anello chiuso data dal rapporto tra il segnale di uscita e il segnale di riferimento è espressa come:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} = \frac{\frac{b}{s+a} \cdot \frac{c_1 s + c_0}{s}}{1 + \frac{b}{s+a} \cdot \frac{c_1 s + c_0}{s}} = \frac{b(c_1 s + c_0)}{s(s+a) + b(c_1 s + c_0)}. \quad (3.11)$$

I poli ad anello chiuso del sistema di retroazione sono le soluzioni dell'equazione polinomiale rispetto a  $s$ , cioè:

$$s(s+a) + b(c_1 s + c_0) = 0. \quad (3.12)$$

L'equazione 3.12 è chiamata equazione caratteristica ad anello chiuso. È ben noto che la posizione dei poli ad anello chiuso determina la stabilità ad anello chiuso così come la velocità di risposta al segnale di riferimento e il rigetto delle perturbazioni.

Poiché i parametri del modello  $a$  e  $b$  sono dati, i parametri liberi in 3.12 sono i parametri del controllore  $c_1$  e  $c_0$ . Per trovare i parametri del controllore  $c_1$  e  $c_0$ , impostiamo l'equazione polinomiale seguente:

$$s(s+a) + b(c_1 s + c_0) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (3.13)$$

dove il lato sinistro dell'equazione 3.13 è il polinomio caratteristico che determina i poli ad anello chiuso reali con il controllore e il lato destro è il polinomio caratteristico ad anello chiuso desiderato che determina i poli ad anello chiuso desiderati. Eguagliando questi due polinomi, i poli ad anello chiuso reali sono assegnati ai poli ad anello chiuso desiderati. Questa tecnica di progettazione del controllore è chiamata progettazione del controllore basata sull'assegnazione dei poli.

Ora, confrontiamo i coefficienti dell'equazione polinomiale 3.13 su entrambi i lati. Con la struttura del modello deliberatamente scelta e la struttura del controllore, i coefficienti per  $s^2$  su entrambi i lati di 3.13 sono uguali a 1. Eguagliando il coefficiente di  $s$  sul lato sinistro con quello sul lato destro otteniamo:

$$a + bc_1 = 2\xi\omega_n. \quad (3.14)$$

La stessa procedura è applicata al termine costante, portando a

$$bc_0 = \omega_n^2. \quad (3.15)$$

Risolvendole otteniamo:

$$c_1 = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad \text{e} \quad c_0 = \frac{\omega_n^2}{b} \quad (3.16)$$

Con le relazioni tra  $c_1$ ,  $c_0$  e  $K_c$ ,  $\tau_I$  (vedi Equazione 3.10, i parametri del controllore PI sono trovati come:

$$K_c = c_1 = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad \text{e} \quad \tau_I = \frac{c_1}{c_0} = \frac{2\xi\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad (3.17)$$

La frequenza naturale  $\omega_n$  e il coefficiente di smorzamento  $\xi$  sono i parametri liberi da selezionare a discrezione del progettista per ottenere le specifiche desiderate delle prestazioni a circuito chiuso. Il parametro  $\xi$  è spesso scelto come 1 o 0.707 nella pratica. Quando  $\xi = 1$ , i poli del sistema a circuito chiuso desiderato sono le soluzioni dell'equazione polinomiale:

$$s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (3.18)$$

In altre parole, abbiamo due poli identici  $s_1 = s_2 = -\omega_n$ .

Con la seconda scelta di  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$ , i poli sono una coppia di numeri complessi coniugati determinati da:

$$s_{1,2} = \frac{-2\xi\omega_n \pm \sqrt{(2\xi\omega_n)^2 - 4\omega_n^2}}{2} = -0.707\omega_n \pm j0.707\omega_n, \quad (3.19)$$

che hanno componenti reali e immaginarie identiche.

Con il parametro  $\xi$  scelto (sia 1 che 0.707), la frequenza naturale  $\omega_n$  diventa un parametro di prestazione a circuito chiuso che l'utente specifica secondo il requisito della risposta a circuito chiuso desiderata. Il tempo di assestamento  $T_s$  rispetto al parametro  $\omega_n$  è stimato come:

$$T_s \approx \frac{5\xi}{\omega_n}. \quad (3.20)$$

#### 3.3.2 Decoupling delle correnti

Nel FOC, il sistema di controllo viene progettato per controllare indipendentemente le componenti della corrente nel sistema di coordinate  $d - q$ . Tuttavia, le correnti  $i_d$  e  $i_q$  come vediamo dalle equazioni del modello matematico sono accoppiate a causa dei termini di cross-coupling non lineari. Il decoupling mira a eliminare questa relazione per rendere il controllo delle correnti più diretto e semplice. Ci sono termini di accoppiamento non lineari in 2.11 e 2.12 attraverso  $\omega_e i_q$ ,  $\omega_e i_d$  e  $\omega_e$ , e questi termini di accoppiamento

### Capitolo 3 Implementazione del controllo FOC per PMSM

possono essere eliminati utilizzando una tecnica chiamata linearizzazione input-output e anche decoupling usando manipolazioni feedforward.

L'idea centrale è usare variabili ausiliarie  $\hat{v}_d$  e  $\hat{v}_q$  tali che

$$\frac{1}{L_d}\hat{v}_d = \frac{1}{L_d}(v_d + \omega_e L_d i_q) \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{L_q}\hat{v}_q = \frac{1}{L_q}(v_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi_{mg}) \quad (3.22)$$

Sostituendo queste equazioni in 2.11 e 2.12, otteniamo i modelli di primo ordine per la parte elettrica della dinamica della macchina come

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}\hat{v}_d \quad (3.23)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}\hat{v}_q \quad (3.24)$$

Basandosi su 3.23 e 3.24, possono essere progettati due controllori per il controllo della corrente dello statore, manipolando le tensioni statoriche ausiliarie nel sistema di riferimento d-q. Si preferiscono controllori PI poichè come accennato precedentemente garantiscono un errore a regime stazionario pari a zero rispetto ad un segnale di riferimento dato.

Usando un guadagno proporzionali  $K_d^c$  e  $K_q^c$  e le costanti di tempo integrale  $\tau_d^I$  e  $\tau_q^I$ , il controllori PI per il controllo della correnti degli assi  $d - q$  hanno la seguente forma:

$$\hat{v}_d(t) = K_d^c(i_d^*(t) - i_d(t)) + K_d^c \frac{1}{\tau_d^I} \int_0^t (i_d^*(\tau) - i_d(\tau)) d\tau \quad (3.25)$$

$$\hat{v}_q(t) = K_q^c(i_q^*(t) - i_q(t)) + K_q^c \frac{1}{\tau_q^I} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau \quad (3.26)$$

Utilizzando la relazione 3.21 tra  $\hat{v}_d$  e  $v_d$ , il segnale di controllo effettivo, che è la tensione dell'asse d, è calcolato come

$$v_d(t) = K_d^c(i_d^*(t) - i_d(t)) + K_d^c \frac{1}{\tau_d^I} \int_0^t (i_d^*(\tau) - i_d(\tau)) d\tau - \omega_e(t) L_d i_q(t) \quad (3.27)$$

Una procedura simile è applicata per il controllo della corrente dell'asse q usando la compensazione feedforward non lineare (vedi 3.22), portando al calcolo del segnale di controllo, che è la tensione dell'asse q.

$$v_q(t) = K_q^c(i_q^*(t) - i_q(t)) + K_q^c \frac{1}{\tau_q^I} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau + \omega_e(t) L_d i_d(t) + \omega_e(t) \phi_{mg} \quad (3.28)$$

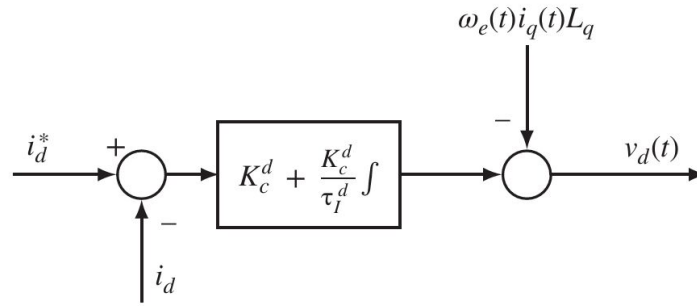


Figura 3.11: Controllo PI della corrente storica  $i_d$  utilizzando la feedforward compensation.

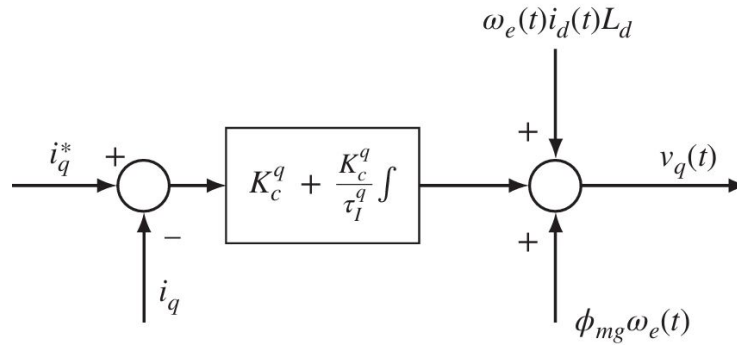


Figura 3.12: Controllo PI della corrente storica  $i_q$  utilizzando la feedforward compensation.

### 3.3.3 Speed Controller

Si noti che il sistema dinamico per la corrente dell'asse q è descritto dall'equazione differenziale del primo ordine:

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}\hat{v}_q, \quad (3.29)$$

dove  $\hat{v}_q$  è correlato alla tensione originale dell'asse q dalla seguente equazione,

$$v_q = \hat{v}_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \phi_{mg} \quad (3.30)$$

Per progettare il controllore PI dell'anello esterno, esaminiamo la funzione di trasferimento a circuito chiuso tra il segnale di riferimento  $I_q^*(s)$  e il segnale di feedback  $I_q(s)$ . Assumendo l'annullamento dei termini non lineari usando il termine di feedforward  $f_q(t)$ , sostituiamo il controllore PI dato da (3.28) nel modello dinamico originale per la corrente dell'asse q (vedi 3.29), portando all'equazione differenziale a circuito chiuso:

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q(t) + \frac{1}{L_q}K_q^c(i_q^*(t) - i_q(t)) + \frac{K_q^c}{\tau_q^I} \frac{1}{L_q} \int_0^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau))d\tau \quad (3.31)$$

### Capitolo 3 Implementazione del controllo FOC per PMSM

Utilizzando la trasformata di Laplace su entrambi i lati, otteniamo:

$$sI_q(s) = -\frac{R_s}{L_q}I_q(s) + \frac{1}{L_q} \left( K_q^c(I_q^*(s) - I_q(s)) + \frac{K_q^c}{\tau_q^I} \frac{1}{L_q} s(I_q^*(s) - I_q(s)) \right) \quad (3.32)$$

Applicando le seguenti sostituzioni possiamo ottenere la funzione di trasferimento a circuito chiuso:

$$\frac{K_q^c}{\tau_q^I} = L_q \omega_n^2, \quad \frac{K_q^c}{L_q} = 2\xi \omega_n - \frac{R_s}{L_q}, \quad (3.33)$$

quindi:

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{(2\xi \omega_n - \frac{R_s}{L_q})s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.34)$$

A questo punto prendendo le seguenti equazioni che fanno parte del modello matematico del motore PMSM 2.9-2.14:

$$T_e = \frac{3}{2}p [\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.35)$$

$$\frac{d\omega_e(t)}{dt} = \frac{Z_p}{J_m} \left( T_e(t) - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e(t) - T_L \right) \quad (3.36)$$

Queste equazioni sono state utilizzate per descrivere la parte meccanica del sistema e il collegamento tra i sistemi meccanici ed elettrici. Sostituendo 3.35 in 3.36, otteniamo;

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_e(t)}{dt} &= \frac{Z_p}{J_m} T_e(t) - \frac{B_v}{J_m} \omega_e(t) - \frac{Z_p}{J_m} T_L \\ &= \frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \varphi_{mg}}{J_m} i_q(t) + \frac{3}{2} \frac{Z_p^2}{J_m} (L_d - L_q) i_d(t) i_q(t) - \frac{B_v}{J_m} \omega_e(t) - \frac{Z_p}{J_m} T_L. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Nota che il secondo termine a destra di (3.73) è bilineare e contiene un fattore  $L_d - L_q$ . Per la classe di PMSM montati in superficie,  $L_d = L_q$ , quindi scompare. Tuttavia, se  $L_d \neq L_q$ , il segnale di set-point per il controllo della corrente sull'asse d è scelto per essere zero nel controllo FOC, cioè  $i_d^* = 0$ , allora in condizioni di regime stazionario, questo termine è uguale a zero. Pertanto, nel progetto del sistema di controllo per il sistema a ciclo esterno, questo termine bilineare è trascurato. Il quarto termine in 3.37 è proporzionale alla coppia di carico, che è considerata come un disturbo nel progetto del sistema di controllo e dovrebbe essere nulla a regime stazionario finché è una costante o varia in modo graduale.

### 3.3 Sintesi dei regolatori PI

Trascurando il termine bilineare, riscriviamo 3.37 in un'equazione differenziale del primo ordine:

$$\frac{d\omega_e(t)}{dt} = -\frac{B_v}{J_m}\omega_e(t) + \frac{3}{2}\frac{Z_p^2\phi_{mg}}{J_m}i_q(t) - \frac{Z_p}{J_m}T_L \quad (3.38)$$

La trasformata di Laplace di 3.38 riguardante la relazione tra  $\Omega_e(s)$  e  $I_q(s)$  è:

$$\left(s + \frac{B_v}{J_m}\right)\Omega_e(s) = \frac{3}{2}\frac{Z_p^2\phi_{mg}}{J_m}I_q(s). \quad (3.39)$$

Sostituendo 3.34 in 3.39, otteniamo la funzione di trasferimento tra il riferimento per la corrente dell'asse q  $I_q^*(s)$  e la velocità elettrica  $\Omega_e(s)$  come

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} = \left(\frac{3}{2}\frac{Z_p^2\phi_{mg}}{J_m} \cdot \frac{1}{s + \frac{B_v}{J_m}}\right) \left(\frac{(2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_q})s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}\right) \quad (3.40)$$

Per progettare un controllore PI usando il metodo di design basato sull'assegnazione dei poli, è necessario un modello di primo ordine. Poiché (3.39) è un modello di terzo ordine, deve essere approssimato da un modello di primo ordine. Si noti che il parametro  $\omega_n$  è la frequenza naturale per il controllo della corrente dell'asse q, per ottenere un'approssimazione di primo ordine, scegliamo  $\omega_n \gg \frac{B_v}{J_m}$ , ad esempio  $\omega_n = 10\frac{B_v}{J_m}$  rad/s. Con la selezione di un grande  $\omega_n$  trascurando la dinamica dal controllo della corrente del ciclo interno, otteniamo il modello di primo ordine per la progettazione del controllore PI:

$$\frac{\Omega_e(s)}{I_q^*(s)} \approx \frac{3}{2}\frac{Z_p^2\phi_{mg}}{J_m} \cdot \frac{1}{s + \frac{B_v}{J_m}} \quad (3.41)$$

Dal modello di primo ordine 3.41, i parametri del controllore PI sono calcolati utilizzando il metodo di design basato sull'assegnazione dei poli. Qui poniamo

$$a = \frac{B_v}{J_m}; \quad b = \frac{3}{2}\frac{Z_p^2\phi_{mg}}{J_m}. \quad (3.42)$$

Poi, scegliendo i poli desiderati a circuito chiuso  $s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ , dove il coefficiente di smorzamento  $\xi = 0.707$  o 1, il guadagno proporzionale  $K_c$  è calcolato come

$$K_c = \frac{2\xi\omega_n - a}{b}, \quad (3.43)$$

e la costante di tempo integrale è calcolata come

$$\tau_I = \frac{2\xi\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad (3.44)$$

La frequenza naturale  $\omega_n$  per il sistema di controllo PI del ciclo esterno è selezionata per essere molto più piccola di quella del sistema di controllo PI del ciclo interno.

### 3.3.4 Current Controller

Nel design dei controllori PI per i circuiti di controllo della corrente, applicando Laplace sulla base delle equazioni 3.23 e 3.24, otteniamo le funzioni di trasferimento del sistema elettrico:

$$\frac{I_d(s)}{\hat{V}_d(s)} = \frac{1}{L_d} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_d}}, \quad (3.45)$$

$$\frac{I_q(s)}{\hat{V}_q(s)} = \frac{1}{L_q} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_q}}, \quad (3.46)$$

dove  $I_d(s)$  e  $I_q(s)$  sono le trasformate di Laplace delle correnti degli assi d e q,  $\hat{V}_d(s)$  e  $\hat{V}_q(s)$  sono le trasformate di Laplace delle variabili di tensione ausiliarie.

La funzione di trasferimento del controllore PI per il circuito di corrente dell'asse d ha la seguente forma:

$$C(s) = K_d^c \left( 1 + \frac{1}{\tau_d^I s} \right) \quad (3.47)$$

Nel design del controllore, il guadagno proporzionale  $K_d^c$  (o  $K_q^c$ ) e la costante di tempo integrale  $\tau_d^I$  (o  $\tau_q^I$ ) sono determinati utilizzando il design del controllore basato sull'assegnazione dei poli. Basandosi sull'approccio di design introdotto nella Sezione 3.3, ponendo  $a = \frac{R_s}{L_d}$  e  $b = \frac{1}{L_d}$ , il guadagno di controllo proporzionale e la costante di tempo integrale sono calcolati come

$$K_d^c = L_d \left( 2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_d} \right) = 2\xi\omega_n L_d - R_s, \quad (3.48)$$

$$\tau_d^I = \frac{2\xi\omega_n - \frac{R_s}{L_d}}{\omega_n^2} = \frac{2\xi\omega_n L_d - R_s}{L_d \omega_n^2}. \quad (3.49)$$

Analogamente, i parametri del controllore PI per il controllo della corrente dell'asse q sono calcolati come:

$$K_q^c = 2\xi\omega_n L_q - R_s, \quad (3.50)$$

$$\tau_q^I = \frac{2\xi\omega_n L_q - R_s}{L_q \omega_n^2}. \quad (3.51)$$

Nel design, il coefficiente di smorzamento  $\xi$  è selezionato come 0.707 e la frequenza naturale  $\omega_n$  è selezionata per determinare il tempo di assestamento desiderato a circuito chiuso, che corrisponde anche alla larghezza di banda desiderata del sistema a circuito chiuso. Maggiore è  $\omega_n$ , più breve è il tempo di assestamento desiderato a circuito chiuso. È anche utile scegliere questo parametro rispetto alla larghezza di banda del sistema a circuito aperto, che è  $\frac{R_s}{L_d}$  o  $\frac{R_s}{L_q}$ . Per il calcolo si può utilizzare un parametro normalizzato  $0 < \gamma < 1$  dove la larghezza di banda desiderata a circuito chiuso si ottiene come:

$$\omega_n = \frac{1}{1 - \gamma} \frac{R_s}{L_d}, \quad (3.52)$$

per l'uso nel controllo della corrente dell'asse d, o

$$\omega_n = \frac{1}{1 - \gamma} \frac{R_s}{L_q}, \quad (3.53)$$

per il controllo della corrente dell'asse q. Quando  $\gamma$  è zero, la larghezza di banda del sistema ad anello chiuso è uguale alla larghezza di banda del sistema ad anello aperto; quando  $\gamma \rightarrow 1$ , la larghezza di banda del sistema ad anello chiuso  $\omega_n \rightarrow \infty$ . Nella maggior parte delle applicazioni, il parametro  $\gamma$  è selezionato nell'intervallo tra 0.6 e 0.95 per ottenere delle buone prestazioni.

#### 3.3.5 Saturazione e Anti-Windup

Il meccanismo di anti-windup è una tecnica utilizzata nei controllori PI (Proporzionale-Integrale) per prevenire o mitigare il fenomeno del "windup" dell'integratore. Questo fenomeno si verifica quando l'integratore del controllore continua ad accumulare errore anche quando l'uscita del sistema ha raggiunto il suo limite massimo o minimo, causando una sovraregolazione e un ritardo nel ripristino del controllo preciso una volta che l'uscita ritorna all'interno dei limiti operativi.

Nel controllore PI, come visto nella sezione 3.3 l'azione di controllo è composta da una parte proporzionale e una parte integrale:

$$u(t) = K_c e(t) + K_i \int e(t) dt \quad \text{con} \quad K_i = \frac{K_c}{\tau_I} \quad (3.54)$$

dove:

- $u(t)$  è l'uscita del controllore (segnale di controllo),
- $e(t)$  è l'errore tra il setpoint e l'uscita del sistema,
- $K_p$  è il guadagno proporzionale,

- $K_i$  è il guadagno integrale.

L'azione integrale serve a eliminare l'errore stazionario, ma può portare a problemi se il sistema raggiunge la saturazione (limiti fisici del sistema). Quando l'uscita del sistema è satura (cioè bloccata al massimo o minimo), l'integratore continua ad accumulare errore, aumentando ulteriormente il valore integrale, che non può influenzare l'uscita perché il sistema è già al suo limite. Questo accumulo eccessivo è chiamato "windup".

Il meccanismo anti-windup limita l'effetto dell'integratore quando il controllore raggiunge la saturazione. La tecnica utilizzata nella progettazione dei controllori in questa tesi è il Clamping dell'integratore: quando l'uscita del controllore  $u(t)$  raggiunge un limite (superiore o inferiore), l'integrazione dell'errore viene fermata o limitata, impedendo ulteriori aumenti dell'azione integrale, questo significa che il segnale di controllo diventa costante quando si raggiunge la saturazione e smette di crescere.

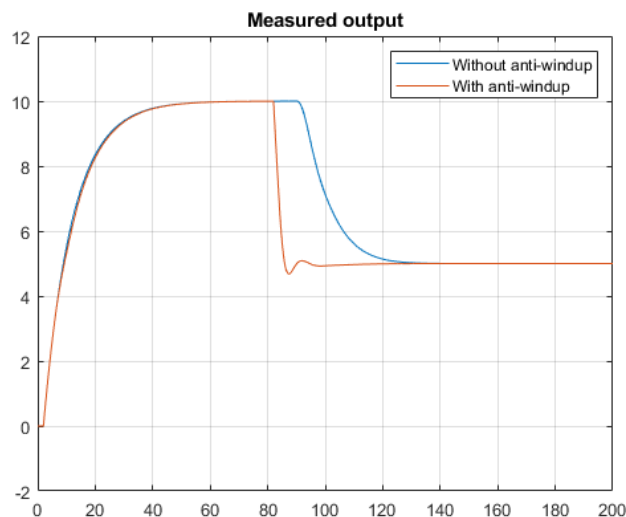


Figura 3.13: Effetto Anti-Windup

La saturazione con meccanismo anti-windup è riassunta come segue. Supponiamo che la variabile di controllo effettiva sia limitata da  $U_{\min}$  e  $U_{\max}$ . Ovvero, il segnale di controllo effettivo deve soddisfare i vincoli:

$$U_{\min} \leq u(t) \leq U_{\max}. \quad (3.55)$$

Per fermare l'integrazione, quando il segnale di controllo effettivo raggiunge il limite, imponiamo le seguenti condizioni al segnale di controllo effettivo:

se

$$u(t) < U_{\min}, \quad (3.56)$$

allora

$$u(t) = U_{\min}; \quad (3.57)$$

se

$$u(t) > U_{\max}, \quad (3.58)$$

allora

$$u(t) = U_{\max}. \quad (3.59)$$

### 3.3.6 Limitazione bus di tensione

I segnali di controllo della corrente sono le tensioni sugli assi  $d$  e  $q$ ,  $v_d$  e  $v_q$ . A causa del funzionamento dell'inverter, le tensioni sugli assi  $d$  e  $q$  per gli azionamenti elettrici sono limitate dalla modulazione PWM e dalla tensione del bus DC. La tensione di alimentazione DC è  $V_{dc}$  (V), utilizzando il PWM a vettore spaziale, l'ampiezza del segnale di tensione è limitata a:  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$

La limitazione delle tensioni sugli assi  $d$  e  $q$  per un inverter è essenziale per garantire che il sistema di controllo rispetti le capacità fisiche dell'inverter.

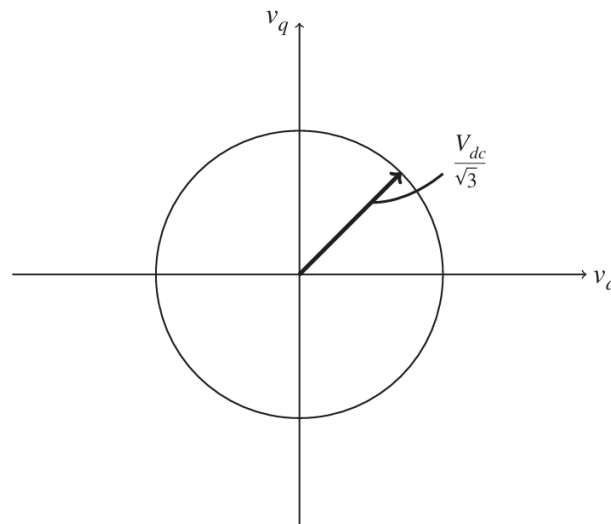


Figura 3.14: Vincolo sulle tensioni degli assi  $d - q$

Le tensioni sugli assi  $d$  e  $q$  sono limitate dalla tensione del bus DC e possono essere espresse attraverso il vincolo:

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

Questa equazione rappresenta un vincolo circolare nel piano  $v_d-v_q$ , con un raggio pari a  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ . All'interno di questo cerchio, le tensioni sono considerate valide e non superano i limiti fisici imposti dall'inverter.



## Capitolo 4

# Simulazione e Analisi delle prestazioni

Nell'ambito di qualsiasi progetto di controllo, prima di verificare il funzionamento di un algoritmo su hardware fisico, è prassi consolidata simulare il comportamento del sistema mediante un modello software. Tra i programmi più diffusi per questo scopo nel campo dei controlli troviamo MATLAB e Simulink. Questi strumenti, nel contesto del presente lavoro, permettono di realizzare un modello grafico del controllo ad orientamento di campo (Field Oriented Control, FOC) e, grazie a specifici plug-in, di simulare il comportamento del motore sincrono a magneti permanenti (PMSM). Inoltre, è possibile visualizzare graficamente le grandezze selezionate, quali la velocità, le tensioni e le correnti del motore PMSM.

In questo capitolo verranno illustrati i passaggi necessari per l'implementazione software del controllo FOC, a partire dalla creazione del modello in Simulink, accompagnato da uno script in MATLAB per l'inizializzazione dei dati e il calcolo dei parametri dei regolatori PI. Successivamente, verranno analizzati i grafici relativi a velocità, correnti e tensioni, confrontando il segnale di uscita desiderato con quello misurato, regolato dai controllori PI.

### 4.1 Modello Simulink

L'azienda NXP, che produce il kit utilizzato in questa tesi, fornisce plug-in Simulink specifici per l'implementazione di algoritmi di controllo per motori AC o DC. Il modello di partenza utilizzato in questo lavoro è basato su uno degli esempi inclusi nel *NXP\_MBDToolbox\_S32K1xx*. Questo modello include, oltre allo schema del controllo ad orientamento di campo, tutti i blocchi proprietari NXP necessari per il riconoscimento dei componenti fisici del sistema. Successivamente, il modello è stato modificato per implementare dei controllori PI codificati in linguaggio MATLAB, conformi alle caratteristiche descritte nelle sezioni precedenti (vedi 3.3)

System Initialization

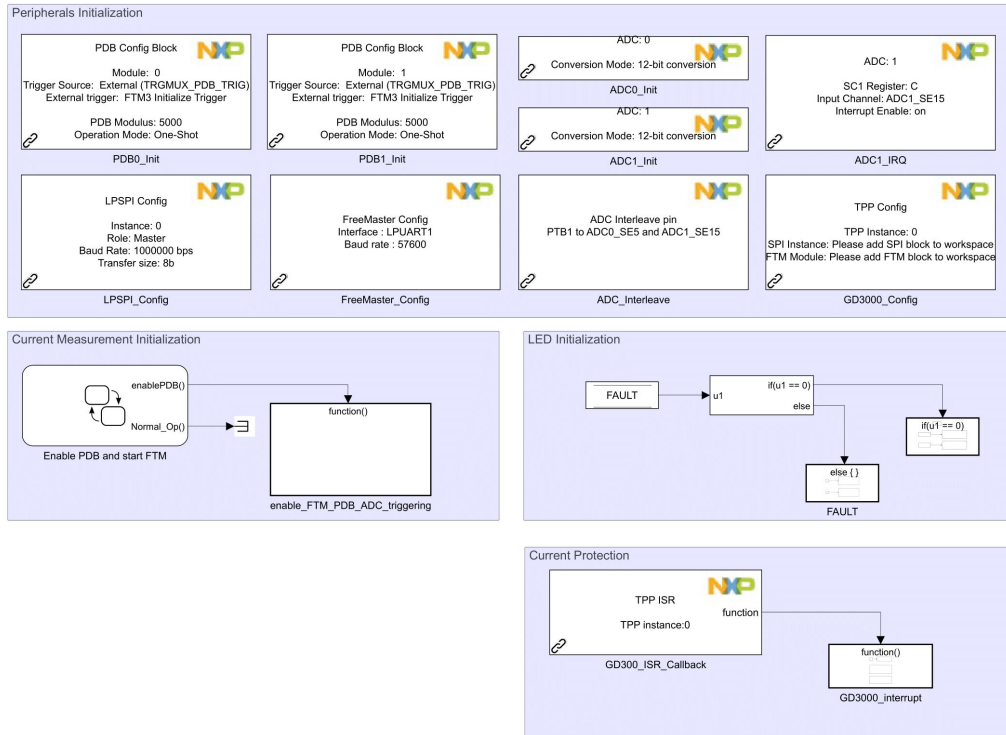


Figura 4.1: Inizializzazione Hardware

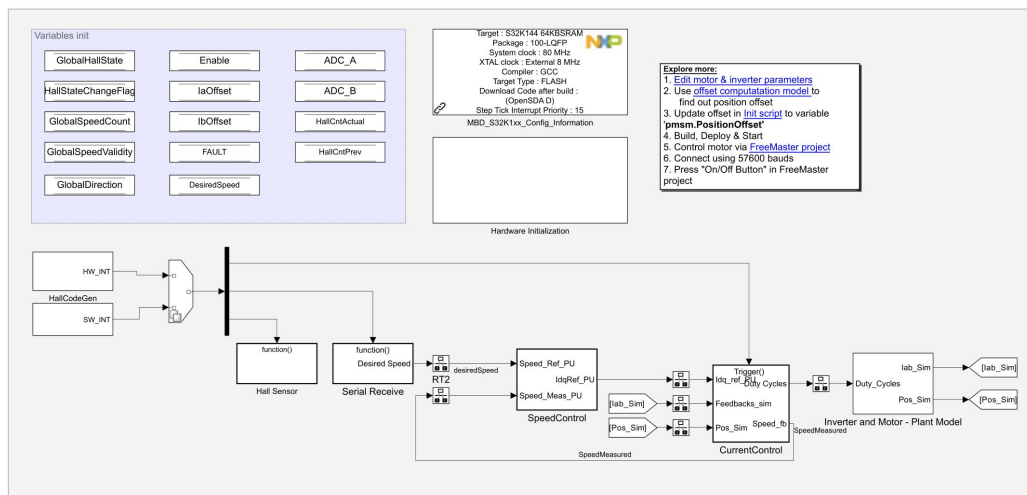


Figura 4.2: Schema di controllo

Il modello sviluppato può essere compilato sia per la simulazione che per l'esecuzione su un motore reale. Di conseguenza, lo schema include blocchi Simulink specifici per entrambe le modalità operative. Partendo da sinistra, lo schema presenta blocchi dedicati alla lettura dei segnali generati dai sensori Hall. Procedendo verso destra, si trova un blocco

che consente di comandare il motore impostando la velocità desiderata; in questo lavoro, ad esempio, viene utilizzato un segnale a gradini di ampiezza variabile (vedi Figura 4.3), al fine di osservare la risposta del motore a rapidi cambiamenti di velocità. Nella parte centrale dello schema sono presenti due macro-blocchi che implementano il controllo a orientamento di campo (FOC). Il loop esterno, dedicato al controllo della velocità, è racchiuso nel blocco "SpeedControl", mentre il loop interno, che gestisce il controllo della corrente, è contenuto nel blocco "CurrentControl". All'interno di questi blocchi vengono eseguite le trasformazioni delle tensioni e delle correnti nel sistema di riferimento  $dq$ , e sono implementati i regolatori PI. L'ultimo blocco dello schema contiene il modello di simulazione dell'inverter e del motore, il quale restituisce i valori simulati delle correnti e della posizione del rotore (vedi Figura 4.4).

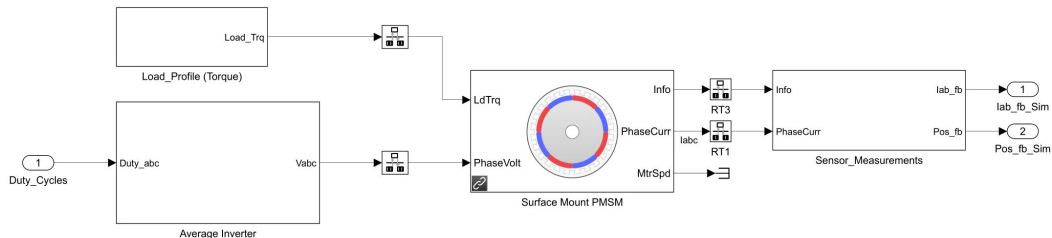


Figura 4.3: Simulazione motore PMSM

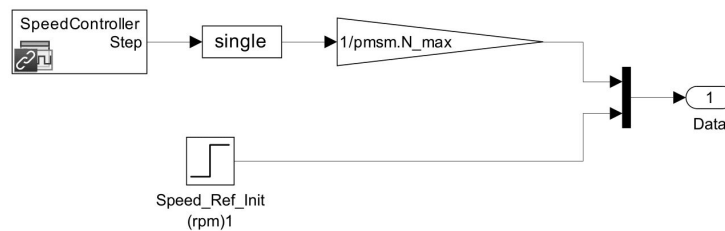


Figura 4.4: Segnale di riferimento velocità

Nelle figure 4.5 e 4.6 sono illustrati i sottoblocchi dello "SpeedControl". Nella prima figura si osserva come la velocità di riferimento e la velocità misurata vengano fornite in ingresso al blocco contenente il controllore PI, mostrato nella seconda figura. Questo controllore PI elabora i segnali di ingresso per restituire la corrente di quadratura di riferimento ( $I_q$  di riferimento). Nel contempo, la corrente diretta di riferimento ( $I_d$  di riferimento) viene impostata a zero, in conformità con la teoria del controllo a orientamento di campo (FOC).

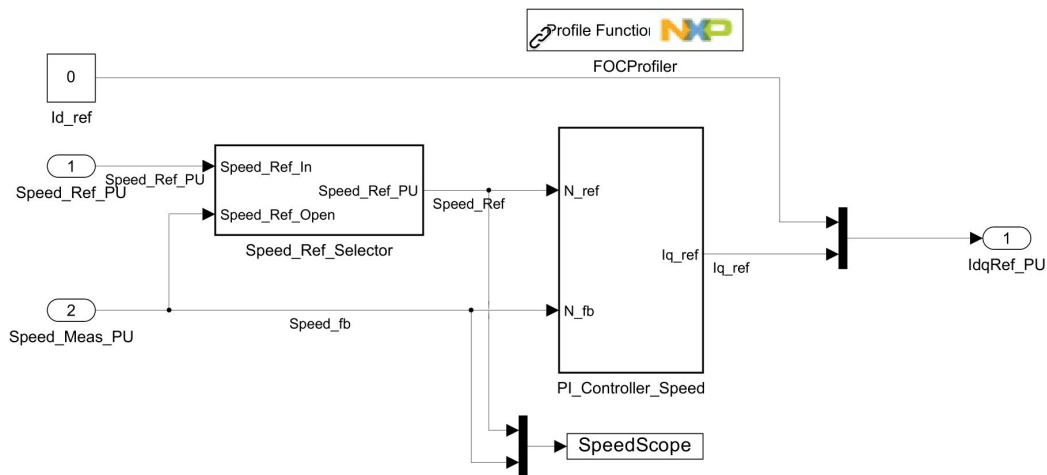


Figura 4.5: Controllo di velocità - loop esterno

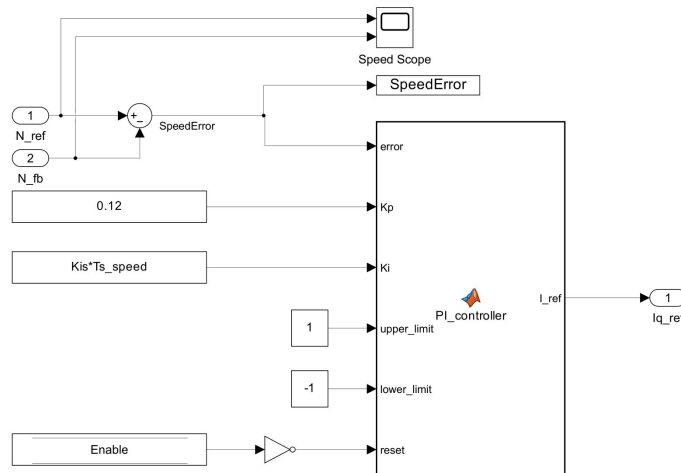


Figura 4.6: Controllore PI della velocità

Le successive immagini mostrano l'intera sezione relativa al controllo delle correnti, la quale fornisce in uscita un segnale di tensione che sarà poi sottoposto a modulazione PWM per il comando dell'inverter.

In Figura 4.7, il blocco "Control-System" contiene le trasformate di Clark e Park, nonché le relative antitrasformate, necessarie per il controllo delle correnti tramite i regolatori PI, visibili in Figura 4.10.

Facendo un passo indietro, in Figura 4.9 si notano le correnti  $I_d$  e  $I_q$  di riferimento e misurate, che vengono inviate come input ai rispettivi controllori PI. Inoltre, sono presenti i due blocchi denominati rispettivamente "Nonlinear feedforward compensation" e "Nonlinear feedforward compensation1", che permettono di implementare le equazioni 3.27 e 3.28 andando a sommare la parte non lineare che abbiamo inizialmente tolto per semplificare la progettazione dei controllori.

## 4.1 Modello Simulink

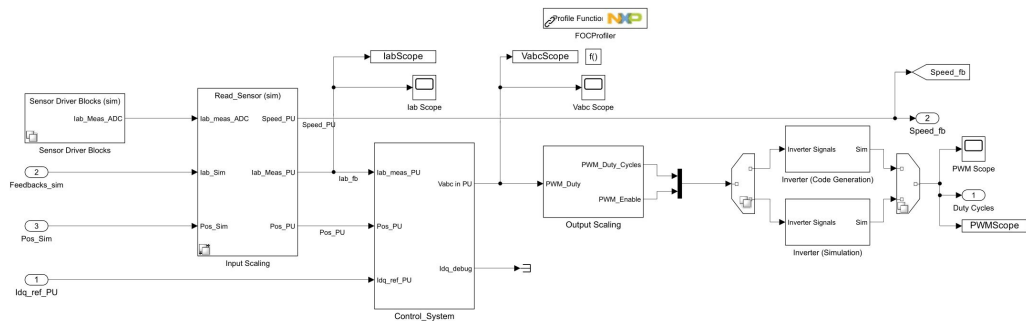


Figura 4.7: Schema di controllo delle correnti e segnale PWM

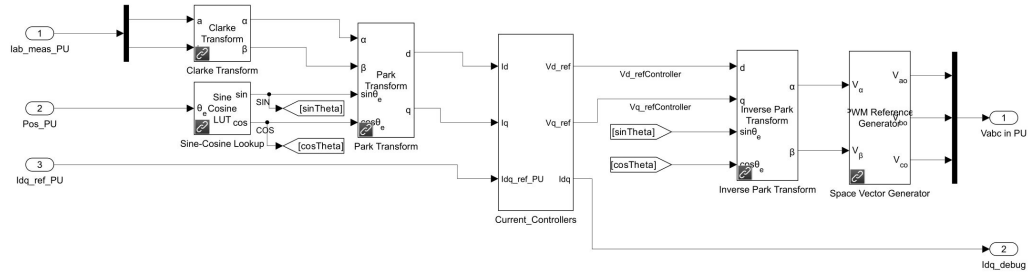


Figura 4.8: Trasformazioni  $abc - \alpha\beta - dq$

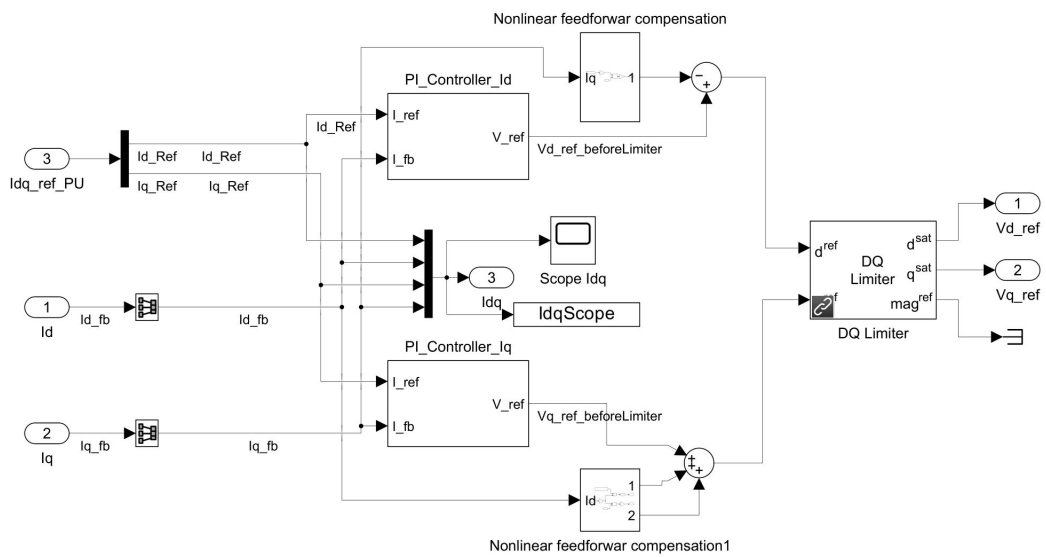


Figura 4.9: Controllo delle correnti - loop interno

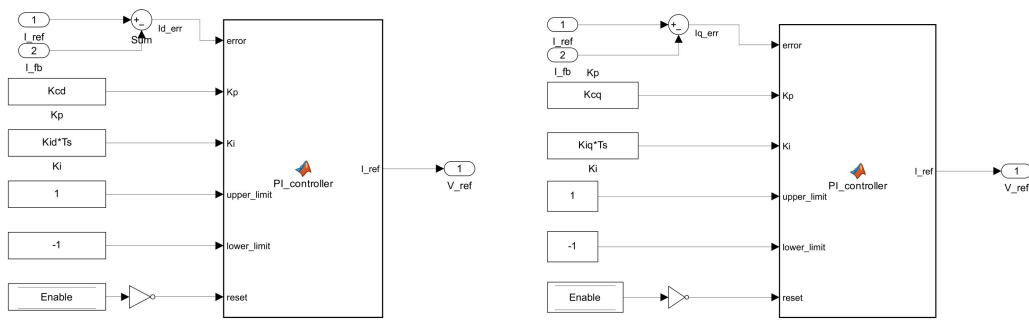


Figura 4.10: Controllori PI  $I_d - I_q$

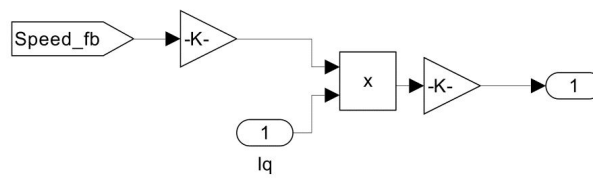


Figura 4.11: Compensazione non lineare  $V_d$

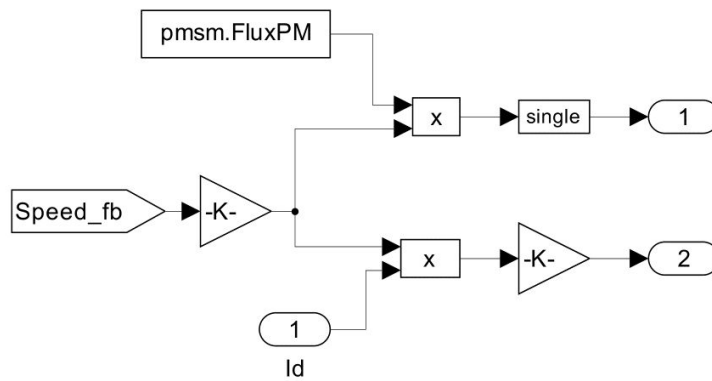


Figura 4.12: Compensazione non lineare  $V_q$

## 4.2 Matlab Script

In questa sezione viene presentato il codice MATLAB utilizzato per il funzionamento del modello Simulink. La prima parte del codice è dedicata alla dichiarazione dei parametri caratteristici del motore e dell'inverter. Successivamente, viene calcolata la velocità base del motore, la quale rappresenta la velocità operativa quando il motore è alimentato alla tensione e alla frequenza nominali. Questo parametro è essenziale per la progettazione del sistema di controllo.

Infine, alcune grandezze vengono normalizzate utilizzando il Per-Unit System implementato in MATLAB. Questo sistema consente di esprimere

grandezze elettriche, quali tensione, corrente, potenza e impedenza, come frazioni o multipli di un valore di riferimento, piuttosto che in unità assolute. L'adozione del Per-Unit System semplifica i calcoli e riduce la probabilità di errori nelle simulazioni, facilitando l'analisi di sistemi complessi.

La seconda parte del codice è dedicata al calcolo dei parametri dei regolatori PI, eseguito in conformità alle equazioni riportate nelle sezioni 3.3.3 e 3.3.4. In questa fase, vengono variati i parametri  $\zeta$  e  $\gamma$  al fine di ottimizzare la risposta del sistema, cercando di limitare l'overshoot mantenendo al contempo un rapido tempo di salita. Le costanti proporzionali e integrali ottenute dai calcoli sono poi poste in ingresso al blocco del controllore PI come si vede in Figura 4.10

```

%% Set PWM Switching frequency
PWM_frequency = 20e3; %Hz // converter s/w freq
T_pwm = 1/PWM_frequency; %s // PWM switching time period

%% Set Sample Times
Ts = T_pwm * 2; %sec // simulation time step for controller
Ts_simulink = T_pwm; %sec // simulation time step for model
simulation
Ts_motor = T_pwm; %Sec // Simulation sample time
Ts_inverter = T_pwm; %sec // simulation time step for average value
inverter
Ts_speed = 10*Ts; %Sec // Sample time for speed controller

%% Set data type for controller & code-gen
dataType = 'single'; % Floating point code-generation

%% System Parameters // Hardware parameters

pmsm.model = 'LINIX-452VN24'; % // Manufacturer Model Number
pmsm.sn = '40'; % // Manufacturer Model Number
pmsm.p = 2; % // Pole Pairs for the motor
pmsm.Rs = 0.56; %Ohm // Shunt Resistor
pmsm.Ld = 0.375e-3; %H // D-axis inductance value
pmsm.Lq = 0.435e-3; %H // Q-axis inductance value
pmsm.J = 0.12e-4; %Kg-m2 // Inertia in SI units
pmsm.B = 0.1e-6; %Kg-m2/s // Friction Co-efficient
pmsm.Ke = 5.8; %Bemf Const // Vline_peak/krpm
pmsm.Kt = 0.097; %Nm/A // Torque constant
pmsm.I_rated= 2.3; %A // Rated current (phase-peak)
pmsm.N_max = 2000; %rpm // Max speed
pmsm.QEPIndexOffset = 0.1712; %0.6879/4; %PU position// QEP Offset
pmsm.QEPSlits = 1000; % // QEP Encoder Slits
pmsm.PositionOffset = 0.7061;
pmsm.FluxPM = (pmsm.Ke)/(sqrt(3)*2*pi*1000*4/60); %PM flux
computed from Ke
pmsm.T_rated = (3/2)*pmsm.p*pmsm.FluxPM*pmsm.I_rated; %Get T_rated from
I_rated

Target.model = 'EVBS32K144';% Manufacturer Model Number

```

Figura 4.13: Inizializzazione parametri motore

## Capitolo 4 Simulazione e Analisi delle prestazioni

```
Target.CPU_frequency      = 80e6;    % (Hz) // Clock frequency
Target.PWM_frequency     = PWM_frequency; %// PWM frequency
Target.PWM_Counter_Period = round(Target.CPU_frequency/Target.PWM_frequency); % (
(PWM timer counts)
%% Parameters below are not mandatory for offset computation

% inverter = mcb_SetInverterParameters('MOTORGD');
inverter.model           = 'MOTORGD3000-KIT'; % Manufacturer Model Number
inverter.sn              = 'rev1';           % Manufacturer Serial Number
inverter.V_dc            = 12;              %V // DC Link Voltage of the Inverter
inverter.I_max           = 31.25;          %Amps // Max current that can be measured
by ADC
inverter.I_trip          = 31.25;          %Amps // Max current for trip
inverter.Rds_on          = 35e-3;          %Ohms // Rds ON
inverter.Rshunt          = 0.010;         %Ohms // Rshunt
inverter.MaxADCCnt       = 4095;          %Counts // ADC Counts Max Value
inverter.CtSensAOffset   = 2040;          %Counts // ADC Offset for phase-A
inverter.CtSensBOffset   = 2040;          %Counts // ADC Offset for phase-B
inverter.ADCGain         = 1;             % // ADC Gain factor scaled by SPI
inverter.R_board         = inverter.Rds_on + inverter.Rshunt/3; %Ohms
```

Figura 4.14: Inizializzazione parametri Inverter

```
%% Derive Characteristics
Rs      = pmsm.Rs + inverter.R_board;

%Get base speed
Iq      = pmsm.I_rated;
Lq      = pmsm.Lq;
Flux_PM = pmsm.FluxPM;
Vph_max = inverter.V_dc/sqrt(3);
ConvRPM = 60/(2*pi*pmsm.p);

a      = ((Lq*Iq)^2 + Flux_PM^2);
b      = 2*Iq*Rs*Flux_PM;
c      = (Iq*Rs)^2 - (Vph_max)^2;

equation = [a b c];

speeds   = roots(equation);
speeds_rpm = ConvRPM*speeds;

%find the positive root
if speeds_rpm(1) > speeds_rpm(2)
    pmsm.N_base = double(uint32(speeds_rpm(1)));
else
    pmsm.N_base = double(uint32(speeds_rpm(2)));
end

%% PU System details // Set base values for pu conversion

% Get Per-Unit System parameters
PU_System.V_base = (inverter.V_dc/sqrt(3));
PU_System.I_base = inverter.I_max;
PU_System.N_base = pmsm.N_base;
```

Figura 4.15: Calcolo velocità base del motore e conversione parametri in Per-Unit System

```

%% TUNING PID CONTROLLER
pmsm.Rs = pmsm.Rs + inverter.R_board;
% PI Current
zeta1 = 0.707;           % Coefficiente di smorzamento
zeta2 = 1;
gamma1 = 0.6;           % Performance parameter corrente
Rt_speed = 0.06;       % Tempo di salita desiderato

wnq = (1/(1-gamma1)) * (pmsm.Rs/pmsm.Lq);
Kcq = (2*zeta1*wnq*pmsm.Lq) - pmsm.Rs;
t_iq = (2*zeta1*wnq*pmsm.Lq - pmsm.Rs) / (wnq^2*pmsm.Lq);
Kiq = Kcq/t_iq;

wnd = (1/(1-gamma1)) * (pmsm.Rs/pmsm.Ld);
Kcd = (2*zeta1*wnd*pmsm.Ld) - pmsm.Rs;
t_id = (2*zeta1*wnd*pmsm.Ld - pmsm.Rs) / (wnd^2*pmsm.Ld);
Kid = Kcd/t_id;

% PI Speed
%wns = (1/(1-gamma2)) * (pmsm.B/pmsm.J);
wns = 5*zeta2/Rt_speed;
Kcs = (1/pmsm.p) * (2*zeta2*wns - (pmsm.B/pmsm.J)) / ((1.5*pmsm.p^2*pmsm.FluxPM)/pmsm.J);
t_is = (1/pmsm.p) * (2*zeta2*wns - (pmsm.B/pmsm.J)) / (wns^2);
Kis = Kcs/t_is;

```

Figura 4.16: Calcolo parametri proporzionali-integrali

## 4.3 MatLab function PI

Nelle immagini successive (4.17 e 4.18) è illustrata l'implementazione dei controllori Proporzionale-Integrativi (PI) per il loop esterno e interno dello schema Field-Oriented Control (FOC). L'implementazione utilizza un particolare blocco di Simulink che permette la gestione del funzionamento tramite script MATLAB; la struttura del codice è identica per entrambi i regolatori.

All'inizio del codice, dopo aver definito il nome della funzione e le variabili di input e output, viene dichiarata la variabile `integral` con l'attributo `persistent`. Questo attributo consente alla variabile di mantenere il suo valore tra le successive esecuzioni della funzione, evitando che venga ripristinato ogni volta. Successivamente, le variabili di input vengono convertite nel tipo `single` per rispettare il formato delle variabili utilizzato nel modello di partenza, e si imposta il valore iniziale dell'errore integrale a zero.

Lo script include anche l'implementazione della funzione di anti-windup, che garantisce che l'integrale venga aggiornato solo se l'uscita non ha superato i limiti imposti o se l'errore è nella direzione di ridurre la saturazione. Infine, viene calcolata la corrente o la tensione di riferimento, sommando le azioni proporzionale e integrale.

## Capitolo 4 Simulazione e Analisi delle prestazioni

```
function I_ref = PI_controller(error, Kp, Ki, upper_limit, lower_limit, reset)
% Variabili persistenti per memorizzare i valori precedenti
persistent integral

% Assicuro che tutte le variabili siano di tipo single
error = single(error);
Kp = single(Kp);
Ki = single(Ki);
upper_limit = single(upper_limit);
lower_limit = single(lower_limit);
reset = single(reset);

% Inizializzo le variabili se sono vuote o se il reset è richiesto
if isempty(integral) || reset
    integral = single(0);
end

% Calcolo il termine proporzionale
P = Kp * error;

% Aggiorno l'integrale solo se l'uscita non è saturata o se l'errore è in direzione di ridurre la saturazione
if (P + Ki * integral < upper_limit && P + Ki * integral > lower_limit) || ...
    (P + Ki * integral >= upper_limit && error < 0) || ...
    (P + Ki * integral <= lower_limit && error > 0)
    integral = integral + error;
end

% Calcolo la corrente di riferimento
I_ref_unsat = P + Ki * integral;

% Applico la saturazione alla corrente di riferimento
I_ref = min(max(I_ref_unsat, lower_limit), upper_limit);

end
```

Figura 4.17: Funzione PI per la velocità

```
function V_ref = PI_controller(error, Kp, Ki, upper_limit, lower_limit, reset)
% Variabili persistenti per memorizzare i valori precedenti
persistent integral

% Assicuro che tutte le variabili siano di tipo single
error = single(error);
Kp = single(Kp);
Ki = single(Ki);
upper_limit = single(upper_limit);
lower_limit = single(lower_limit);
reset = single(reset);

% Inizializzo le variabili se sono vuote o se il reset è richiesto
if isempty(integral) || reset
    integral = single(0);
end

% Calcolo il termine proporzionale
P = Kp * error;

% Aggiorno l'integrale solo se l'uscita non è saturata o se l'errore è in direzione di ridurre la saturazione
if (P + Ki * integral < upper_limit && P + Ki * integral > lower_limit) || ...
    (P + Ki * integral >= upper_limit && error < 0) || ...
    (P + Ki * integral <= lower_limit && error > 0)
    integral = integral + error;
end

% Calcolo la tensione di riferimento
V_ref_unsat = P + Ki * integral;

% Applico la saturazione alla tensione di riferimento
V_ref = min(max(V_ref_unsat, lower_limit), upper_limit);

end
```

Figura 4.18: Funzione PI per la corrente

## 4.4 Risultati delle simulazioni

Le analisi dei grafici ottenuti dalla simulazione del controllo FOC su un motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) permettono di valutare l'efficacia del sistema di controllo in termini di stabilità, efficienza e risposta dinamica del motore in totale sicurezza.

### 4.4.1 Controllo velocità

Il primo grafico relativo alla velocità del motore, permette di valutare la capacità del sistema di seguire un riferimento, come un setpoint costante o una rampa. Se la velocità del motore segue fedelmente il riferimento, il controllo può essere considerato efficace. Eventuali sovraelongazioni, oscillazioni o ritardi nel raggiungimento della velocità desiderata potrebbero indicare la necessità di una migliore ottimizzazione dei guadagni del controllore. Una variazione graduale della velocità suggerisce un transitorio controllato, mentre bruschi cambiamenti potrebbero segnalare problemi di stabilità.

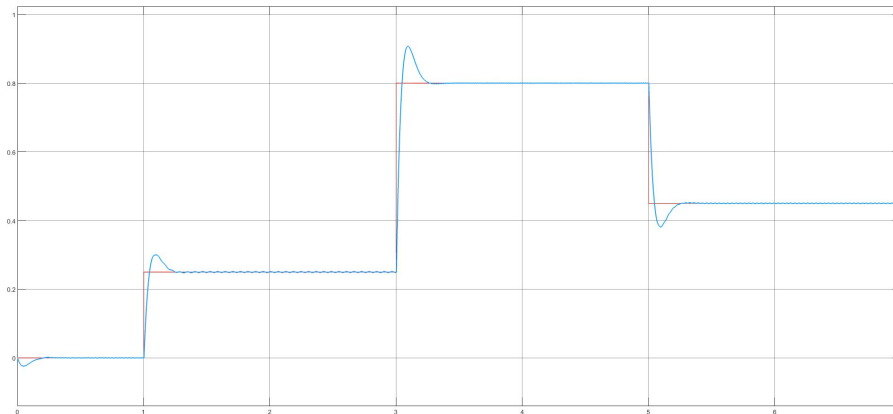


Figura 4.19: Grafico della velocità

Il grafico seguente rappresenta l'andamento della posizione rotorica del motore rispetto al tempo. L'asse delle ordinate indica la posizione angolare del rotore normalizzata, mentre l'asse delle ascisse rappresenta il tempo. Nella prima parte del grafico, si osserva una posizione quasi costante, suggerendo che il motore sia inizialmente fermo. Successivamente, il grafico mostra un comportamento oscillatorio con una frequenza crescente, segno che il motore sta accelerando. Questa oscillazione, che diventa sempre più frequente ma con ampiezza costante, indica che il motore ha raggiunto una velocità angolare stabile e sta operando a regime. Infine la frequenza delle oscillazioni diminuisce seguendo i cambiamenti di velocità impostati.

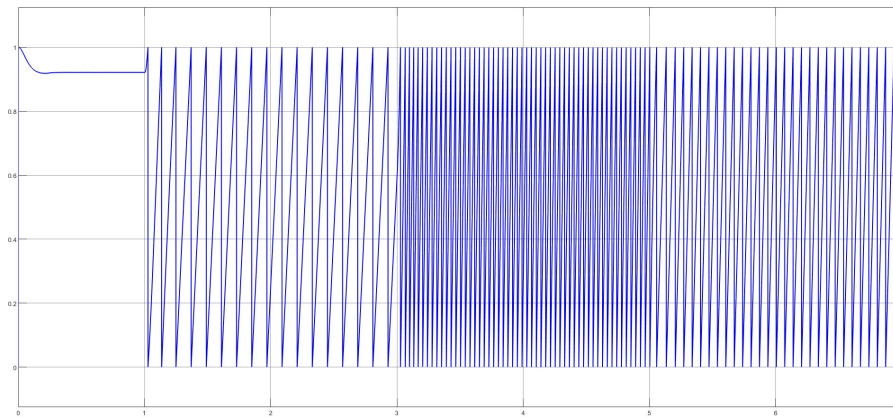


Figura 4.20: Grafico della posizione

#### 4.4.2 Controllo correnti

Nel primo grafico relativo ai parametri  $I_a$  e  $I_b$ , si nota che entrambi i segnali oscillano significativamente durante la fase di avvio e in corrispondenza delle variazioni di velocità o carico. Queste oscillazioni sono più pronunciate immediatamente dopo la variazione improvvisa della velocità. Tuttavia, con il tempo, i segnali tendono a stabilizzarsi e a convergere verso uno stato stazionario. L'oscillazione iniziale è probabilmente dovuta alla dinamica del controllo e alla risposta del sistema a perturbazioni. Il fatto che i segnali raggiungano uno stato stazionario dopo ogni transizione indica che il controllo FOC è efficace nel regolare le correnti del motore.

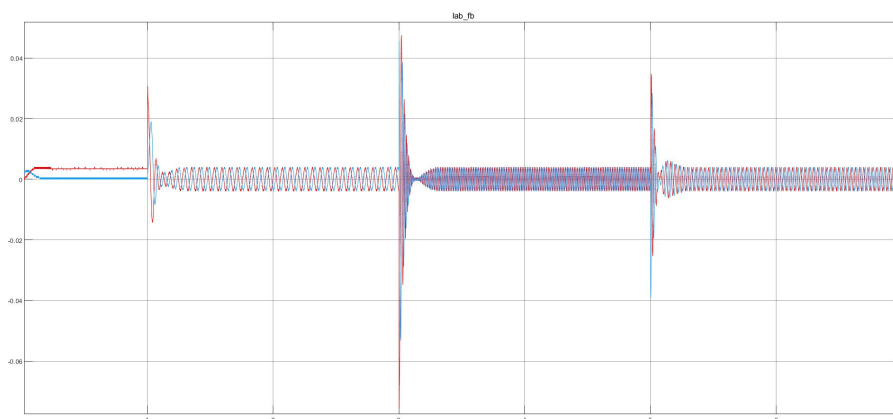


Figura 4.21: Grafico delle correnti  $I_{ab}$

Il secondo grafico esamina le componenti di corrente nel riferimento d ( $I_d$ ) e q ( $I_q$ ), che rappresentano rispettivamente la componente di corrente magnetizzante e quella che produce la coppia nel sistema di coordinate sincronizzato con il rotore. In un controllo FOC ben implementato, la componente  $I_d$  dovrebbe essere mantenuta il più vicino possibile allo zero

durante l'operazione stazionaria, massimizzando così l'efficienza del motore. La componente  $I_q$ , invece, è direttamente proporzionale alla coppia prodotta e dovrebbe riflettere accuratamente le variazioni di richiesta di coppia. La stabilità di queste correnti, evidenziata dall'assenza di rumore significativo o oscillazioni, suggerisce che il controllo sia stabile e ben sintonizzato.

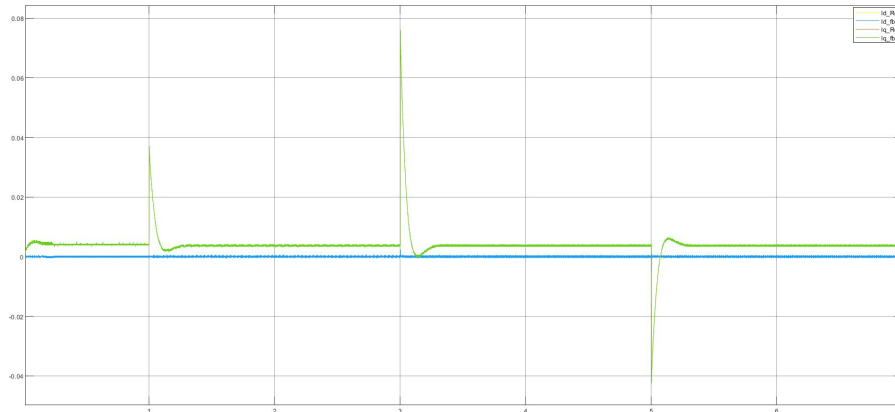


Figura 4.22: Grafico delle correnti  $I_{dq}$

#### 4.4.3 Tensioni di controllo

In Figura 4.22 l'analisi del grafico della tensione applicata al motore durante l'operazione, rivela come questa viene modulata per controllare le correnti  $I_d$  e  $I_q$ . La tensione dovrebbe variare in modo coerente con le variazioni della velocità del motore. Un'oscillazione eccessiva o rumore nella tensione potrebbe suggerire problemi di stabilità o un controllo non ottimale, mentre una tensione ben modulata è indicativa di un funzionamento efficiente e di un sistema di controllo adeguato.

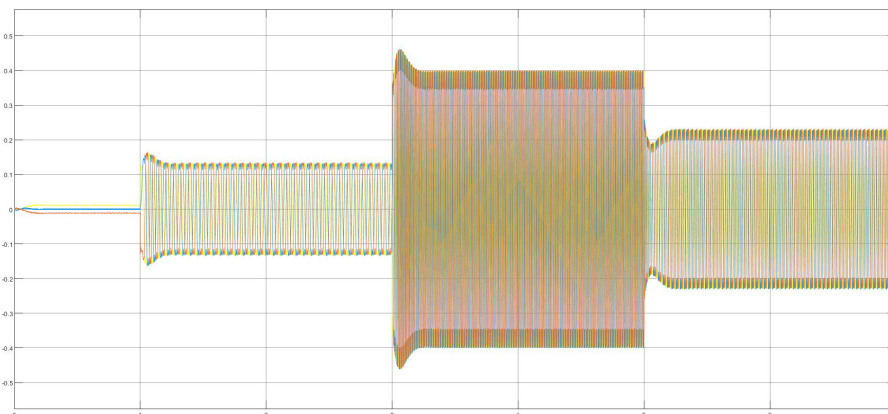


Figura 4.23: Grafico delle tensioni di controllo

## Capitolo 4 Simulazione e Analisi delle prestazioni

Infine, il grafico 4.24 che mostra un focus sulla forma d'onda dell'uscita del modulatore PWM (Pulse Width Modulation), evidenzia il controllo della tensione applicata alle fasi del motore. Un segnale PWM pulito e privo di distorsioni è cruciale per un controllo efficiente. Le variazioni nel duty cycle del PWM indicano regolazioni dinamiche necessarie per mantenere il controllo del motore. L'efficacia della modulazione PWM si riflette nella capacità del sistema di convertire le richieste di controllo, come le variazioni di  $I_d$  e  $I_q$ , in una tensione efficace e ben applicata al motore.

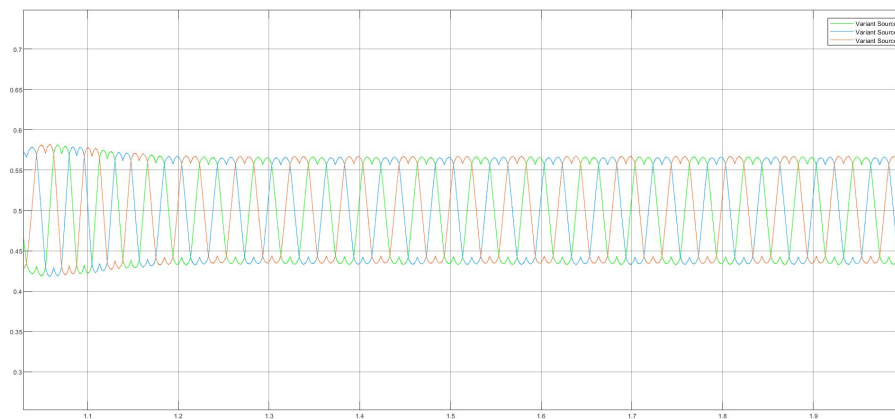


Figura 4.24: Grafico segnale SVPWM

# Capitolo 5

## Validazione sperimentale

Dopo aver progettato e simulato un sistema, è essenziale testarne le prestazioni nel mondo reale per garantire che le soluzioni teoriche siano effettivamente efficaci e affidabili. Questo capitolo si concentra su tale fase di verifica, illustrando i passaggi e le metodologie utilizzate per validare empiricamente il sistema progettato. Iniziamo con una panoramica dettagliata del setup dell'hardware, che descrive l'assemblaggio e la configurazione dei componenti fisici necessari per eseguire i test sperimentali. Successivamente, ci occupiamo dell'interfaccia utente, che è fondamentale per l'interazione tra l'operatore e il sistema di controllo. In questa parte verranno indicati i vari passi per scaricare il programma nella scheda di controllo del motore e avviarlo. La parte centrale del capitolo è dedicata ai risultati sperimentali. Qui, presentiamo i dati ottenuti dai test reali, con particolare attenzione agli indici di prestazione, che quantificano l'efficacia del sistema sulla base di criteri ben definiti. Analizziamo i risultati ottenuti confrontandoli con le previsioni teoriche e i dati simulati. Infine, esaminiamo le differenze dalla simulazione, fornendo un'analisi critica delle discrepanze tra i risultati simulati e quelli sperimentali. Questa sezione aiuta a identificare le cause di eventuali deviazioni e a valutare la robustezza del sistema di controllo nel contesto pratico.

### 5.1 Setup dell'hardware

Prima di procedere con il test del modello di controllo, è essenziale assicurarsi che tutte le componenti del kit siano correttamente configurate e collegate [15]. La Figura 5.1 illustra il S32K144 BLDC/PMSM Development Kit, che comprende un motore trifase capace di operare sia come motore BLDC sia come motore PMSM. Il kit include inoltre due schede elettroniche: la DEVKIT-MOTORGD, di colore blu, e la S32K144EVB-Q100 Evaluation Board, di colore giallo. Oltre a queste componenti, sono forniti due cavi, uno per l'alimentazione a 12V e un cavo USB per la comunicazione seriale tra il PC e l'Evaluation Board. Per questa tesi, il kit deve essere configurato per operare con il motore PMSM. È quindi necessario verificare che i jumper

## Capitolo 5 Validazione sperimentale

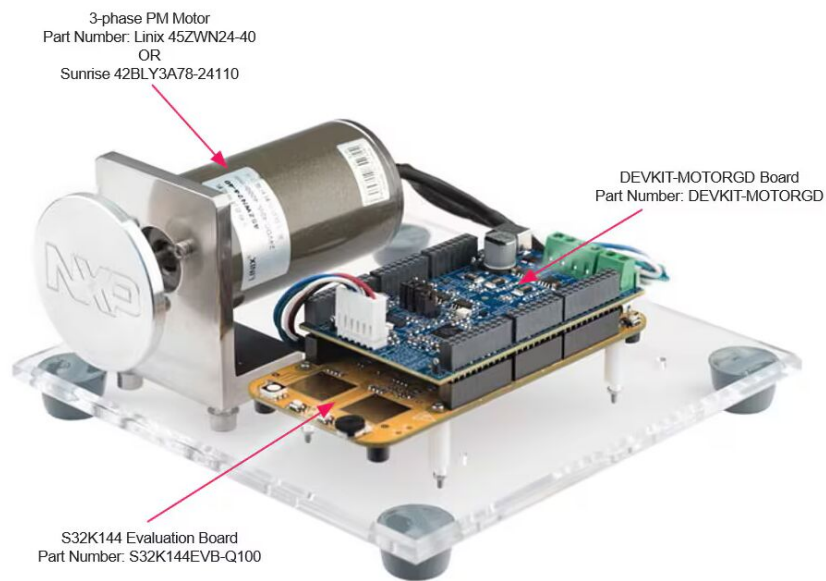


Figura 5.1: S32K144 BLDC/PMSM Development Kit

J9, J10 e J11 siano posizionati su 1-2, come illustrato in Figura 5.2. Inoltre, il potenziometro per la soglia delle sovracorrenti deve essere ruotato leggermente verso sinistra rispetto alla posizione centrale. Un ulteriore controllo riguarda il corretto collegamento dei cavi delle fasi del motore, che devono seguire l'ordine: Bianco, Blu, Verde, come indicato in Figura 5.4. Completato il setup, è possibile procedere con il collegamento del cavo di alimentazione nell'apposito slot della DEVKIT-MOTORGD e connettere il cavo seriale tra l'Evaluation Board e il PC, utilizzando rispettivamente la micro USB e l'USB, in modo da poter successivamente caricare il programma nel microcontrollore.

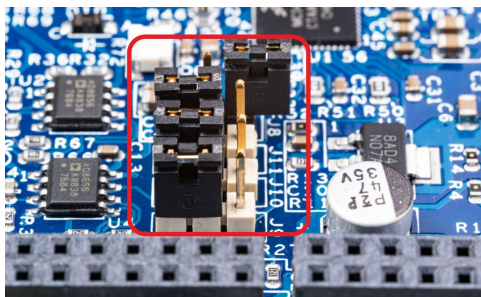


Figura 5.2: Posizione jumpers

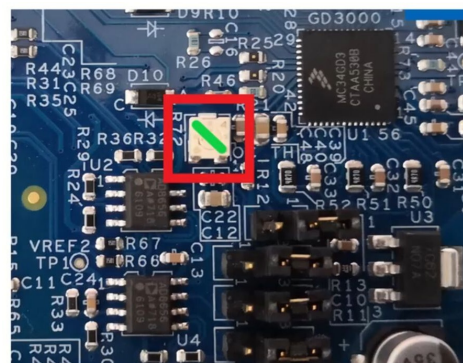


Figura 5.3: Posizione potenziometro



Figura 5.4: Ordine delle fasi e collegamento alimentazione

## 5.2 Setup Software

In questa sezione verranno descritti i passaggi necessari per caricare il modello creato in Simulink sul microcontrollore NXP presente nel kit, al fine di avviare il motore. Verranno inoltre illustrate le interfacce software e i programmi da utilizzare.

Una volta connesso il PC alla Evaluation Board, è necessario assicurarsi che il modello Simulink la riconosca. A tal fine, nella schermata principale del diagramma di controllo è presente un blocco denominato `MBD_S32K1xx_Config_Information`. Cliccando su questo blocco si aprirà la finestra mostrata in Figura 5.5, dove è possibile selezionare la scheda nella sezione *OpenSDA Drive Name*.

Se durante il test in simulazione non si sono verificati errori, è possibile procedere con il caricamento del programma di controllo nel microcontrollore. Questo avviene cliccando sul pulsante *Build*, come illustrato in Figura 5.6. Simulink avvierà quindi il processo di generazione del codice C corrispondente al modello, che verrà successivamente caricato sul microcontrollore. Il completamento corretto del processo è indicato dallo spegnimento e riaccensione del LED verde presente sulla Evaluation Board.

Il setup Hardware e Software è ora completato ed è possibile aprire il programma FreeMaster cliccando nell'apposito link presente nella schermata iniziale del modello Simulink.

## Capitolo 5 Validazione sperimentale

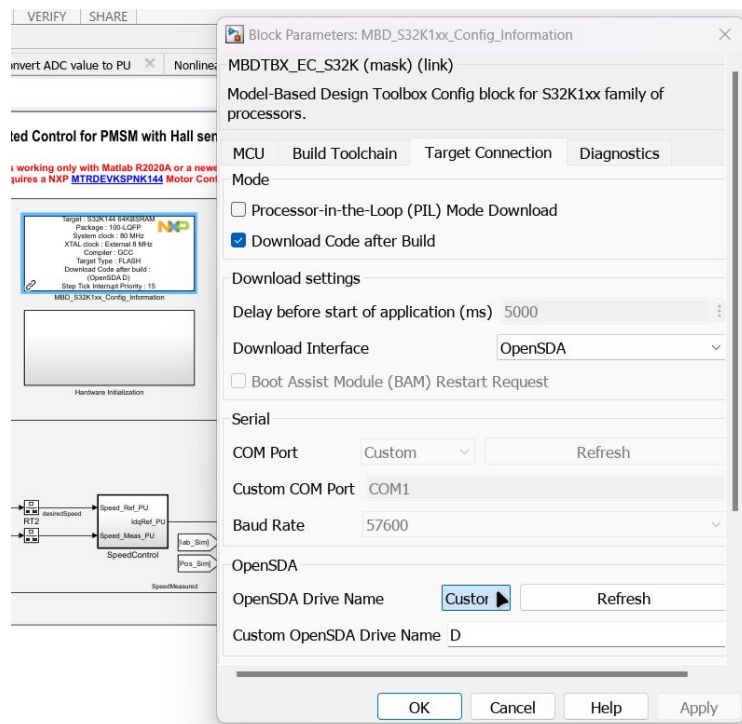


Figura 5.5: Connessione alla scheda

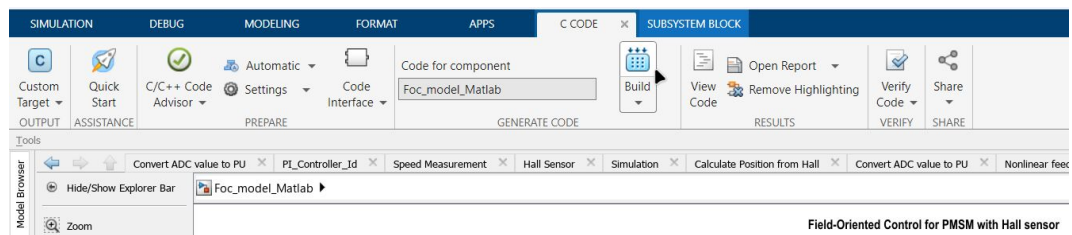


Figura 5.6: Compilazione e caricamento del modello

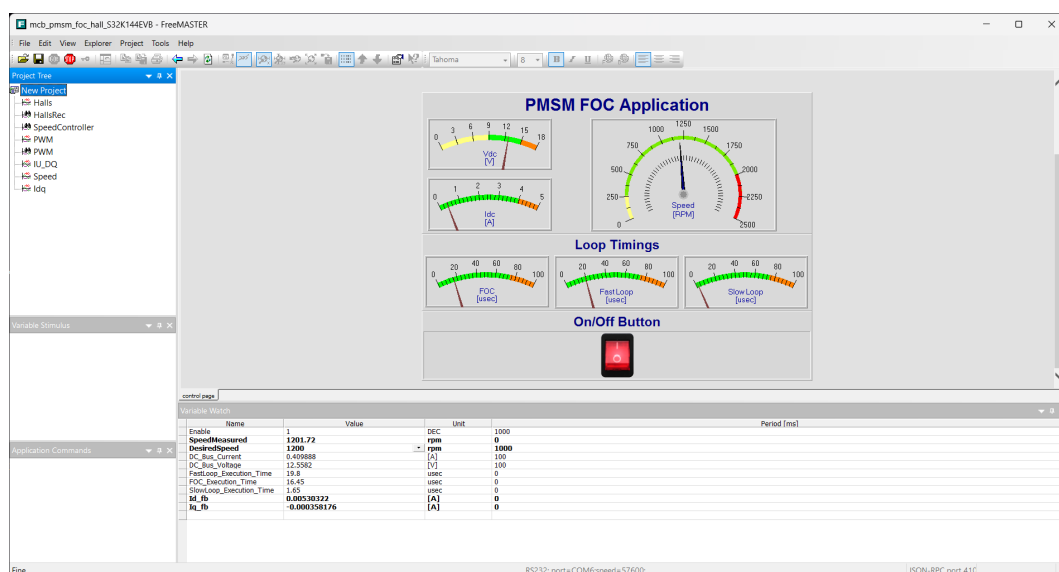


Figura 5.7: Interfaccia comandi FreeMaster

La Figura 5.7 mostra l'interfaccia di FreeMASTER, un ambiente utilizzato per il monitoraggio e il controllo in tempo reale di sistemi embedded, particolarmente indicato per applicazioni di controllo motore. L'interfaccia è organizzata in tre sezioni principali:

- **Dashboard di Monitoraggio:** Posizionata al centro dell'interfaccia, questa sezione presenta diversi indicatori grafici che mostrano in tempo reale lo stato del sistema. Gli strumenti di misura visualizzano:
  - *Vdc [V]*: La tensione del bus DC.
  - *Idc [A]*: La corrente nel bus DC.
  - *Speed [RPM]*: La velocità del motore in giri al minuto (RPM).
  - *Loop Timings*: I tempi di esecuzione dei loop di controllo, tra cui il controllo del campo orientato (FOC), il Fast Loop e lo Slow Loop.

In aggiunta, è presente un grande pulsante rosso etichettato come *On/Off Button*, che permette di attivare o disattivare il motore.

- **Monitoraggio delle Variabili:** Situata nella parte inferiore dell'interfaccia, questa sezione offre una panoramica delle variabili principali del sistema, mostrandone i valori attuali. E' possibile aggiungere qualsiasi variabile utilizzata nel modello Simulink.
- **Project Tree:** Situato nella parte sinistra dell'interfaccia, questa sezione consente di visualizzare l'elenco dei grafici real time delle variabili di controllo. Cliccando su di essi si aprirà una schermata dedicata dove sarà possibile effettuare misurazioni e record.

## 5.3 Risultati sperimentali

Di seguito vengono presentate le immagini dei risultati ottenuti applicando il controllo ad orientamento di campo (FOC) al motore reale. L'obiettivo è stato quello di replicare lo stesso segnale di controllo utilizzato nella simulazione, al fine di analizzare e confrontare le differenze tra i due scenari. Tuttavia, in alcune misurazioni, il tempo di campionamento non è stato sufficiente per ottenere un grafico che rispecchi fedelmente il comportamento reale delle variabili.

## Capitolo 5 Validazione sperimentale

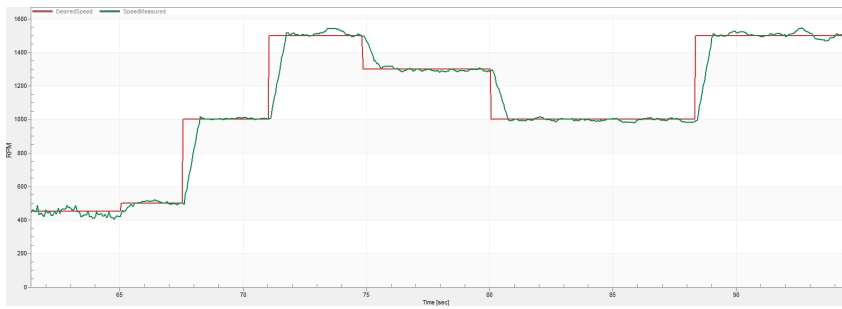


Figura 5.8: Grafico della velocità

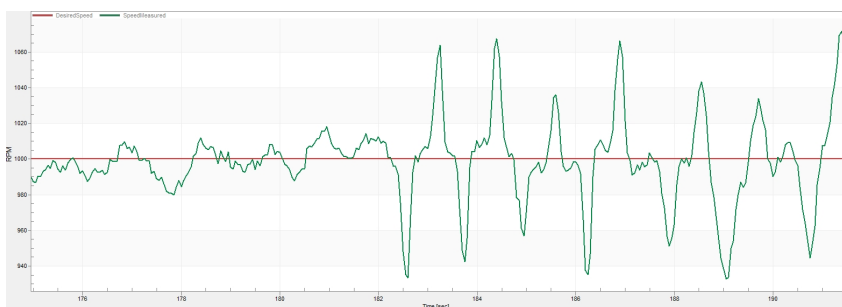


Figura 5.9: Risposta della velocità a variazioni di carico

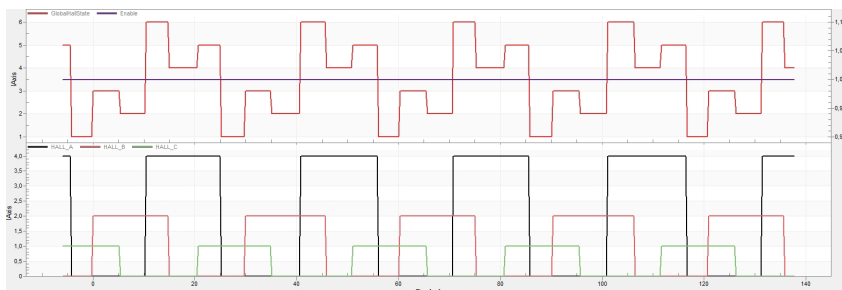


Figura 5.10: Sequenza attivazione sensori Hall

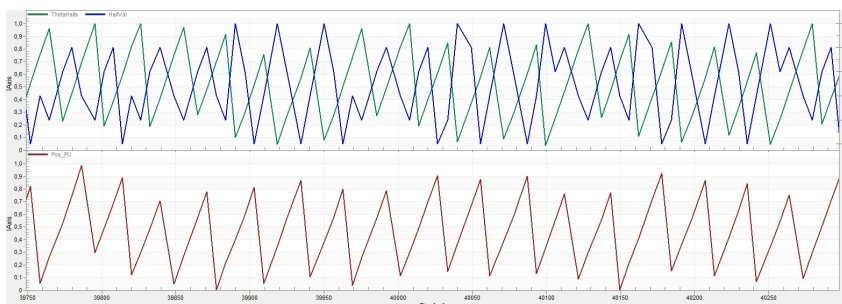


Figura 5.11: Grafico della posizione angolare

### 5.3 Risultati sperimentali

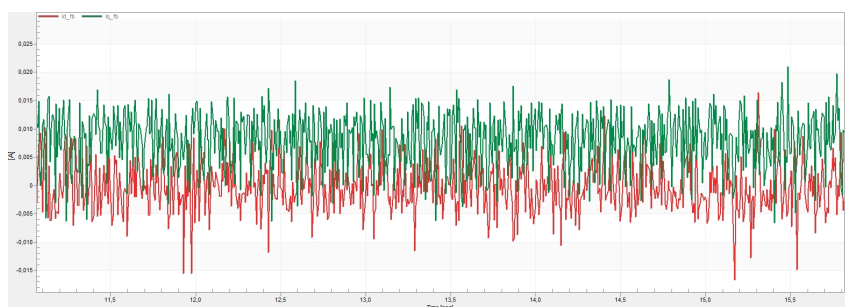


Figura 5.12: grafico delle correnti  $I_d I_q$

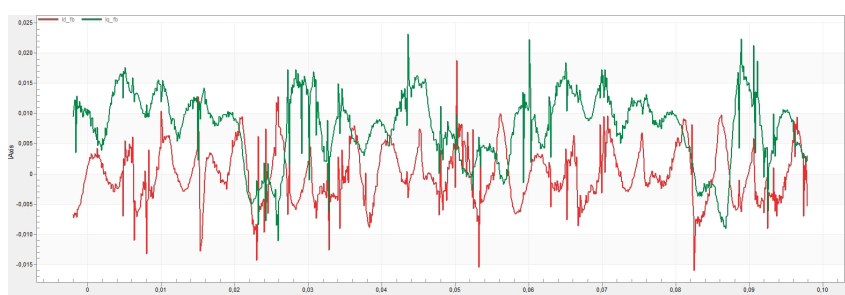


Figura 5.13: Zoom grafico delle correnti  $I_d I_q$

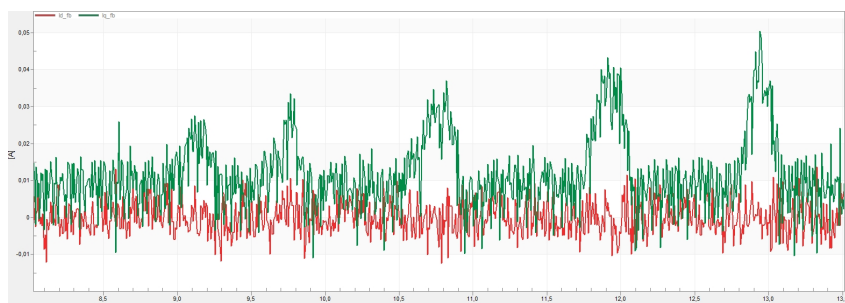


Figura 5.14: Risposta delle correnti  $I_d I_q$  a variazioni di carico

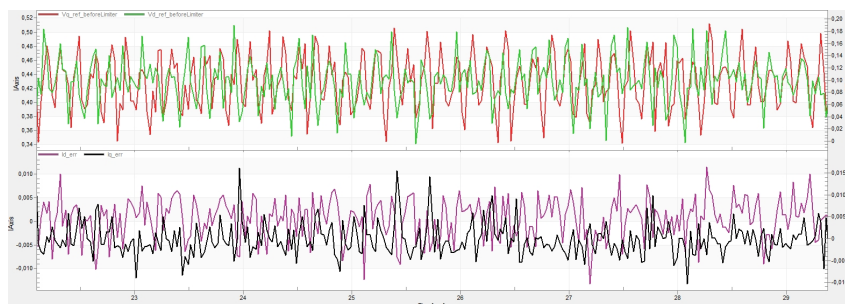


Figura 5.15: Grafico delle tensioni  $V_d V_q$

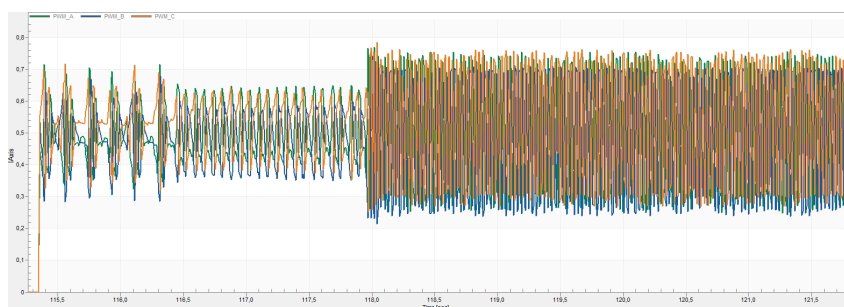


Figura 5.16: Grafico del segnale PWM all'avvio

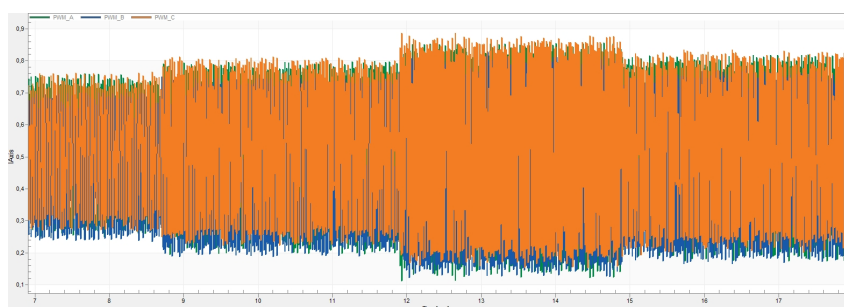


Figura 5.17: Grafico del segnale PWM al variare della velocità

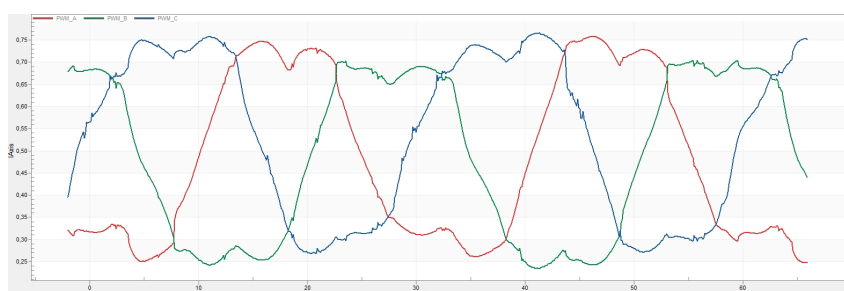


Figura 5.18: Focus forma d'onda del segnale PWM

### 5.3.1 Analisi differenze dalla simulazione

In questa sezione vengono analizzate le differenze tra i risultati ottenuti dalla simulazione del controllo FOC (Field-Oriented Control) su un motore PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) e il comportamento reale del motore quando il controllo è applicato in un sistema fisico.

Ponendo principalmente attenzione ai grafici della risposta del sistema al controllo in velocità(4.19,5.8), il grafico relativo al comportamento reale mostra che il motore PMSM ha un tempo di risposta leggermente più lungo rispetto a quello simulato. In particolare, si osserva che la velocità misurata (curva verde) impiega più tempo a raggiungere la velocità desiderata (curva rossa) durante le transizioni tra diversi setpoint. Al contrario, la simulazione

evidenzia una risposta rapida e immediata, con un tempo di salita ridotto, ideale per il raggiungimento del riferimento.

Tuttavia per quanto riguarda l'overshoot, il comportamento reale si manifesta migliore rispetto alla simulazione fermandosi direttamente sul valore di riferimento presentando solamente qualche piccola oscillazione. Queste oscillazioni possono essere dovute al rumore presente nel sistema di controllo o alle limitazioni del controller digitale. Nella simulazione, tali oscillazioni sono meno evidenti, il che indica che il modello simulato è meno sensibile alle perturbazioni e ai disturbi esterni.

L'errore stazionario invece, sia nel comportamento reale che nella simulazione, è praticamente nullo, indicando una buona capacità del sistema di mantenere il setpoint desiderato. Tuttavia, nel sistema reale si notano piccole deviazioni, potenzialmente causate dal rumore nei sensori o le inevitabili incertezze fisiche del sistema.

In conclusione il confronto tra i risultati della simulazione e il comportamento reale del sistema evidenzia che, sebbene la simulazione fornisca un quadro utile e predittivo delle prestazioni del controllo FOC, il comportamento reale introduce complessità aggiuntive che devono essere considerate. Differenze in termini di tempo di risposta e stabilità suggeriscono che ulteriori ottimizzazioni del controller potrebbero essere necessarie per migliorare le prestazioni in applicazioni reali. Integrazioni di fattori reali, come il rumore, le variazioni di carico e le non linearità, possono aiutare a ridurre la discrepanza tra la simulazione e il comportamento effettivo del sistema, garantendo una migliore corrispondenza tra i modelli teorici e la realtà operativa. Le stesse considerazioni possono essere replicate confrontando i grafici delle correnti e delle tensioni dove anche in questi casi si evidenziano le sfide tipiche nell'implementazione pratica di un sistema di controllo FOC per un PMSM, anche se, in generale, il sistema risulta comunque stabile e affidabile.

#### 5.3.2 Indici di prestazione

Nel contesto del controllo dei motori, gli indici di prestazione IAE, ISE e ITAE [16] sono utilizzati per valutare l'efficacia dei sistemi di controllo automatico. Questi indici sono spesso utilizzati nella teoria del controllo per progettare e ottimizzare i controller, come i controllori PID (Proporzionale-Integrale-Derivativo), e per valutare la qualità della risposta di un sistema. Di seguito viene riportato il codice MATLAB della funzione utilizzata per il calcolo degli indici di prestazione.

## Capitolo 5 Validazione sperimentale

```
function [ISE, IAE, ITAE] = computeIndices(error, Ts)
    ISE = 0;
    IAE = 0;
    ITAE = 0;

    n = length(error);

    for k = 1:n
        t = (k - 1) * Ts; % Tempo corrente
        e = error(k);     % Errore corrente

        ISE = ISE + (e^2) * Ts;
        IAE = IAE + abs(e) * Ts;
        ITAE = ITAE + t * abs(e) * Ts;
    end
end
```

Figura 5.19: Calcolo degli indici di prestazione

### IAE (Integral of Absolute Error)

Questo indice misura l'integrale dell'errore assoluto tra la risposta del sistema e il valore di riferimento nel tempo. In altre parole, l'IAE calcola l'area sotto la curva dell'errore assoluto. È utile per valutare la qualità complessiva della risposta del sistema, dove un valore più basso dell'IAE indica una risposta più precisa e meno deviazioni dall'obiettivo.

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (5.1)$$

dove  $e(t)$  è l'errore tra la risposta del sistema e il valore di riferimento.

### ISE (Integral of Squared Error)

L'ISE misura l'integrale dell'errore al quadrato nel tempo, penalizzando fortemente gli errori grandi rispetto all'IAE, poiché l'errore elevato è elevato al quadrato. È utile per valutare la qualità della risposta di un sistema in cui gli errori più grandi sono particolarmente indesiderabili.

$$\text{ISE} = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt \quad (5.2)$$

### ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error)

Questo indice misura l'integrale dell'errore assoluto pesato per il tempo. L'ITAE dà più peso agli errori che si verificano più tardi nel tempo, il che è utile per applicazioni in cui è importante che l'errore venga ridotto il più rapidamente possibile, ma con un'attenzione particolare a evitare grandi errori in fasi più avanzate.

$$\text{ITAE} = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt \quad (5.3)$$

### 5.3 Risultati sperimentali

Un sistema di controllo progettato correttamente tende a minimizzare gli indici di prestazione integrali, poiché un basso valore di IAE è indicativo di una buona precisione complessiva, un basso valore di ISE evidenzia la capacità del sistema di gestire efficacemente transitori e oscillazioni, mentre un basso valore di ITAE dimostra che il sistema è in grado di stabilizzarsi rapidamente, evitando errori persistenti nel tempo.

Nella sezione seguente vengono presentati i risultati di una serie di test effettuati variando i parametri proporzionali e integrali dei controllori PI utilizzati. Gli indici di prestazione sono stati calcolati per ogni configurazione, permettendo di valutare l'effetto delle modifiche sui comportamenti del sistema di controllo.

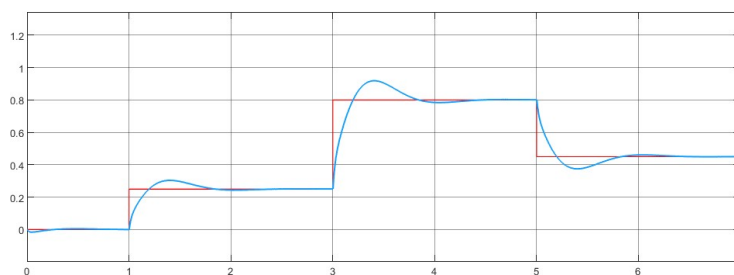


Figura 5.20: Risposta del sistema di partenza

In questo primo caso, il test è stato condotto mantenendo i parametri forniti dal modello originale. Come si può osservare dal grafico in Figura 5.20, la risposta del sistema risulta accettabile, con indici ISE e IAE relativamente contenuti. L'indice ITAE, invece, presenta un valore moderatamente più elevato; tuttavia, la risposta complessiva del sistema rimane comunque soddisfacente, evidenziando una buona capacità di controllo e un errore complessivo ben gestito.

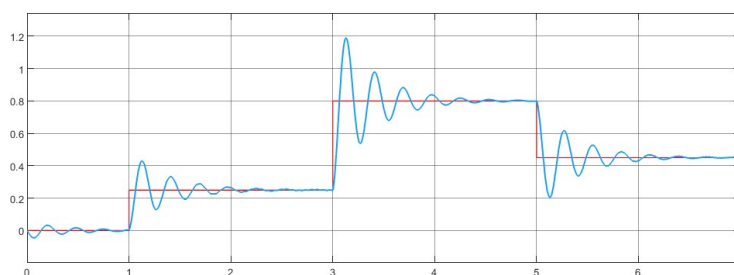


Figura 5.21: Risposta del sistema con parametri calcolati

Il secondo test è stato effettuato utilizzando i parametri calcolati seguendo le equazioni descritte nelle sezioni precedenti. Come si può osservare in Figura 5.21, l'errore più evidente consiste nelle oscillazioni attorno al valore di setpoint. L'aumento dei valori degli indici di prestazione conferma

## Capitolo 5 Validazione sperimentale

che il sistema risulta decisamente meno stabile, con un comportamento oscillatorio marcato. Questo tipo di risposta rende il sistema inefficiente e non affidabile per l'utilizzo previsto, compromettendo la qualità del controllo.

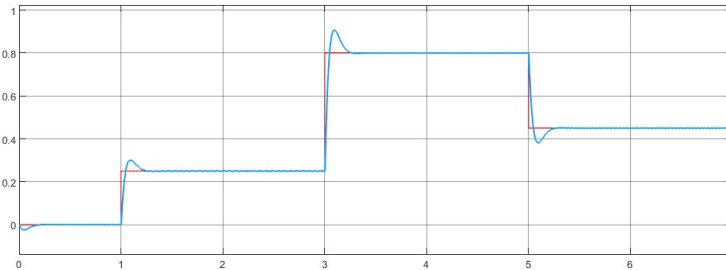


Figura 5.22: Migliore risposta ottenuta

Il miglior risultato è stato ottenuto mantenendo gli stessi parametri del test precedente, con l'unica modifica del guadagno proporzionale del controller PI della velocità. Un leggero incremento di questo valore ha permesso al sistema di stabilizzarsi, eliminando le oscillazioni attorno al valore di riferimento e garantendo un rapido tempo di salita, accompagnato da un leggero overshoot. Come evidenziato dagli indici di prestazione, notevolmente ridotti rispetto ai test precedenti, il sistema ha raggiunto un comportamento ottimale.

Questa ottimizzazione del guadagno proporzionale ha portato a una significativa riduzione dell'errore complessivo (ISE, IAE, ITAE), dimostrando l'importanza di un fine-tuning accurato dei parametri del controller. Il miglioramento non solo si traduce in una maggiore precisione, ma anche in una risposta più rapida e stabile, rendendo il sistema adatto per l'applicazione pratica, dove è richiesta un'elevata affidabilità e una minima deviazione dal setpoint.

## Capitolo 6

### Conclusioni e Sviluppi Futuri

L'obiettivo principale di questa tesi era la sintesi dei regolatori proporzionali-integrali (PI) utilizzando la tecnica dell'assegnazione dei poli, una metodologia che può essere applicata a qualsiasi tipo di motore, a condizione di conoscere il modello matematico di base. Un ulteriore obiettivo è stato l'implementazione di questi regolatori in un modello di controllo utilizzando blocchi MATLAB Function all'interno di Simulink, che permettono la creazione di componenti personalizzati mediante script MATLAB.

Nel corso del lavoro, è emerso chiaramente che il semplice rispetto rigoroso della teoria matematica non avrebbe portato a risultati pienamente soddisfacenti. Nell'ambito del controllo dei sistemi, l'obiettivo finale non è solo teorico, ma è ottenere un sistema che sia stabile, efficiente e affidabile. Questo risultato è stato raggiunto attraverso l'adattamento di alcuni parametri, che hanno permesso di affinare i calcoli per meglio rispecchiare le caratteristiche del sistema reale.

Il confronto tra i risultati della simulazione e quelli ottenuti sul motore reale ha evidenziato che le differenze riscontrate sono principalmente dovute all'effetto del rumore e alla non idealità dei sensori. Ciò dimostra che il modello utilizzato in simulazione era ben costruito e che le modifiche apportate sono risultate efficaci e appropriate per questa applicazione.

Un aspetto rilevante di questo lavoro è stata la conferma dell'efficacia del controllo ad orientamento di campo (FOC) come tecnica di controllo per motori PMSM. Nonostante le inevitabili approssimazioni e limitazioni pratiche, il FOC si è dimostrato nuovamente una soluzione robusta e versatile, capace di garantire buone prestazioni anche in contesti applicativi reali.

Possibili sviluppi futuri potrebbero includere l'ottimizzazione del controllo PI per migliorare ulteriormente la risposta del sistema in presenza di disturbi e non linearità, l'integrazione di tecniche avanzate di filtraggio per mitigare l'effetto del rumore, e l'esplorazione di approcci di controllo sensorless per ridurre ulteriormente la complessità e i costi del sistema. Inoltre possiamo aggiungere anche la modalità di funzionamento in deflussaggio, che consente di estendere la gamma di velocità operativa oltre la velocità

## *Capitolo 6 Conclusioni e Sviluppi Futuri*

nominale del motore e la possibilità di rotazione in entrambi i sensi, il che aumenterebbe la versatilità e l'applicabilità del sistema.

In conclusione, questa tesi ha dimostrato l'efficacia dell'approccio adottato, sia dal punto di vista teorico che pratico, contribuendo a rafforzare la fiducia nelle tecniche di controllo FOC per applicazioni industriali e di ricerca avanzata.

## Bibliografia

- [1] Tim J.E. Miller. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Oxford University Press, Oxford, UK, 1989.
- [2] D. Daniel. Motor control class: Lecture 10 - speed estimator. <https://community.nxp.com/t5/NXP-Model-Based-Design-Tools/Motor-Control-Class-Lecture-10-Speed-Estimator/m-p/681518>, 2014.
- [3] R. Krishnan. Modeling and high-performance control of electric machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16:613–622, 2001.
- [4] Hamid A. Toliyat and Stuart L. Campbell. A comparison of pmsm control techniques for low-cost implementations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30:160–167, 1994.
- [5] D. Daniel. Pmsm and foc theory, 2024.
- [6] G. Alain and J. De Leon-Morales. *Sensorless AC Motor Control: Robust Advanced Design Techniques and Applications*. Springer, May 2005.
- [7] Abdelmounime El Fadili, Fouad Giri, and Abderrahim El. Control models for synchronous machines. In *Control Models for Synchronous Machines*, chapter 3, pages 41–56. John Wiley & Sons, Ltd, 2013.
- [8] Wikipedia contributors. Alpha-beta transformation — wikipedia, the free encyclopedia. [https://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%9393beta\\_transformation](https://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%9393beta_transformation), 2021.
- [9] MathWorks. Permanent magnet synchronous machine, 2024.
- [10] Microchip. *Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Hall Sensors*. Microchip Technology Inc., 2022.
- [11] MathWorks. Implement motor speed control by using field-oriented control (foc), 2024.
- [12] NXP. S32k1 microcontrollers for automotive general purpose, 2024.
- [13] Liuping Wang, Shan Chai, Dae Yoo, Lu Gan, and Ki Ng. *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, 2015.

## *Bibliografia*

- [14] NXP. Design considerations for automotive adcs, 2023.
- [15] NXP Semiconductors. Getting started with the s32k144 bldc/pmsm development kit, 2022. Accessed: 2024-08-27.
- [16] H. K. Khalil. Performance criteria for control systems: Ise, iae, and itae. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 127(3):425–432, 2005.