

SCUOLA DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO di  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"Guglielmo Marconi"  
DEI

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA**

**TESI DI LAUREA**  
in  
Modellistica dei Sistemi Elettromeccanici M

**STUDIO E IMPLEMENTAZIONE DI UNA TECNICA  
DIAGNOSTICA PER LA RILEVAZIONE DELLA  
SMAGNETIZZAZIONE DEL ROTORE IN MACCHINE  
BRUSHLESS A SEI FASI**

CANDIDATO

LORENZO SERGENTE

RELATORE

*Prof.* ANGELO TANI

CORRELATORI

Dott. Ing. MICHELE MENGONI

Dott. LUCA VANCINI

Anno Accademico 2017/2018

Sessione III



# INDICE

Introduzione .....	1
<b>Capitolo 1</b> <b>Modello matematico Brushless a sei fasi e tecnica diagnostica..</b>	<b>5</b>
1.1 Premessa.....	5
1.2 Modello di un magnete guasto.....	6
1.3 Tipologia di magnetizzazione del magnete.....	11
1.3.1 Magnete radiale.....	11
1.3.2 Magnete parallelo.....	14
1.3.3 Confronto tra le due magnetizzazioni.....	18
1.4 Rappresentazione mediante vettori di spazio di un sistema a sei fasi.....	22
1.4.1 Trasformazione generica.....	23
1.4.2 Campo al traferro con modello di magnetizzazione radiale.....	25
1.4.3 Flussi concatenati con modello di magnetizzazione radiale.....	31
1.4.4 Coppia elettromagnetica.....	35
1.5 Equazioni di macchina complessive fino all'undicesima armonica.....	36
1.5.1 Modello magnete radiale.....	36
1.5.2 Modello magnete parallelo.....	39
1.6 Tecnica di determinazione del guasto.....	40
1.6.1 Modello magnete radiale.....	40
1.6.2 Modello magnete parallelo.....	50
<b>Capitolo 2</b> <b>Modello di simulazione Simulink.....</b>	<b>59</b>
2.1 Premessa.....	59
2.2 Descrizione del modello Simulink.....	60
2.3 Sistema di controllo.....	63
2.3.1 Regolatore PI.....	67
2.3.2 Diagnostica del guasto, modello radiale.....	77
2.3.3 Diagnostica del guasto, modello parallelo.....	81
2.4 Inverter.....	84
2.5 Macchina e carico.....	88
2.6 Prove e confronto tra tecniche.....	90
2.6.1 Modello radiale.....	90
2.6.2 Modello parallelo.....	97

	2.6.3	Confronto e riflessioni.....	100
<b>Capitolo 3</b>		<b>Prototipazione rapida e banco prova.....</b>	<b>103</b>
	3.1	Premessa.....	103
	3.2	Sistema dSPACE.....	104
	3.2.1	Implementazione dello schema di controllo.....	107
	3.2.2	Software ControlDesk.....	110
	3.3	Modello del sistema Simulink per dSPACE.....	113
	3.3.1	Sistema di acquisizione.....	115
	3.3.2	Sistema di controllo e tecnica diagnostica.....	117
	3.3.3	Sistema di modulazione.....	119
	3.4	Esperimento in ControlDesk.....	121
	3.5	Descrizione del banco prova.....	123
	3.5.1	Sistema di interfaccia tra dSPACE e banco.....	125
	3.5.2	Hardware dell'azionamento.....	126
	3.5.3	Macchina in corrente continua.....	130
	3.6	Macchina Brushless.....	132
<b>Capitolo 4</b>		<b>Caratterizzazione della macchina e prove sperimentali.....</b>	<b>137</b>
	4.1	Premessa.....	137
	4.2	Determinazione delle fasi e calcolo della resistenza .....	139
	4.3	Calcolo dell'induttanza sincrona.....	142
	4.4	Misura della fem indotta.....	146
	4.4.1	Confronto e calcolo dei flussi.....	156
	4.5	Verifica lunghezza arco del magnete $\alpha_m$ .....	158
	4.6	Risultati sperimentali.....	164
	4.6.1	Grandezze di fase (prove a regime) .....	164
	4.6.2	Vettori di spazio (prove a regime) .....	166
	4.6.3	Verifica della tecnica diagnostica (prove in transitorio).....	172
Conclusione		.....	175
Bibliografia		.....	177

## Introduzione

L'interesse nelle macchine multifase è generalmente motivato dalla loro intrinseca ridondanza di fasi attive, che porta quindi a un numero elevato di gradi di libertà rispetto alla classica macchina trifase. Questo garantisce notevoli vantaggi sotto molteplici aspetti: caratteristiche migliorate, tecniche di controllo innovative, più elementi di studio, diagnosi e molti altri.

Uno dei vantaggi principali delle macchine multifase è la riduzione della pulsazione di coppia, ma attualmente non è la caratteristica più richiesta. Infatti, vengono impiegate in un vasto range di applicazioni industriali soprattutto per la loro elevata affidabilità. In particolar modo stanno prendendo piede nei sistemi navali e aeronautici, che appunto necessitano di elevata sicurezza. Inoltre bisogna far fronte spesso anche a ingenti potenze, e quindi si sfrutta un'altra proprietà delle macchine multifase: la divisione della potenza. Per essere più chiari, grazie alla ridondanza di fasi attive si ha un'elevata potenza mantenendo la corrente per fase limitata, e quindi contenendo anche la corrente in tutto l'azionamento.

Altro motivo che porta le macchine multifase a un maggiore impiego è il *power sharing*. In particolare, se si hanno due fonti di energia separate è possibile generare uno squilibrio e trasferire energia da una sorgente all'altra. Per capire meglio si può fare l'esempio di una macchina a sei fasi alimentata tramite due terne. Ogni terna è elettricamente indipendente e tramite la macchina stessa si può generare un giunto elettromeccanico, in quanto caricando in modo diverso le terne si trasferisce energia in ogni direzione. Questa applicazione può essere pensata in ambito automotive. In primis perché se si considerano le due fonti di energia come due pacchi batteria, è possibile equilibrare il loro livello di carica appunto tramite la proprietà di giunto elettromeccanico. Il secondo motivo invece riguarda l'affidabilità poiché in caso di guasto di un'alimentazione una singola terna trifase è comunque capace di alimentare tutto il sistema.

Chiaramente esiste una notevole varietà di macchine multifase, sia in termini di numero di fasi, che proprio per la loro tipologia. In questo elaborato ci si concentrerà solo sulle macchine sincrone a magneti permanenti con sei fasi. Altro elemento di studio è stato un loro tipico guasto, la smagnetizzazione dei magneti rotorici (RMD). Si è scelto di affrontare questa problematica in quanto l'affidabilità rappresenta una caratteristica fortemente necessaria in molte applicazioni, e il suo incremento è chiaramente di notevole interesse. La smagnetizzazione può essere causata, in generale, da elevate temperature di funzionamento o da alti campi magnetici generati da sovracorrenti (che possono essere a loro volta generate, per esempio, da guasti di corto circuito spira-spira o semplicemente da un errore nel controllo). In questo elaborato ci si concentrerà esclusivamente sulla seconda

causa, sempre tenendo conto che i due fenomeni possono anche influenzarsi. È una problematica da non sottovalutare in quanto, anche quando lo spessore dei magneti superficiali è ben progettato, i campi prodotti da eccessive correnti di statore possono generare il guasto, e in particolare, la parte più sollecitata è il bordo del magnete. Nasce questa particolare sollecitazione perché dovendo mantenere il campo in quadratura con l'asse magnetico del rotore (tecnica a orientamento di campo), i magneti sono soggetti sempre allo stesso campo, che raggiunge il picco appunto a ridosso del bordo. Naturalmente il verificarsi di questo guasto comporta una riduzione delle performance della macchina, incrementando il ripple di coppia, che a sua volta può portare a stress e rumori di natura meccanica. Inoltre, le grandezze di macchina presentano un contenuto armonico diverso da macchina guasta a sana, elemento fondamentale in questa trattazione.

Perciò monitorare lo stato del rotore è estremamente importante, non solo per la determinazione del guasto ma anche per prevenire uno stadio iniziale di smagnetizzazione, che comporterebbe una serie di malfunzionamenti e condizioni di funzionamento indesiderate. In questo elaborato si introduce un nuovo modello matematico della macchina sincrona a sei fasi che sfrutta la rappresentazione con i vettori di spazio. Quest'ultimo inoltre modella il guasto tramite una riduzione dall'arco del magnete, in quanto, come introdotto precedentemente, i bordi sono i più sollecitati. Si ha l'obiettivo di presentare una tecnica diagnostica non invasiva, applicabile on line, che, sfruttando appunto il modello matematico, determini direttamente l'ampiezza del magnete. Quindi, confrontando il valore iniziale di progetto con quello restituito dalla diagnostica, si verifica la presenza del guasto, che appunto si manifesta come una riduzione della lunghezza del magnete.

Quindi l'obiettivo di questa tesi è quello di elaborare, simulare e testare sperimentalmente una tecnica diagnostica per guasti da smagnetizzazione, esclusivamente per macchine a sei fasi. È importante far notare che ciò sarà possibile grazie alla ridondanza delle fasi, e quindi all'aver a disposizione più gradi di libertà. Significa che eventualmente si potrebbe estendere lo studio anche ad altre macchine brushless multifase, ma non al classico caso trifase. Si vorrebbe ottenere, con la maggior precisione possibile, una tecnica diagnostica che restituisca di quanto si è riaccurciato il magnete (intensità) e anche su quale lato (identifica se il guasto avviene in un funzionamento da generatore o motore). Altra ipotesi fondamentale è la validità su più casi possibile. Questo vuol dire che si vuole applicare la tecnica a tutte le macchine brushless esafase e soprattutto in condizioni di funzionamento semplici, che non richiedano ulteriore strumentazione, rispetto ad un normale azionamento. Infine, sempre attinente alla validità, si vorrebbe identificare qualsiasi intensità di guasto, partendo da una lieve smagnetizzazione fino a un guasto completo.

Nello specifico di questo elaborato, nel Capitolo 1, in particolare nella sua prima metà, si presenta tutto il modello matematico della macchina brushless esafase, con particolare attenzione a come modellizzare il rotore e eventuali differenze. Nella seconda metà ci si concentrerà invece sulle tecniche diagnostiche appunto estrapolate dal modello. Nello specifico si mostrerà come vengono determinate, le condizioni di utilizzo e le loro differenze.

Nel capitolo successivo, il secondo, verrà analizzato il modello della simulazione implementato in ambiente Simulink. Esso ha lo scopo di simulare il comportamento del sistema reale al fine di verificare il suo funzionamento, prima di effettuare le prove sperimentali. La simulazione sarà implementata sulla base del modello teorico chiaramente introducendo anche la parte della diagnostica. In questo modo sarà possibile confrontare le varie tecniche diagnostiche, evidenziando le loro differenze in base ai casi.

Il terzo capitolo verterà sulla descrizione di come verranno effettuate le prove sperimentali e quindi descrizione del banco e della prototipazione rapida. In particolare quest'ultima viene analizzata nella prima parte, mentre nella seconda si presterà più attenzione ai componenti fisici che costituiscono il banco.

L'ultimo capitolo infine verterà sulle prove sperimentali eseguite sulla macchina, in particolari le prime riguardano più una caratterizzazione di quest'ultima, mentre le restanti verteranno sulla verifica della tecnica diagnostica. Nello specifico, per le prove sperimentali si avranno a disposizione una coppia di motori sincroni a sei fasi asimmetriche (due terne trifasi sfasate di 30 gradi l'una dall'altra con centro stella separato), completamente uguali, tranne per il fatto che una ha i magneti raccorciati rispetto all'altra, appunto per simulare la condizione di smagnetizzazione. In questo modo sarà possibile eseguire prove su entrambe le macchine e verificare la veridicità del modello matematico e del metodo diagnostico.



# 1 Modello matematico Brushless a sei fasi e tecnica diagnostica

## 1.1 Premessa

In questo capitolo si andrà in generale a descrivere la modellizzazione matematica della macchina brushless a sei fasi, in particolar modo mettendo in risalto la problematica della smagnetizzazione dei magneti, quindi ponendo in evidenza i vari parametri che caratterizzano questo fenomeno, per poi in seguito proporre vari metodi di determinazione del guasto.

In prima battuta, appunto, si parte con la modellizzazione del magnete, evidenziando i parametri che lo portano a differenziarsi da sano e guasto, facendo una riflessione sulle diverse magnetizzazioni per un magnete, radiale o parallela. Successivamente si descrive in generale la trasformazione di un generico sistema esafase mediante vettori di spazio. Poi, più nel dettaglio, si andranno a ricavare, sempre tramite trasformazioni, le equazioni di macchina e tutti i parametri fondamentali di essa, andando a considerare tutte le armoniche di campo. Successivamente verranno riportate in forma compatta, considerando solo le armoniche di interesse per l'attività di diagnostica. Infine, vengono descritte varie tecniche per la diagnostica del guasto che, basandosi sul modello matematico della macchina, permettono di determinare il guasto. In particolare, in alcuni casi si vedrà che è possibile ottenere i parametri del guasto con precisione (l'intensità e la natura di quest'ultimo), mentre in altri solo l'identificazione del problema.

## 1.2 Modello di un magnete guasto

Come già descritto nell'introduzione ci possono essere due principali cause per la smagnetizzazione di un magnete:

- eccessive temperature;
- condizioni di sovraccarico.

Queste due possono essere trattate separatamente ma è da tener conto che gli effetti possono influenzarsi reciprocamente.

Per quanto riguarda la *prima* è noto che superata la temperatura critica, temperatura di Curie, senza la presenza di nessun campo magnetico esterno, si vada direttamente a modificare la magnetizzazione, andando a perdere proprietà fondamentali e portando il magnete permanente a comportarsi come un normale materiale paramagnetico. Invece, per quanto riguarda la *seconda*, condizione di sovraccarico, quest'ultima è causata da eccessive correnti di statore, che a loro volta danno vita a campi magnetici elevati che, se superiori al valore limite del campo coercitivo intrinseco, smagnetizzano il magnete permanente. In particolare, nel caso di macchine sincrone, lo statore produce un flusso sincrono al rotore che quindi va a sollecitare parti specifiche del magnete, che saranno dunque a rischio, come si vedrà in seguito. Definite queste due principali cause è comunque da tener conto che un aumento della temperatura, anche di molto inferiore a quella critica, va a modificare la curva B-H e quindi anche il valore del campo coercitivo intrinseco. L'abbassamento di quest'ultimo porta a una riduzione della tolleranza a un campo magnetico esterno e quindi anche in condizioni non così lontane da quelle nominali può portare a smagnetizzazione per sovraccarico, anche se effettivamente non si va a lavorare in un regime di sovraccarico spinto. Chiaramente questo problema viene meno quando si esegue una buona progettazione della macchina, tenendo conto della massima temperatura di utilizzo e quindi porre le correnti nominali in modo da produrre un campo magnetico ben lontano da quello coercitivo intrinseco.

Questa trattazione si concentrerà maggiormente sul problema delle condizioni in sovraccarico, ma ciò non toglie che la seguente modellizzazione non consideri anche casi in cui si raggiungono temperature eccessive.

In Figura 1-1 vi è lo schema dei 360 gradi elettrici di una coppia di poli rotorici, in particolare di un magnete ideale con passo polare pari a  $\pi$ , (convenzione presa a livello teorico solo in questa prima parte per introdurre il problema), in un riferimento sincrono al rotore che fa capo alla trasformazione di Park.

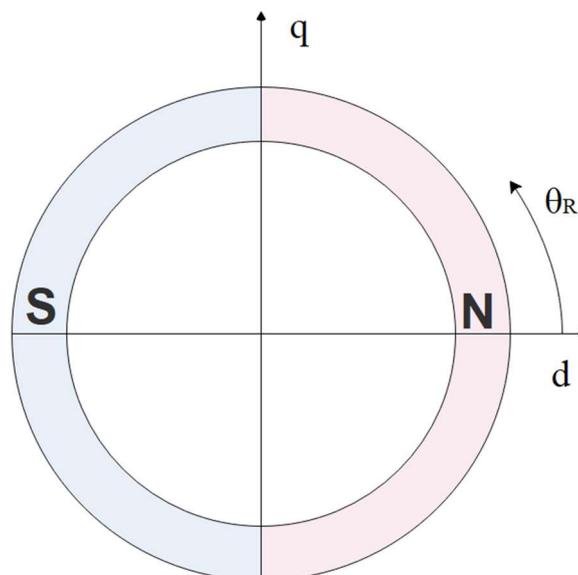


Figura 1-1 360 gradi elettrici di una coppia di poli rotorici.

Come accennato prima, ci si concentrerà maggiormente sul problema della smagnetizzazione da sovracorrenti di statore. In particolare, essendo una macchina sincrona, è fondamentale considerare che il flusso prodotto dalle correnti di statore sia sincrono con l'asse magnetico del rotore. In Figura 1-2 vengono riportati, rispettivamente, i valori di picco dei flussi generati dalle correnti positive  $i_d$  e  $i_q$  di statore sui due passi polari rotorici. Si è interessati maggiormente al valore di picco in quanto rappresenta il valore massimo del campo magnetico che può superare il campo coercitivo intrinseco del magnete, e quindi smagnetizzare quest'ultimo esattamente in quel punto del rotore. Si può intuitivamente osservare, quindi, che il guasto può essere causato o dal flusso prodotto dalla corrente  $i_d$  o  $i_q$ , per chiarezza si andranno a analizzare tutti i casi.

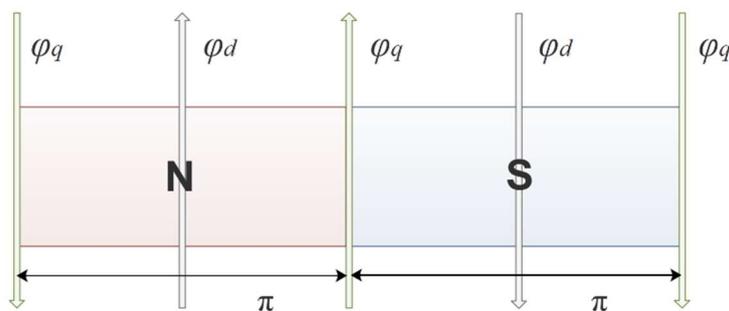


Figura 1-2 Valor massimo dei flussi statorici sincroni al magnete per  $i_q$  e  $i_d$  positive.

Si considera prima il caso in cui vi sia un sovraccarico della corrente  $i_d$ , in questa situazione, se la corrente  $i_d$  è *positiva*, il magnete non può subire smagnetizzazione, in

quanto, il verso dei flussi è concorde con la polarizzazione del magnete. Invece, con  $i_d$  *negativa*, si andrebbe a smagnetizzare entrambe le parti centrali del magnete. Nel modello che verrà presentato non si considera questa eventualità, poiché se la macchina e l'azionamento sono stati progettati bene, il magnete riesce a sostenere il limite di  $i_d$ , che comunque si presenta solo in caso di deflussaggio, in quanto si utilizza un controllo a orientamento di campo. Invece per quanto riguarda la  $i_q$ , vi sono maggiori possibilità che si presenti un funzionamento in sovraccarico o che si perda il controllo della macchina generando correnti superiori ai limiti.

Quindi si analizza il caso in cui si ha la sola  $i_q$ , naturalmente di valore in modulo di gran lunga superiore a quello nominale, e inizialmente considerandola *positiva*, cioè ipotizzando un *funzionamento da motore* per la macchina. Facendo sempre riferimento alla Figura 1-2, il magnete nord trova il suo bordo sinistro smagnetizzato mentre la parte destra non subisce cambiamenti. Allo stesso modo, in maniera speculare si ha la smagnetizzazione per il polo sud, come è possibile osservare in Figura 1-3 a).

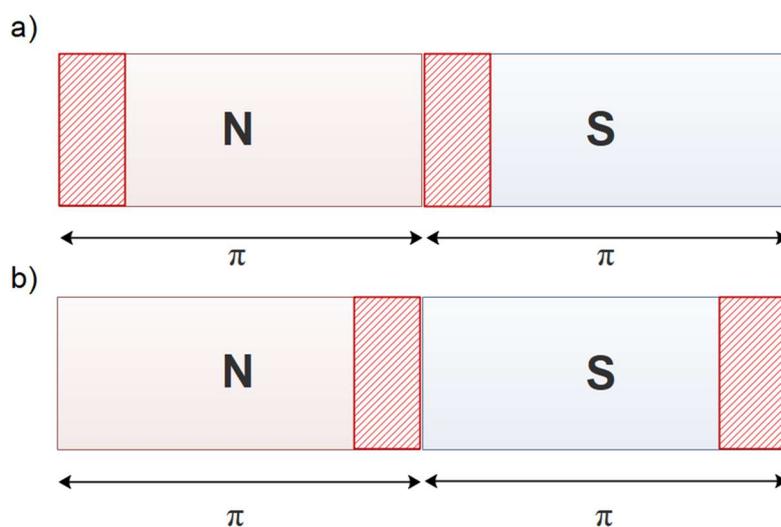


Figura 1-3 Zone soggette a smagnetizzazione a)  $i_q$  positiva b)  $i_q$  negativa.

Invece considerando l'eventualità di una  $i_q$  *negativa*, e quindi un *funzionamento da generatore*, si smagnetizza la parte destra dei magneti sud e nord, come si evince dalla Figura 1-3 b), essendo appunto soggetti a un flusso di direzione opposta alla propria magnetizzazione.

In questa analisi si è deciso di modellizzare solo la smagnetizzazione da flusso prodotto da correnti  $i_q$ , sia positive che negative, e, avendo associato che il magnete si smagnetizzi di una piccola porzione, nasce il problema di come modellizzarlo. Analizzando le proprietà del magnete è possibile assumere il ferro smagnetizzato con una permeabilità magnetica approssimabile a quella dell'aria. In questo modo è come se si vada a rimuovere la parte soggetta al guasto, di fatto andando a trattare il magnete con una lunghezza inferiore.

La trattazione precedente fa riferimento a un caso ideale dove il magnete ricopre tutti i 180 gradi elettrici, come noto quest'ultimo è impossibile da realizzare nella pratica per ragioni meccaniche, ma anche perché adottare un magnete raccorciato porta all'utile abbattimento del contenuto armonico.

Quindi in un caso più realistico, si è deciso di parametrizzare il magnete come in Figura 1-4. Si può notare che sono stati introdotti due angoli differenti  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , per ogni polo, che rappresentano la somma del completamento a  $\pi$  dell'arco polare del magnete, in modo da modellizzare il problema sopra esposto. In particolare, è facilmente intuibile che gli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  sono uguali quando la macchina è sana, quindi andando a rappresentare il passo del magnete come da progetto, al contrario si differenziano quando si presenta un guasto e in particolar modo, come spiegato poco prima, se  $\alpha_1 > \alpha_2$  si ha un guasto da motore, invece se  $\alpha_1 < \alpha_2$  da generatore.

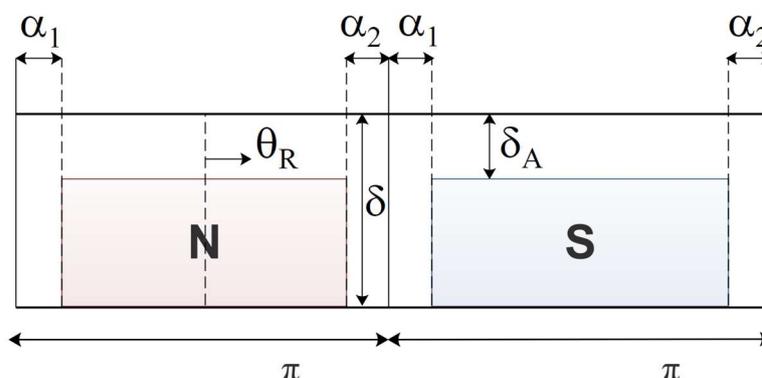


Figura 1-4 Modello dei magneti e del traferro per 360 gradi elettrici.

È utile precisare che il modello appena presentato del magnete, in qualsiasi condizione esso sia, fissa il centro del magnete sano come riferimento dell'asse d, prendendo come origine dell'angolo  $\theta_R$  il picco della fondamentale del campo. Nel momento del guasto non si va a modificare questa orientazione, e quindi si verifica che l'asse d non sia più allineato al centro del magnete.

Naturalmente si può rappresentare il magnete guasto in modo analogo al caso sano, assumendo che l'orientamento dell'asse d del rotore sia al centro del magnete (cioè che coincida con il massimo della fondamentale del campo), di fatto trattandolo come un magnete sano ma raccorciato dell'angolo di smagnetizzazione  $\alpha_s$ . Si può adottare questo modello semplicemente spostando l'asse, rispetto al modello guasto, della metà di  $\alpha_s$ , come rappresentato in Figura 1-5, in particolare nella figura è stato rappresentato solo un polo. Naturalmente la situazione nei restanti 180 gradi elettrici è equivalente e si può notare che  $\alpha$  rappresenta la somma del completamento a  $\pi$  dell'arco polare quando il magnete è sano. Avvenuto il danneggiamento se si rappresenta tramite il modello sopracitato, trattandolo come guasto, si ha il caso a), mentre se si decide di rappresentarlo come se fosse ancora un magnete sano si è nel caso b), dove appunto gli angoli di complemento ai 180 gradi elettrici

sono uguali e per di più il loro valore è la media degli  $\alpha$  del modello guasto:  $\alpha_{1_b} = \alpha_{2_b} = \frac{\alpha_{1_a} + \alpha_{2_a}}{2}$ .

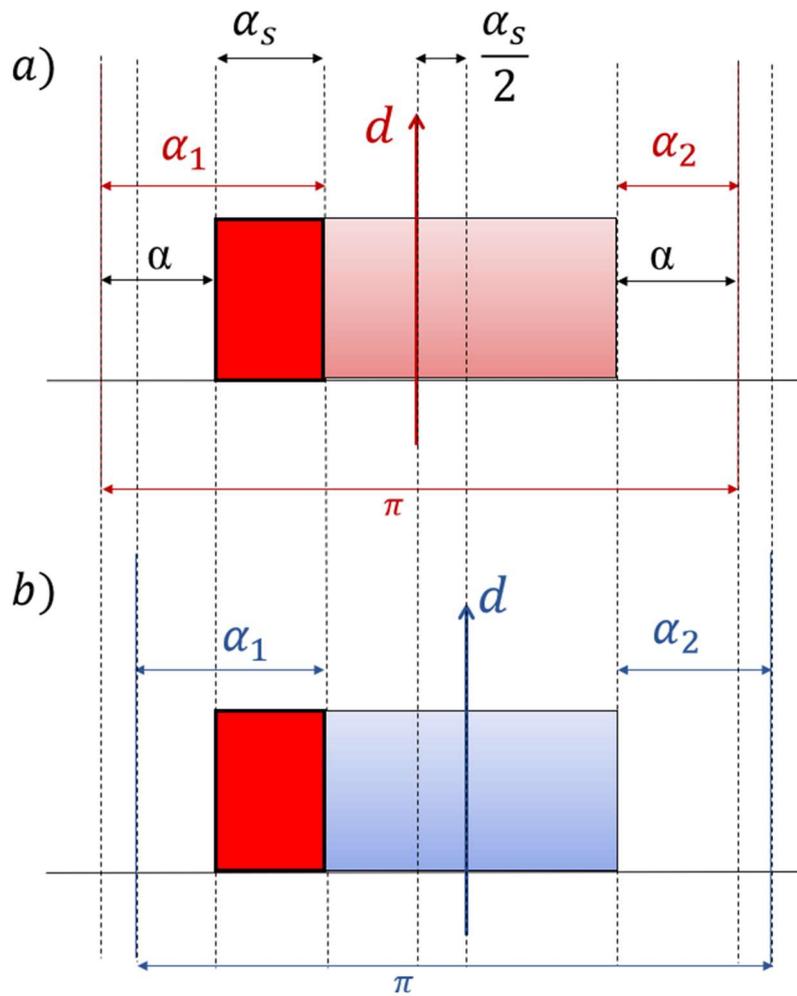


Figura 1-5 Confronto tra il modello del magnete guasto a) e un'equivalente rappresentazione però trattandolo come sano b).

Questa diversa rappresentazione sarà utile per capire al meglio alcune tecniche diagnostiche presentate in seguito.

## 1.3 Tipologia di magnetizzazione del magnete

Durante il processo di produzione dei magneti curvi per il rotore di una macchina elettrica, in questo caso appunto brushless, è possibile decidere la tipologia di magnetizzazione a cui sottoporre il magnete. In particolare, come mostrato in Figura 1-6, può essere sia radiale che parallela.

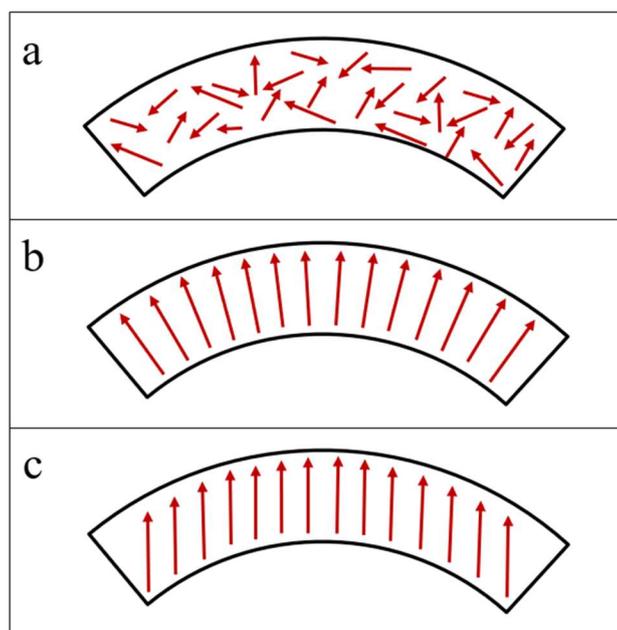


Figura 1-6 a) Ferro non magnetizzato; b) ferro magnetizzato radialmente; c) ferro magnetizzato parallelamente.

Più precisamente, un magnete permanente non magnetizzato, Figura 1-6 a), ha i propri domini non orientati verso una specifica direzione e quindi il campo risultante è nullo. Nel momento della magnetizzazione se si usa un campo esterno che segue perpendicolarmente la direzione del magnete, si ottiene un campo residuo radiale, come in Figura 1-6 b), invece se il campo esterno segue una singola direzione si ottiene una magnetizzazione parallela Figura 1-6 c).

Il motivo per cui si vuole specificare questa differenza è perché la modellizzazione matematica del magnete nei due casi è differente. In particolare, si può dire che più l'arco del magnete cresce e più questa differenza è accentuata, di seguito si analizzeranno i singoli casi e le loro diversità.

### 1.3.1 Magnete radiale

La forma d'onda del campo al traferro prodotto da un magnete con magnetizzazione radiale è modellizzabile come un'onda quadra, indipendentemente dal numero di poli della macchina, come mostrato in Figura 1-7. Prendendo il valore di  $h_{R,max}$  come valore massimo del campo, è possibile rappresentare la seguente forma d'onda sviluppandola in

serie. Si ottiene nell'equazione (1.1) il  $\rho$ -esimo coefficiente complesso dello sviluppo in serie di Fourier del campo.

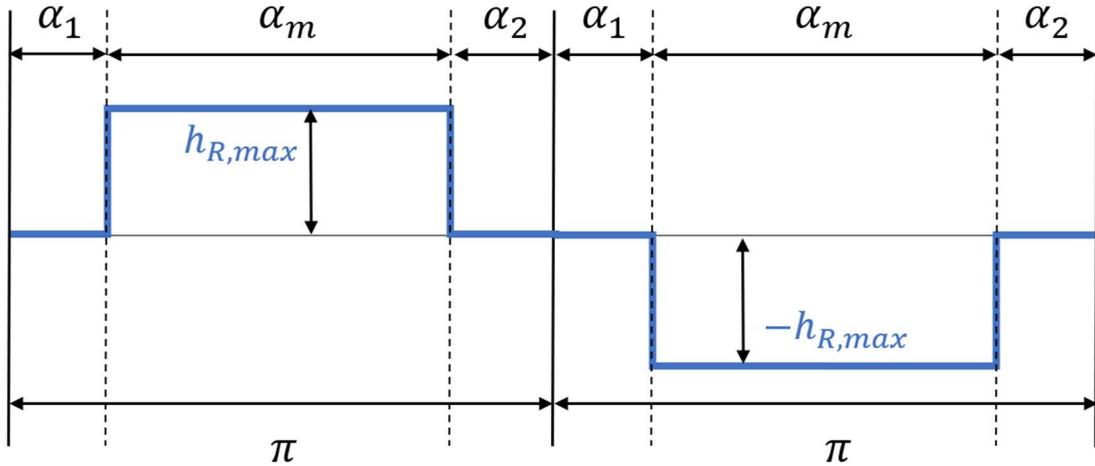


Figura 1-7 Campo prodotto da un magnete radiale nei 360 gradi elettrici.

$$\bar{h}_{R\rho} = \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) \quad (1.1)$$

Per semplificare il caso prendiamo gli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  uguali, quindi ipotizzando una normale situazione senza il guasto precedentemente descritto. La (1.1) con questa nuova ipotesi, e semplici passaggi algebrici, si semplifica ulteriormente ottenendo la (1.2), con  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ .

$$\bar{h}_{R\rho} = \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} 2\cos(\rho\alpha) \quad (1.2)$$

Avendo introdotto queste semplificazioni è più logico rappresentare la (1.2) direttamente con  $\alpha_m$ , passo del magnete, espresso nell'equazione (1.3), ottenendo la (1.4).

$$\alpha = \frac{\pi - \alpha_m}{2} \quad (1.3)$$

$$\bar{h}_{R\rho} = \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} 2\cos\left(\frac{\rho}{2}(\pi - \alpha_m)\right) \quad (1.4)$$

Per maggiore chiarezza e semplicità nei passaggi si può definire la funzione (1.5).

$$fp(\alpha_m, \rho) = 2 \cos\left(\frac{\rho}{2}(\pi - \alpha_m)\right) \quad (1.5)$$

L'equazione (1.5) di fatto rappresenta il fattore di raccorciamento del magnete, cioè stabilisce di quanto il passo  $\alpha_m$  va ad agire su ogni singola armonica del campo al traferro. È possibile rappresentare graficamente il valore di questa funzione al variare appunto del parametro  $\alpha_m$ , per concretamente osservare il suo effetto sulle armoniche di campo. In Figura 1-8 si è scelto di rappresentare la quinta e settima armonica in quanto sono le più di interesse in questa trattazione.

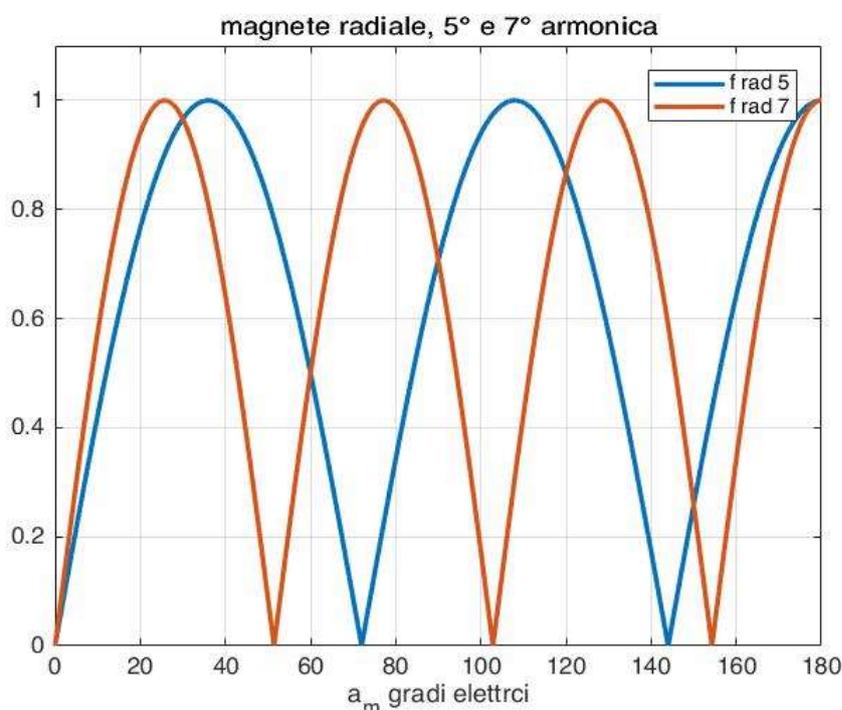


Figura 1-8 Fattore di raccorciamento del magnete magnetizzato radialmente in p.u. al variare di  $\alpha_m$  per la quinta e settima armonica.

A dimostrazione di questo modello in Figura 1-7 si possono eseguire delle simulazioni ad elementi finiti e visualizzare direttamente il campo al traferro con il solo contributo dei magneti, come mostrato in Figura 1-9. In questo caso si è andati ad eseguire una simulazione implementando una macchina brushless con 48 cave, 2 coppie di poli e  $73^\circ$  meccanici di passo del magnete, caratteristiche della macchina con la quale si sono svolte le prove sperimentali descritte nei capitoli seguenti.

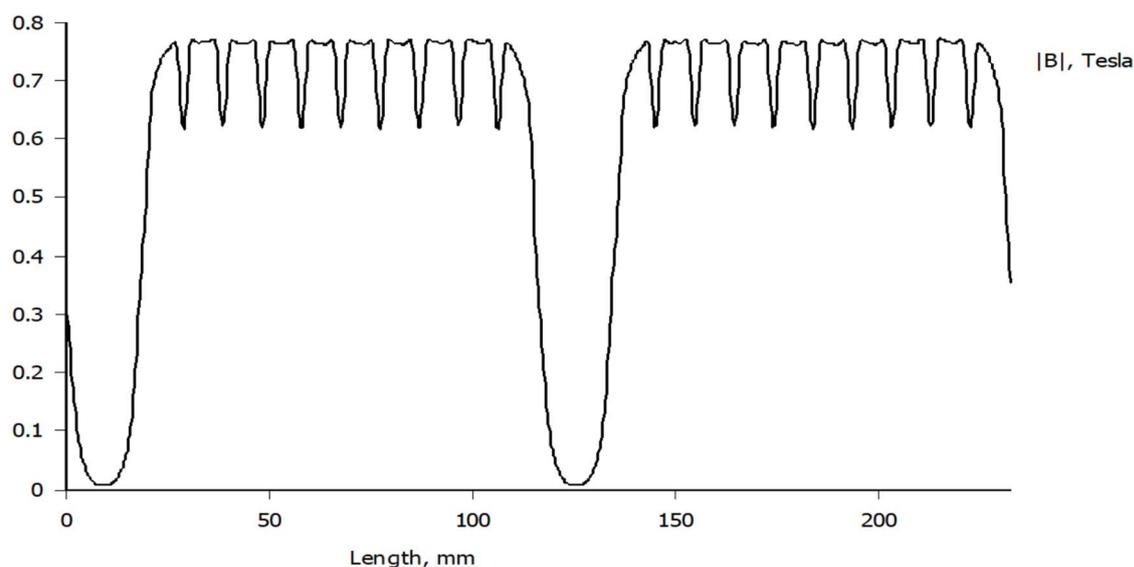


Figura 1-9 Modulo del campo al traferro prodotto dal solo rotore e con magneti magnetizzati radialmente, simulazione eseguita con FEMM.

Il grafico in Figura 1-9 presenta in ascissa la lunghezza al traferro di due poli ( $360^\circ$  gradi elettrici), quindi metà macchina, invece in ordinata si ha il valore del campo al traferro in modulo. È facilmente osservabile che nella parte superiore sono presenti delle irregolarità, quest'ultime sono dovute alle aperture di cava che si affacciano sul magnete. Come si può ben vedere dalla Figura 1-7 il risultato della simulazione da credito all'ipotesi dell'onda quadra. Inoltre, è interessante far notare che la parte costante superiore è proporzionale alla lunghezza dell'arco magnetico.

### 1.3.2 Magnete parallelo

In questo caso più particolare la forma d'onda del campo al traferro prodotto dal solo contributo del rotore si avvicina a un'onda quadra ma è molto più complessa. Nello specifico è schematizzabile come un'onda quadra ma che al posto della parte costante superiore, e rispettiva inferiore, presenta una porzione di una sinusoide (nell'intorno del picco) con periodo  $2\pi p$ , dove  $p$  sono le coppie di poli, come si può vedere in Figura 1-10. Quindi una particolarità che subito è fondamentale sottolineare è la dipendenza dal numero di poli, proprietà che non si presentava nel caso radiale.

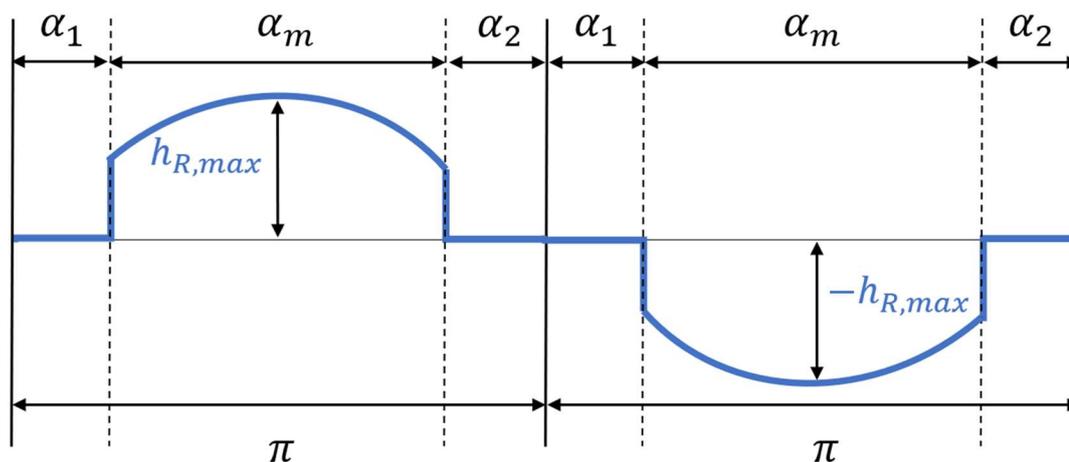


Figura 1-10 Campo prodotto da un magnete parallelo in un periodo elettrico

Nel caso parallelo il valore di  $h_{R,max}$  rappresenta il valore di picco della sinusoide. Inoltre, in quanto il valore del periodo della sinusoide è proporzionale al numero di poli, si può dedurre che, se si considera un determinato diametro al traferro, più il magnete è piccolo (quindi il numero di poli cresce) e più è approssimabile al caso di magnetizzazione radiale, poiché, il periodo crescendo, fa in modo che la forma d'onda della sinusoide, nell'intorno del valore di picco, sia paragonabile a un segmento orizzontale.

Come nel caso radiale è possibile rappresentare questa forma d'onda andando a fare lo sviluppo in serie ottenendo nell'equazione (1.6) il suo  $\rho$ -esimo coefficiente complesso.

$$\bar{h}_{R\rho} = \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) \quad (1.6)$$

È stata definita la funzione  $fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p)$  che rappresenta l'unica parte dipendente da  $\alpha_1, \alpha_2$  che varia rispetto al caso radiale. In particolare, quest'ultima dipende anche dal numero di poli e la sua struttura risulta colto complessa, come si può vedere dalla (1.7).

$$fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) = \frac{pe^{-j\rho(\alpha_1 - \frac{\pi}{2})} \left( \sin\left(\frac{\alpha_1 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) - j\rho p \cos\left(\frac{\alpha_1 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) \right)}{p^2\rho - 1/\rho} - \frac{pe^{j\rho(\alpha_2 - \frac{\pi}{2})} \left( \sin\left(\frac{\alpha_2 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) + j\rho p \cos\left(\frac{\alpha_2 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) \right)}{p^2\rho - 1/\rho} \quad (1.7)$$

Per semplificare, e riportarsi più a un caso pratico, è stato considerato due come valore delle coppie di poli, così facendo è possibile trovare una soluzione più compatta in funzione solo degli angoli e dell'armonica, come mostrato nell'equazione (1.8).

$$fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho) = -\rho \frac{e^{-\rho(\alpha_1 - \frac{\pi}{2})i} \left( \frac{\sin(\sigma_2)}{2} - \rho \cos(\sigma_2) i \right)}{\sigma_3} - \frac{e^{-\rho(\alpha_2 - \frac{\pi}{2})i} \left( \frac{\sin(\sigma_1)}{2} + \rho \cos(\sigma_1) i \right)}{-\rho \sigma_3} \quad (1.8)$$

I termini  $\sigma_1, \sigma_2$  e  $\sigma_3$  sono stati introdotti per rendere la rappresentazione della (1.8) più chiara e rispettivamente il loro valore è espresso nella (1.9).

$$\sigma_1 = \frac{\alpha_2}{2} - \frac{\pi}{4}; \quad \sigma_2 = \alpha_1 - \frac{\pi}{4}; \quad \sigma_3 = \rho^2 - \frac{1}{4} \quad (1.9)$$

Come nel caso precedente, ipotizzando che non ci sia guasto e che quindi  $\alpha_1$  sia uguale a  $\alpha_2$ , e inoltre utilizzando la trasformazione (1.3), introducendo  $\alpha_m$ , si può semplificare l'espressione (1.8), ottenendo la (1.10).

$$fp(\alpha_m, \rho) = \rho \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha_m}{4} - \frac{\rho \alpha_m}{2}\right)}{2\rho - 1} - \rho \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha_m}{4} + \frac{\rho \alpha_m}{2}\right)}{2\rho + 1} \quad (1.10)$$

Si ottiene un'espressione notevolmente più complessa rispetto al caso con la magnetizzazione radiale, e come già detto l'equazione (1.10) di fatto rappresenta il fattore di raccorciamento. È possibile rappresentare graficamente il valore di questa funzione al variare di  $\alpha_m$ , per la quinta e settima armonica Figura 1-11.

A supporto di questa modellizzazione si può, come nel caso precedente, andare a simulare tramite gli elementi finiti un campo al traferro prodotto da un rotore magnetizzato parallelamente, come si vede in Figura 1-12, mantenendo le stesse specifiche della macchina .

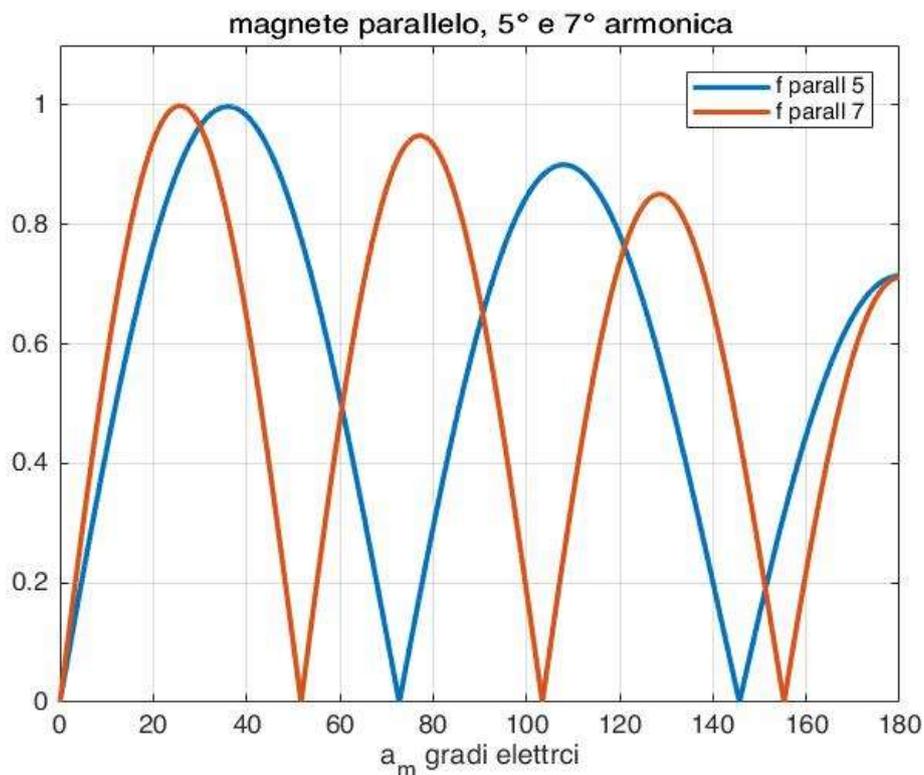


Figura 1-11 Fattore di raccorciamento del magnete magnetizzato parallelamente al variare di  $\alpha_m$  per la quinta e settima armonica in p.u..

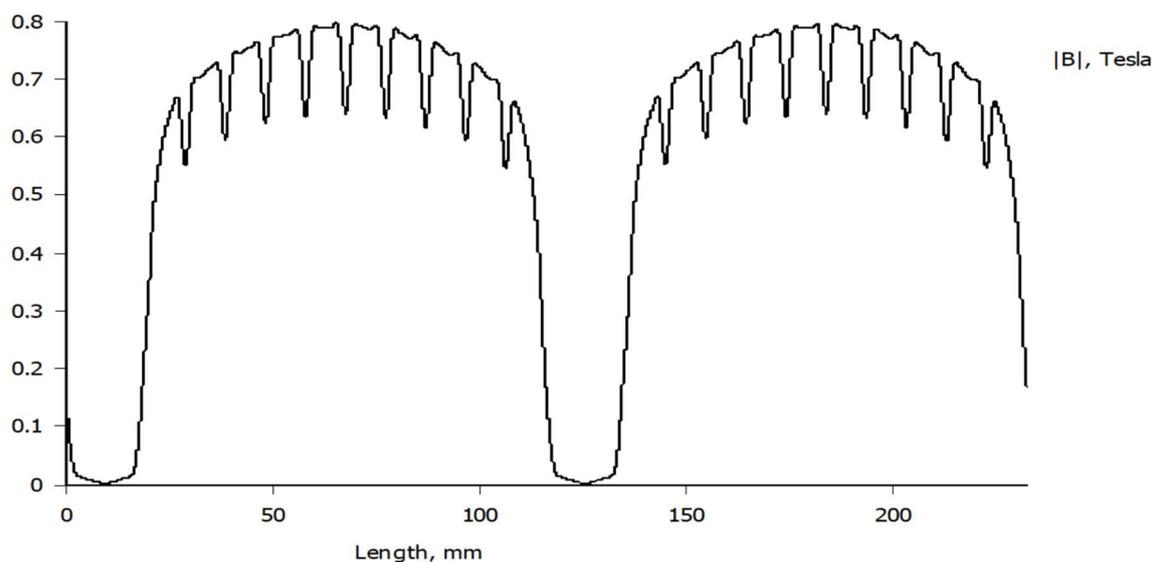


Figura 1-12 Modulo del campo al traferro prodotto dal solo rotore e con magneti magnetizzati parallelamente, simulazione eseguita con FEMM.

Per verificare che effettivamente la parte superiore della curva sia una sinusoide, la si è importata in Matlab e, dopo aver generato una sinusoide con periodo  $2\pi p$ , si sono riportate in Figura 1-13 su un singolo grafico le 2 curve. Per far sì che i picchi delle sinusoidi coincidano si è aggiunta una fase  $\phi$ . La simulazione è stata eseguita con una macchina con 2 coppie di poli e quindi si può notare che il periodo della sinusoide è doppio rispetto a quello del campo al traferro.

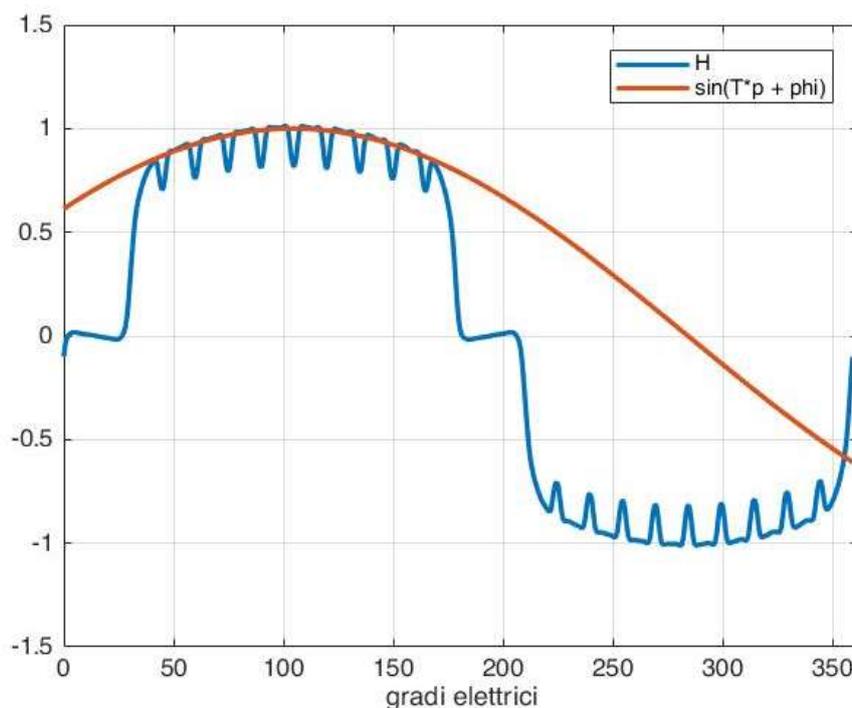


Figura 1-13 Sovrapposizione di un seno e campo al traferro prodotto da magneti magnetizzati parallelamente in p.u.

### 1.3.3 Confronto tra le due magnetizzazioni

Un modo per poter confrontare le due tipologie di magnetizzazione può essere quello di paragonare le funzioni (1.5) e (1.10), rispettivamente per la quinta e settima armonica, come rappresentato in Figura 1-15 e Figura 1-14.

Da questo confronto è subito intuibile che, nel caso di due coppie di poli, se ipoteticamente si avesse un magnete avente un passo  $\alpha_m$  inferiore a 60 gradi elettrici, la modellizzazione radiale o parallela sarebbe equivalente. Naturalmente questa considerazione è poco utile in quanto non si andrebbe a sfruttare pienamente il magnete prendendo un arco così piccolo.

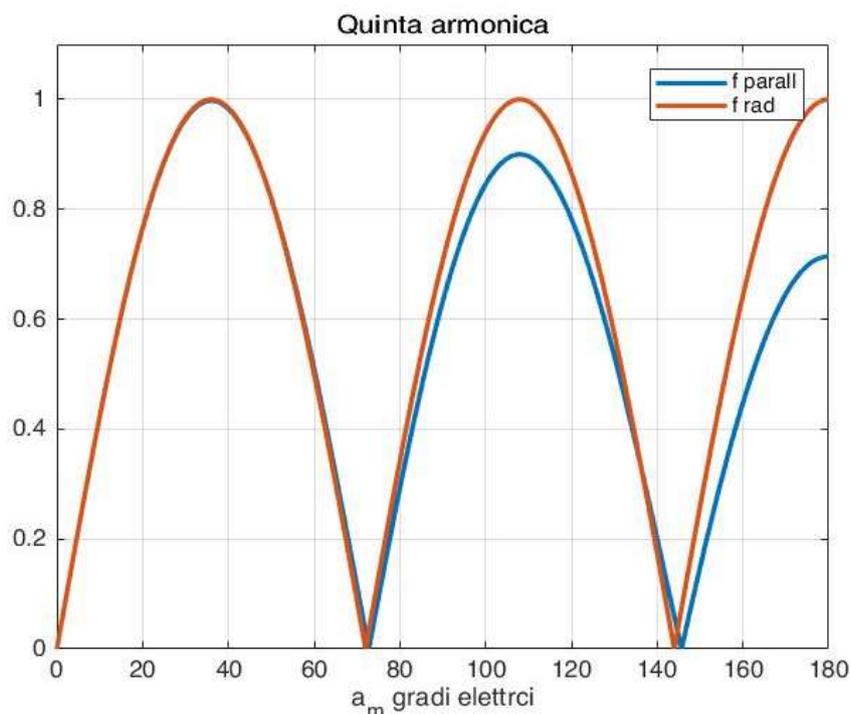


Figura 1-15 Confronto tra fattore di raccorciamento del magnete radiale e parallelo per la quinta armonica in p.u..

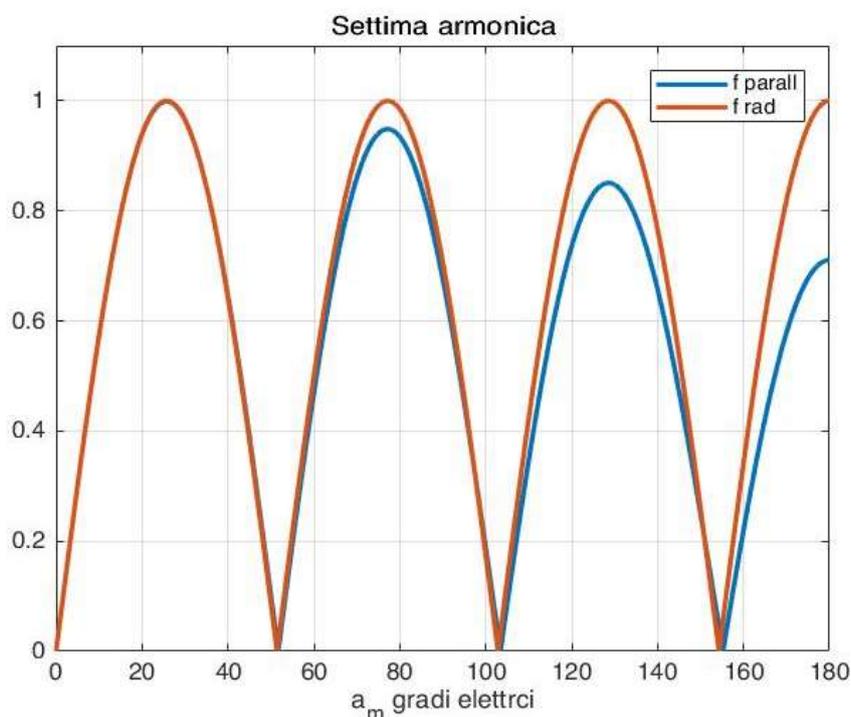


Figura 1-14 Confronto tra fattore di raccorciamento del magnete radiale e parallelo per la settima armonica in p.u..

Invece se si considerano i casi con coppie di poli superiori la differenza che si evince nella Figura 1-14 e Figura 1-15, tra modello radiale e parallelo, sarebbe sempre minore al crescere di  $p$ , e quindi si può pensare che anche con magneti di passo superiore a 60 gradi si possa ottenere un risultato equivalente con i due modelli.

Un altro confronto utile per evincere le differenze tra i modelli è quello che mette a paragone direttamente le (1.5) e (1.10), con dei valori fissi di  $\alpha_m$ , al variare di  $\rho$ . In particolare, sono stati presi due casi, uno con  $\alpha_m = 73^\circ$  meccanici rappresentato in Figura 1-16, l'altro con  $\alpha_m = 73^\circ$  in Figura 1-17; entrambi i casi sono riferiti a una macchina con due coppie di poli.

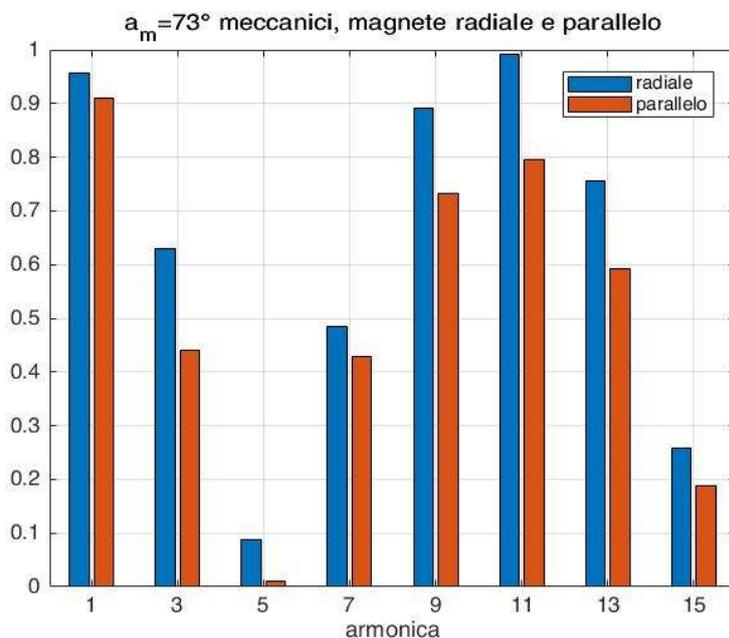


Figura 1-16 Confronto tra i coefficienti di abbattimento delle singole armoniche sia nel caso del modello radiale che parallelo, con passo del magnete  $\alpha_m = 65^\circ$  meccanici e numero di poli  $p=2$ .

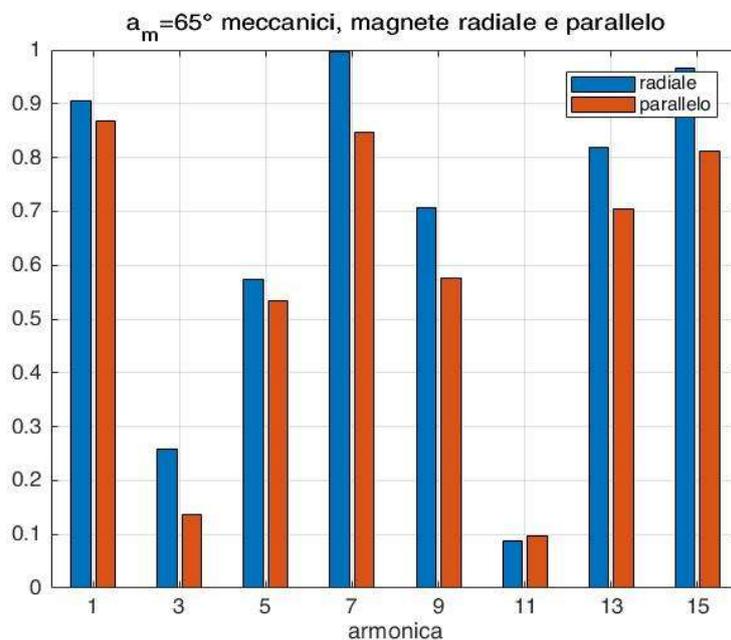


Figura 1-17 Confronto tra i coefficienti di abbattimento delle singole armoniche sia nel caso del modello radiale che parallelo, con passo del magnete  $\alpha_m = 65^\circ$  meccanici e numero di poli  $p=2$ .

Si evince che in entrambi i casi l'abbattimento armonico, compresa la fondamentale è più forte in una magnetizzazione parallelo. Questo si traduce, a parità di grandezza, in un peggior sfruttamento del magnete nel caso parallelo rispetto al radiale.

## 1.4 Rappresentazione mediante vettori di spazio di un sistema a sei fasi

Molte volte si è abituati a scrivere le equazioni dei sistemi elettromeccanici utilizzando variabili che compaiono direttamente nelle leggi fondamentali della meccanica e dell'elettrotecnica; non è detto che l'impiego di tali variabili automaticamente porti a un modello matematico semplice ed efficace. Per questo motivo può essere utile introdurre delle trasformazioni di coordinate (trasformazioni di variabili) che risultano comode per la definizione del modello matematico., in questo caso si andranno ad utilizzare i vettori di spazio.

Un qualsiasi insieme di grandezze indipendenti, omogenee e variabili nel tempo in maniera del tutto generale può essere rappresentato mediante vettori di spazio. In questa parte si procede alla modellizzazione di tutte le grandezze rappresentative di una macchina sincrona a magneti permanenti, nello specifico di un sistema a sei fasi asimmetrico (due sistemi trifase sfasati di 30 gradi, come mostrato in Figura 1-18). Questo sistema quindi è approssimabile a un sistema simmetrico a dodici fasi di cui sei grandezze sono nulle. Inoltre, in questo modello si andranno a considerare tutte le armoniche di campo, per poi fare un riassunto fino all'undicesima, in quanto sono di maggiore interesse per la diagnostica.

L'equazione, in termini di vettore di spazio, riferita a statore, di una macchina sincrona a magneti permanenti a sei fasi è la (1.11)

$$\bar{v}_{Sh} = R_S \bar{i}_{Sh} + \frac{d\bar{\phi}_{Sh}}{dt} \quad (1.11)$$

per  $h = 1,3,5$

Mentre in forma estesa la (1.11) diviene le (1.12)

$$\bar{v}_{S1} = R_S \bar{i}_{S1} + \frac{d\bar{\phi}_{S1}}{dt} \quad (1.12 \text{ a})$$

$$\bar{v}_{S3} = R_S \bar{i}_{S3} + \frac{d\bar{\phi}_{S3}}{dt} \quad (1.12 \text{ b})$$

$$\bar{v}_{S5} = R_S \bar{i}_{S5} + \frac{d\bar{\phi}_{S5}}{dt} \quad (1.12 \text{ c})$$

Come si vede si hanno 3 equazioni e quindi per ogni grandezza 3 vettori di spazio che singolarmente hanno due componenti, quindi in totale 6 gradi di libertà, necessari, appunto per la modellizzazione e controllo di un sistema a 6 fasi.

Le (1.11) e (1.12) vengono dimostrate in seguito, insieme alla determinazione rigorosa di tutte le loro componenti, ma comunque riportate qui all'inizio del paragrafo in modo da comprendere il risultato finale e avere un'idea più chiara del risultato durante tutto il processo che porterà a ricavarle.

### 1.4.1 Trasformazione generica

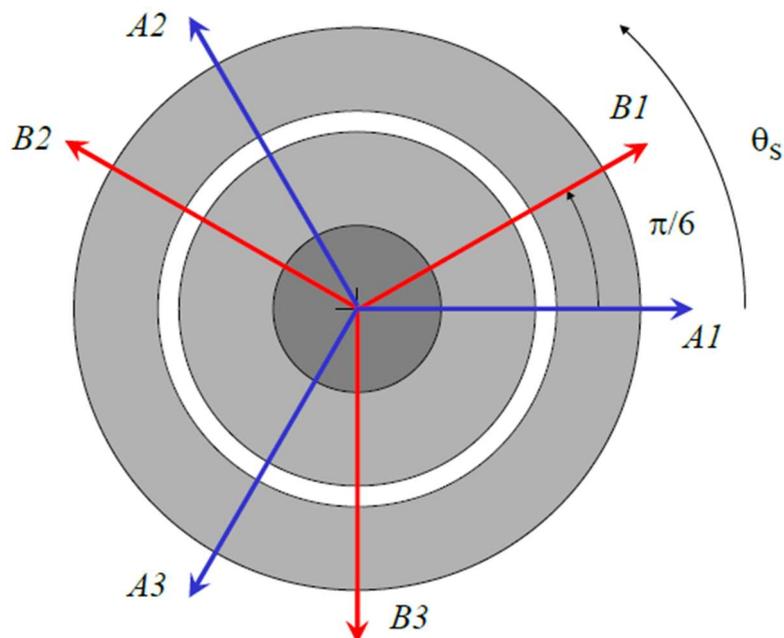


Figura 1-18 Assi magnetici delle sei fasi.

Con questa trasformazione si vuole fornire uno strumento generale per ottenere, da grandezze di fase, i vettori di spazio, che verrà dimostrato nel corso del seguente paragrafo, ma qui riportato per una comprensione maggiore.

Se consideriamo un insieme di 6 grandezze generiche  $Y$  indipendenti, omogenee e variabili nel tempo (nel nostro caso specifico si potrebbero associare a tensioni o correnti), espresse nell'equazione (1.13), ad esse si può applicare la trasformazione in vettori di spazio espressa nell'equazione (1.14).

$$Y_{A1} \ Y_{B1} \ Y_{A2} \ Y_{B2} \ Y_{A3} \ Y_{B3} \quad (1.13)$$

$$\bar{y}_h = \frac{2}{6} [Y_{A1} \bar{\alpha}^{0h} + Y_{B1} \bar{\alpha}^{1h} + Y_{A2} \bar{\alpha}^{4h} + Y_{B2} \bar{\alpha}^{5h} + Y_{A3} \bar{\alpha}^{8h} + Y_{B3} \bar{\alpha}^{9h}] \quad (1.14)$$

Con  $\bar{\alpha}$  viene rappresentata la costante complessa che tiene conto dello sfasamento tra le due terne, e di conseguenza di tutte le grandezze.

$$\bar{\alpha} = e^{\frac{j\pi}{6}} \quad (1.15)$$

Lo sfasamento delle grandezze di fase è equivalente a quello descritto dagli assi magnetici in Figura 1-18.

Il pedice  $h$  può assumere a livello teorico valori da 0 a 11, in quanto se avessimo un caso simmetrico si avrebbero 12 fasi, però per ragioni che saranno più chiare avanti, si prendono le componenti  $\bar{y}_1, \bar{y}_3, \bar{y}_5$ .

Con questi tre vettori di spazio si hanno tutti i gradi di libertà per definire e controllare la macchina, avendo ogni vettore 2 gdl, si ottiene un totale di sei.

Naturalmente è presente anche un'anti trasformata che permette di tornare alle grandezze di fase. Quest'ultima è espressa nell'equazione (1.16), in particolare per ogni valore della variabile  $t$  si ottiene una grandezza di fase  $Y$ , secondo la Tabella 1-1.

$$Y = \bar{y}_1 * \bar{\alpha}^{t*1} + \bar{y}_3 * \bar{\alpha}^{t*3} + \bar{y}_5 * \bar{\alpha}^{t*5} \quad (1.16)$$

Tabella 1-1 Valori di  $t$  per l'anti trasformata

$t$	$Y$
0	$Y_{A1}$
1	$Y_{B1}$
4	$Y_{A2}$
5	$Y_{B2}$
8	$Y_{A3}$
9	$Y_{B3}$

Dopo questa trattazione del tutto generica si procede, a livello teorico, alla determinazione in modo rigoroso di tutte le equazioni di macchina in termini di vettori di spazio, nella quale si dimostrerà questa trasformazione esafase.

### 1.4.2 Campo al traferro con modello di magnetizzazione radiale

Come è ben noto dalla teoria il campo al traferro è prodotto principalmente da due elementi: l'avvolgimento di statore e l'eccitazione rotorica, che in questa macchina è rappresentata da magneti permanenti superficiali. Naturalmente il contributo dello statore se si hanno dei magneti magnetizzati radialmente o parallelamente non cambia, ma il contributo del rotore chiaramente sarà differente. Detto questo da qui in avanti si procede considerando il magnete con una magnetizzazione radiale, e nel paragrafo successivo si tratterà il caso con magnetizzazione parallela.

Si procede prima alla determinazione del campo prodotto dalle fasi di statore e in seguito del contributo rotorico.

- Campo al traferro prodotto dall'avvolgimento di statore

L'espressione generale del campo al traferro prodotto da statore, valida per una qualsiasi fase  $k$ , è la (1.17)

$$h_{Sk}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{Sk}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} e^{j\rho\psi_{Sk}}] \quad (1.17)$$

Dove

$N_S$  è il numero di conduttori in serie per fase.

$\psi_{Sk}$  è la posizione angolare dell'asse magnetico della fase rispetto all'asse reale.

$K_{BS\rho}, K_{RS\rho}$  sono rispettivamente fattore di distribuzione e raccorciamento.

L'espressione (1.17) è valida per avvolgimenti tradizionali, matasse a passo intero, e tiene conto di tutte le armoniche  $\rho$ .

Le varie posizioni angolari in base alle singole fasi si possono esprimere come segue

$$\psi_{SA1} = 0, \psi_{SKB1} = \frac{\pi}{6}, \psi_{SKA2} = \frac{2\pi}{3}, \psi_{SB2} = \frac{5\pi}{6}, \psi_{SA3} = \frac{4\pi}{3}, \psi_{SKB3} = \frac{3\pi}{2} \quad (1.18)$$

Per poter rappresentare in modo compatto i campi magnetici si introduce la costante complessa  $\bar{\alpha}$ . In questo modo si può rappresentare la (1.17) per ogni fase con  $\bar{\alpha}$  e si ottengono le (1.19).

$$h_{SA1}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SA1}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s}] \quad (1.19 \text{ a})$$

$$h_{SB1}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SB1}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} \bar{\alpha}^\rho] \quad (1.19 \text{ b})$$

$$h_{SA2}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SA2}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} \bar{\alpha}^{4\rho}] \quad (1.19 \text{ c})$$

$$h_{SB2}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SB2}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} \bar{\alpha}^{5\rho}] \quad (1.19 \text{ d})$$

$$h_{SA3}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SA3}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} \bar{\alpha}^{8\rho}] \quad (1.19 \text{ e})$$

$$h_{SB3}(\theta_s, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho} i_{SB3}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [e^{-j\rho\theta_s} \bar{\alpha}^{9\rho}] \quad (1.19 \text{ f})$$

Il campo totale  $h_S$  è la somma dei contributi di tutte le fasi espressi nelle (1.19), quindi sommando tutto si ottiene il valore del campo al traferro totale (1.20)

$$h_S(\theta_S, t) = h_{SA1}(\theta_S, t) + h_{SB1}(\theta_S, t) + h_{SA2}(\theta_S, t) + h_{SB2}(\theta_S, t) + h_{SA3}(\theta_S, t) + h_{SB2}(\theta_S, t) \quad (1.20)$$

Raccogliendo tutti i contributi di corrente della (1.20) nella parte reale si ottiene la (1.21)

$$h_S(\theta_S, t) = \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e \left[ \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^\rho + i_{SA2} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SA3} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SB3} \bar{\alpha}^{9\rho}) e^{-j\rho\theta_S} \right] \quad (1.21)$$

Dalla (1.21), all'interno della parte reale, si possono definire le variabili (1.22), che rappresentano i vettori di spazio delle correnti di statore.

$$\bar{i}_{S\rho} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^\rho + i_{SA2} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SA3} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SB3} \bar{\alpha}^{9\rho}) \quad (1.22)$$

La (1.22) espressa per le sole armoniche  $\rho = 1, 3, 5$  diviene

$$\bar{i}_{S1} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^1 + i_{SA2} \bar{\alpha}^4 + i_{SB2} \bar{\alpha}^5 + i_{SA3} \bar{\alpha}^8 + i_{SB3} \bar{\alpha}^9) \quad (1.23 \quad a)$$

$$\bar{i}_{S3} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^3 + i_{SA2} \bar{\alpha}^1 + i_{SB2} \bar{\alpha}^3 + i_{SA3} \bar{\alpha}^1 + i_{SB3} \bar{\alpha}^3) \quad (1.23 \quad b)$$

$$\bar{i}_{S5} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^5 + i_{SA2} \bar{\alpha}^8 + i_{SB2} \bar{\alpha}^1 + i_{SA3} \bar{\alpha}^4 + i_{SB3} \bar{\alpha}^9) \quad (1.23 \quad c)$$

Considerando tutte le armoniche si ottengono le (1.24).

per  $\rho = 1 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^\rho + i_{SA2} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SA3} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SB3} \bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S1} \quad (1.24 \quad a)$$

per  $\rho = 3 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^\rho + i_{SA2} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SA3} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SB3} \bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S3} \quad (1.24 \quad b)$$

per  $\rho = 5 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^\rho + i_{SA2} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SA3} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SB3} \bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S5} \quad (1.24 \quad c)$$

per  $\rho = 7 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SA2} \bar{\alpha}^\rho + i_{SB1} \bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2} \bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SC1} \bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SC2} \bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S5}^* = \bar{i}_{S7} \quad (1.24 \quad d)$$

per  $\rho = 9 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SA2}\bar{\alpha}^\rho + i_{SB1}\bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2}\bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SC1}\bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SC2}\bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S3}^* = \bar{i}_{S9} \quad (1.24 \text{ e})$$

per  $\rho = 11 + 12N$

$$\frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SA2}\bar{\alpha}^\rho + i_{SB1}\bar{\alpha}^{4\rho} + i_{SB2}\bar{\alpha}^{5\rho} + i_{SC1}\bar{\alpha}^{8\rho} + i_{SC2}\bar{\alpha}^{9\rho}) = \bar{i}_{S1}^* = \bar{i}_{S11} \quad (1.24 \text{ f})$$

con  $N$  numero intero positivo.

In questo modo si spiega perché si vanno a prendere le componenti 1 3 5 dei vettori di spazio nella trasformazione generica, in quanto, il primo vettore  $\bar{i}_{S1}$  (1.23 a) e il suo complesso coniugato, cioè l'undicesima  $\bar{i}_{S11}$  (1.24 f), sono fundamentalmente lo stesso vettore. Quindi nello spazio 1 si andrà a mappare la componente fondamentale, ma anche l'undicesima, e anche i rispettivi contributi  $\rho = 1 + 12N$  e  $\rho = 11 + 12N$ . Per quanto riguarda lo spazio 3 e 5 vale lo stesso discorso quindi prendendo queste 3 componenti, espresse nelle (1.23), si riesce a descrivere tutto il contenuto armonico.

Il campo totale prodotto da statore dunque si può descrivere in forma compatta nella (1.25).

$$h_S(\theta_S, t) = \sum_{\rho=\text{dispari}}^{\infty} \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e[\bar{i}_{S\rho} e^{-j\rho\theta_S}] \quad (1.25)$$

È possibile rappresentare la (1.25) con la (1.26) introducendo la componente in termini di vettori di spazio del campo al traferro prodotto dallo statore.

$$h_S(\theta_S, t) = \sum_{\rho=\text{dispari}}^{\infty} \Re_e[\bar{h}_{S\rho} e^{-j\rho\theta_S}] \quad (1.26)$$

Si può quindi definire i vettori di spazio del campo statorico, sulla base di quelli di corrente  $\bar{i}_{S\rho}$  (1.24), isolando parte del contributo nella (1.25), ottenendo la (1.27).

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S\rho} \quad (1.27)$$

La (1.27) in forma estesa, per ciascun contributo armonico, diventa le (1.28)

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S1} \quad \text{per } \rho = 1 + 12N \quad (1.28 \text{ a})$$

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S3} \quad \text{per } \rho = 3 + 12N \quad (1.28 \text{ b})$$

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S5} \quad \text{per } \rho = 5 + 12N \quad (1.28 \text{ c})$$

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S5}^* \quad \text{per } \rho = 7 + 12N \quad (1.28 \text{ d})$$

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S3}^* \quad \text{per } \rho = 9 + 12N \quad (1.28 \text{ e})$$

$$\bar{h}_{S\rho} = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho \pi \delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S1}^* \quad \text{per } \rho = 11 + 12N \quad (1.28 \text{ f})$$

- Campo al traferro prodotto dai magneti di rotore con magnetizzazione radiale

Per determinare il contributo rotorico del campo al traferri si considerano dei magneti magnetizzati radialmente, ampiamente descritti e modellizzati nel paragrafo 1.3.1, con un campo al traferro come in Figura 1-19, e con una caratteristica magnetica (1.29).

$$bm = \mu_d h_m + B_R \quad (1.29)$$

Con  $B_R$  campo residuo,  $\mu_d$  permeabilità magnetica differenziale

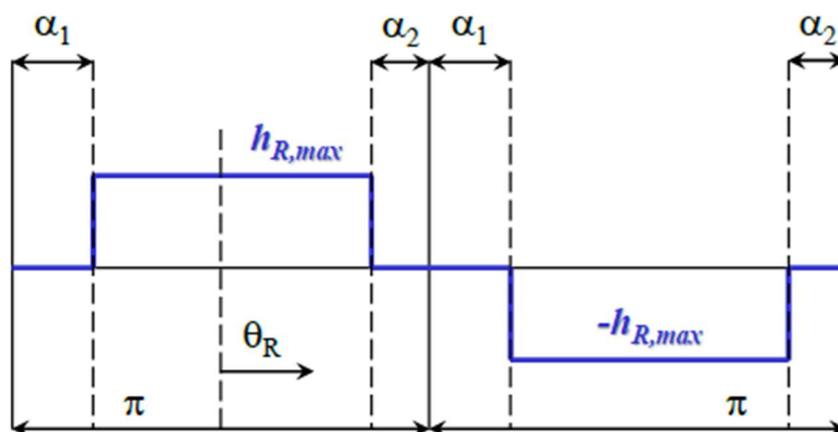


Figura 1-19 Forma d'onda del campo prodotto dai magneti rotorici

Considerando appunto un contributo al campo al traferro con forma d'onda quadra si può dimostrare che il valore massimo del campo  $h_{R,max}$  vale

$$h_{R,max} = \frac{\delta_M B_R}{\mu_0 \delta_M + \mu_d \delta_A} \quad (1.30)$$

Si procede con lo sviluppo in serie del contributo dei magneti al campo nel riferimento rotorico, tenendo conto di tutte le armoniche

$$h_R(\theta_R, t) = \sum_{\rho=1}^{\infty} \Re_e[\bar{h}_{R\rho} e^{-j\rho\theta_R}] \quad (1.31)$$

Con  $\bar{h}_{R\rho}$  vettore di spazio del campo rotorico, con espressione (1.32)

$$\bar{h}_{R\rho} = \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) \quad (1.32)$$

Determinati i due contributi del campo al traferro (1.26) e (1.31), si procede alla somma per trovare l'espressione complessiva.

- Campo totale al traferro

Per valutare il campo totale al traferro si va a considerare il riferimento statorico, e più precisamente l'espressione generale (1.33)

$$h_T(\theta_S, t) = \sum_{\rho=\text{dispari}}^{\infty} \Re_e[\bar{h}_{T\rho}^S e^{-j\rho\theta_S}] \quad (1.33)$$

In particolare, si può dire che  $\bar{h}_{T\rho}^S$  è la somma dei due contributi al traferro statorico e rotorico, che danno vita all'espressione (1.34)

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \bar{h}_{S\rho} + \bar{h}_{R\rho} e^{j\rho\theta} \quad (1.34)$$

Quindi tenendo conto delle (1.27) e (1.32), sostituendole nella (1.34), si ottiene l'espressione del campo totale al traferro in termini di vettori di spazio compatta (1.35)

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3 N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S\rho} + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.35)$$

La (1.35) si può esprimere in forma estesa con  $\bar{i}_{S\rho} = \bar{i}_{S1}, \bar{i}_{S3}, \bar{i}_{S5}, \bar{i}_{S5}^*, \bar{i}_{S3}^*, \bar{i}_{S1}^*$ , considerando tutte le armoniche, nella (1.36).

$$\text{per } \rho = 1 + 12N \quad (1.36 \text{ a})$$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S1} + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}$$

per  $\rho = 3 + 12N$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S3} + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.36 \text{ b})$$

per  $\rho = 5 + 12N$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S5} + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.36 \text{ c})$$

per  $\rho = 7 + 12N$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S7}^* + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.36 \text{ d})$$

per  $\rho = 9 + 12N$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S9}^* + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.36 \text{ e})$$

per  $\rho = 11 + 12N$

$$\bar{h}_{T\rho}^S = \frac{3N_S K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho\pi\delta P} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{i}_{S11}^* + \frac{2h_{R,max}}{\rho\pi} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} \quad (1.36 \text{ f})$$

### 1.4.3 Flussi concatenati con modello di magnetizzazione radiale

Come per il calcolo del campo totale al traferro, anche per i flussi concatenati agli avvolgimenti di statore si procede per contributi. Prima il contributo del campo al traferro poi campo disperso. Chiaramente il contributo del campo al traferro tiene conto della magnetizzazione del magnete invece il campo disperso solo dello statore.

- Calcolo dei flussi concatenati dovuti al campo al traferro

Si andrà a svolgere un'analisi qualitativa senza passaggi rigorosi. L'espressione generale del flusso concatenato a statore, valida per una qualsiasi fase  $k$  con avvolgimenti tradizionali (matasse a passo intero) è la (1.37)

$$\phi_{STk} = \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \Re_e [\bar{h}_{T\rho}^S e^{-j\rho\psi_{SK}}] \quad (1.37)$$

Con  $N_S$  numero di conduttori in serie per fase,  $L$  lunghezza assiale del pacco,  $\tau$  passo polare,  $\psi_{SK}$  posizione angolare dell'asse magnetico della fase rispetto all'asse reale.

Per calcolare il vettore di spazio del flusso, si va a imporre la trasformazione (1.14) descritta precedentemente, ottenendo l'espressione (1.38)

$$\bar{\phi}_{STh} = \frac{1}{3} [\phi_{STA1} + \phi_{STB1}\bar{\alpha}^h + \phi_{STA2}\bar{\alpha}^{4h} + \phi_{STB2}\bar{\alpha}^{5h} + \phi_{STA3}\bar{\alpha}^{8h} + \phi_{STB3}\bar{\alpha}^{9h}] \quad (1.38)$$

La (1.38), sostituendo il valore della costante complessa  $\bar{\alpha}$ , e dopo alcuni passaggi algebrici, diviene la (1.39).

$$\bar{\phi}_{STh} = \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=h\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^S + \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=-h\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^{S*} \quad (1.39)$$

La (1.39) scritta nelle componenti di interesse  $h = 1, 3, 5$  diviene le (1.40)

$$\bar{\phi}_{ST1} = \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=1\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^S + \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=-1\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^{S*} \quad (1.40 \quad a)$$

$$\bar{\phi}_{ST3} = \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=3\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^S + \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=-3\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^{S*} \quad (1.40 \quad b)$$

$$\bar{\phi}_{ST5} = \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=5\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^S + \frac{\mu_0 N_S L \tau}{\pi} \sum_{\rho=-5\pm 12N}^{\infty} \frac{K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\rho} (-1)^{\frac{\rho-1}{2}} \bar{h}_{T\rho}^{S*} \quad (1.40 \quad c)$$

Le (1.40) rappresentano il valore finale in termini di vettore di spazio del flusso concatenato dovuto dal campo al traferro per tutte le armoniche.

- Calcolo dei flussi concatenati dovuti al campo disperso

Il valore dei flussi concatenati dovuti al campo disperso a livello teorico si può scrivere direttamente nella forma delle 3 componenti di vettori di spazio con l'espressione (1.41)

$$\bar{\phi}_{sd1} = L_{sd1} \bar{i}_{s1} \quad (1.41 \quad a)$$

$$\bar{\phi}_{sd3} = L_{sd3} \bar{i}_{s3} \quad (1.41 \quad b)$$

$$\bar{\phi}_{sd5} = L_{sd5} \bar{i}_{s5} \quad (1.41 \quad c)$$

Con  $L_{sd}$  induttanza di dispersione.

In forma compatta le (1.41) diventano (1.42)

$$\bar{\phi}_{sdh} = L_{sdh} \bar{i}_{sh} \quad (1.42)$$

Determinato il secondo e ultimo contributo si procede al calcolo del flusso concatenato totale.

- Calcolo dei flussi concatenati totali

In generale, come è ben noto dalla teoria, si ha l'espressione (1.43)

$$\bar{\phi}_{sh} = \bar{\phi}_{sdh} + \bar{\phi}_{sth} \quad (1.43)$$

Sostituendo le (1.39) e (1.42) nella (1.43), e svolgendo dei semplici passaggi algebrici si ottiene l'espressione (1.44)

Nella (1.44) si possono eseguire delle semplificazioni, in particolare introducendo  $L_{sh}$  come induttanza sincrona di valore pari alla (1.45) e, in secondo luogo ponendo  $\varphi_{M\rho}$  come valore massimo della  $\rho$ -esima armonica del flusso sviluppato dai magneti, con equazione (1.46)

$$\begin{aligned}
 \bar{\phi}_{Sh} &= L_{Sdh} \bar{i}_{Sh} + \\
 &+ \sum_{\rho=h\pm 12N}^{\infty} \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau}{\pi^2 \delta P} \frac{K_{BS\rho}^2 K_{RS\rho}^2}{\rho^2} \bar{i}_{Sh} + \\
 &+ \sum_{\rho=h\pm 12N}^{\infty} \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\pi^2 \rho^2} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2})^{j\rho\theta} + \\
 &+ \sum_{\rho=-h\pm 12N}^{\infty} \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau}{\pi^2 \delta P} \frac{K_{BS\rho}^2 K_{RS\rho}^2}{\rho^2} \bar{i}_{Sh} + \\
 &+ \sum_{\rho=-h\pm 12N}^{\infty} \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\pi^2 \rho^2} (e^{-j\rho\alpha_1} + e^{j\rho\alpha_2})^{-j\rho\theta}
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

$$L_{Sh} = L_{Sdh} + \sum_{\rho=h\pm 12N}^{\infty} \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau}{\pi^2 \delta P} \frac{K_{BS\rho}^2 K_{RS\rho}^2}{\rho^2} + \sum_{\rho=-h\pm 12N}^{\infty} \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau}{\pi^2 \delta P} \frac{K_{BS\rho}^2 K_{RS\rho}^2}{\rho^2} \tag{1.45}$$

$$\varphi_{M\rho} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS\rho} K_{RS\rho}}{\pi^2 \rho^2} \tag{1.46}$$

Sostituendo le (1.45) e (1.46) nella (1.44) si ottiene l'espressione fondamentale (1.47) che rappresenta il flusso complessivo concatenato agli avvolgimenti statorici.

$$\begin{aligned}
 \bar{\phi}_{Sh} &= L_{Sh} \bar{i}_{Sh} + \sum_{\rho=h\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} + \\
 &+ \sum_{\rho=-h\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{-j\rho\alpha_1} + e^{j\rho\alpha_2}) e^{-j\rho\theta}
 \end{aligned} \tag{1.47}$$

La (1.47) scritta nelle componenti di interesse  $h = 1,3,5$  diventa le (1.48)

$$\begin{aligned}
 \bar{\phi}_{S1} &= L_{S1} \bar{i}_{S1} + \sum_{\rho=1\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} + \\
 &+ \sum_{\rho=-1\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{-j\rho\alpha_1} + e^{j\rho\alpha_2}) e^{-j\rho\theta}
 \end{aligned} \tag{1.48 a}$$

$$\begin{aligned}
 \bar{\phi}_{S3} &= L_{S3} \bar{i}_{S3} + \sum_{\rho=3\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} + \\
 &+ \sum_{\rho=-3\pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{-j\rho\alpha_1} + e^{j\rho\alpha_2}) e^{-j\rho\theta}
 \end{aligned} \tag{1.48 b}$$

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{S5} = L_{S5} \bar{i}_{S5} + \sum_{\rho=5 \pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta} + \\ + \sum_{\rho=-5 \pm 12N}^{\infty} \varphi_{M\rho} (e^{-j\rho\alpha_1} + e^{j\rho\alpha_2}) e^{-j\rho\theta} \end{aligned} \quad (1.48 \quad c)$$

Le (1.48) sono espressioni fondamentali per una tecnica di determinazione del guasto espressa nel paragrafo successivo.

#### 1.4.4 Coppia elettromagnetica

In generale, come noto dalla teoria, si può esprimere l'espressione della coppia, in maniera del tutto generale, come nella (1.49).

$$C_{em} = \mu_0 P^2 \delta L \tau \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \rho [\bar{h}_{S\rho}^S \cdot j \bar{h}_{R\rho}^S] \quad (1.49)$$

Sostituendo le espressioni calcolate precedentemente (1.27) e (1.32) nella (1.49), e dopo semplici passaggi algebrici si ottiene la forma compatta (1.50).

$$C_{em} = 3 P \sum_{\rho(\text{dispari})=1}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S\rho} \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] \quad (1.50)$$

La (41) espressa in forma estesa, considerando tutte le armoniche diventa la (1.51).

$$\begin{aligned}
 c_{em} = & 3 P \sum_{\rho=1+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S1} \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] + \\
 & + 3 P \sum_{\rho=3+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S3} \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] + \\
 & + 3 P \sum_{\rho=5+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S5} \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] + \\
 & + 3 P \sum_{\rho=7+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S5}^* \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] + \\
 & + 3 P \sum_{\rho=9+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S3}^* \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}] + \\
 & + 3 P \sum_{\rho=11+12N}^{\infty} \rho \varphi_{M\rho} [\bar{i}_{S1}^* \cdot j (e^{j\rho\alpha_1} + e^{-j\rho\alpha_2}) e^{j\rho\theta}]
 \end{aligned} \tag{1.51}$$

## 1.5 Equazioni di macchina compressive fino all'undicesima armonica

In questo paragrafo si procede a riportare un riassunto delle grandezze fondamentali calcolate precedentemente, riportandole fino all'undicesima armonica. Si svolge la trattazione limitata delle armoniche in quanto per la diagnostica serve soprattutto l'analisi dello spazio 5 e risulterebbe complesso considerare anche armoniche superiori che non contribuirebbero all'analisi in quanto teoricamente trascurabili o difficili da acquisire. Quindi da questo punto in avanti, per i successivi step come la diagnostica, il modello Simulink e le prove sperimentali, si andrà a far capo alle equazioni descritte in questo paragrafo.

Per completezza e chiarezza si andranno a esprimere prima tutte le equazioni relative al modello con un magnete magnetizzato radialmente e, nel paragrafo successivo, si implementeranno le equazioni fondamentali nel caso parallelo. Di quest'ultimo non sono stati eseguiti tutti i passaggi rigorosi per ottenere il modello matematico, in quanto formalmente identico al caso precedente, ma, appunto, vengono riportate solo le equazioni fondamentali che poi verranno prese in considerazione per le tecniche di diagnostica.

### 1.5.1 Modello magnete radiale

In generale, come presentato precedentemente, le equazioni di statore espresse in vettori di spazio, in un riferimento statorico, posso essere rappresentate con le (1.12).

$$\bar{v}_{S1} = R_S \bar{i}_{S1} + \frac{d\bar{\phi}_{S1}}{dt} \quad (1.12 \text{ a})$$

$$\bar{v}_{S3} = R_S \bar{i}_{S3} + \frac{d\bar{\phi}_{S3}}{dt} \quad (1.12 \text{ b})$$

$$\bar{v}_{S5} = R_S \bar{i}_{S5} + \frac{d\bar{\phi}_{S5}}{dt} \quad (1.12 \text{ c})$$

Con le correnti

$$\bar{i}_{S1} \text{ per } \rho = 1 \quad e \quad \bar{i}_{S1}^* = \bar{i}_{S11} \text{ per } \rho = 11$$

$$\bar{i}_{S1} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^1 + i_{SA2} \bar{\alpha}^4 + i_{SB2} \bar{\alpha}^5 + i_{SA3} \bar{\alpha}^8 + i_{SB3} \bar{\alpha}^9) \quad (1.23 \quad a)$$

$$\bar{i}_{S3} \text{ per } \rho = 3 \quad e \quad \bar{i}_{S3}^* = \bar{i}_{S9} \text{ per } \rho = 9$$

$$\bar{i}_{S3} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^3 + i_{SA2} \bar{\alpha}^1 + i_{SB2} \bar{\alpha}^3 + i_{SA3} \bar{\alpha}^1 + i_{SB3} \bar{\alpha}^3) \quad (1.23 \quad b)$$

$$\bar{i}_{S5} \text{ per } \rho = 5 \quad e \quad \bar{i}_{S5}^* = \bar{i}_{S7} \text{ per } \rho = 7$$

$$\bar{i}_{S5} = \frac{1}{3} (i_{SA1} + i_{SB1} \bar{\alpha}^5 + i_{SA2} \bar{\alpha}^8 + i_{SB2} \bar{\alpha}^1 + i_{SA3} \bar{\alpha}^4 + i_{SB3} \bar{\alpha}^9) \quad (1.23 \quad c)$$

Peri i flussi concatenati a statore, partendo dalle (1.48), si ottengono le (1.52).

$$\bar{\phi}_{S1} = L_{S1} \bar{i}_{S1} + \varphi_{M1} (e^{j\alpha_1} + e^{-j\alpha_2}) e^{j\theta} + \varphi_{M11} (e^{-j11\alpha_1} + e^{j11\alpha_2}) e^{-j11\theta} \quad (1.52 \quad a)$$

$$\bar{\phi}_{S3} = L_{S3} \bar{i}_{S3} + \varphi_{M3} (e^{j3\alpha_1} + e^{-j3\alpha_2}) e^{j3\theta} + \varphi_{M9} (e^{-j9\alpha_1} + e^{j9\alpha_2}) e^{-j9\theta} \quad (1.52 \quad b)$$

$$\bar{\phi}_{S5} = L_{S5} \bar{i}_{S5} + \varphi_{M5} (e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2}) e^{j5\theta} + \varphi_{M7} (e^{-j7\alpha_1} + e^{j7\alpha_2}) e^{-j7\theta} \quad (1.52 \quad c)$$

Il valore massimi del flusso espresso nella (1.46) diviene le (1.53).

$$\varphi_{M1} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS1} K_{RS1}}{\pi^2} \frac{1}{1} \quad (1.53 \quad a)$$

$$\varphi_{M3} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS3} K_{RS3}}{\pi^2} \frac{1}{9} \quad (1.53 \quad b)$$

$$\varphi_{M5} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS5} K_{RS5}}{\pi^2} \frac{1}{25} \quad (1.53 \quad c)$$

$$\varphi_{M7} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS7} K_{RS7}}{\pi^2} \frac{1}{49} \quad (1.53 \quad d)$$

$$\varphi_{M9} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS9} K_{RS9}}{\pi^2} \frac{1}{81} \quad (1.53 \quad e)$$

$$\varphi_{M11} = \frac{2 \mu_0 N_S L \tau h_{R,max} K_{BS11} K_{RS11}}{\pi^2} \frac{1}{121} \quad (1.53 \quad f)$$

E le induttanze sincrone si ricavano dall'equazione (1.45) ottenendo le (1.54).

$$L_{S1} = L_{Sd1} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS1}^2 K_{RS1}^2}{\pi^2 \delta P} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS11}^2 K_{RS11}^2}{\pi^2 \delta P 121} \quad (1.54 \text{ a})$$

$$L_{S3} = L_{Sd3} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS3}^2 K_{RS3}^2}{\pi^2 \delta P 9} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS9}^2 K_{RS9}^2}{\pi^2 \delta P 81} \quad (1.54 \text{ b})$$

$$L_{S5} = L_{Sd5} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS5}^2 K_{RS5}^2}{\pi^2 \delta P 25} + \frac{3 \mu_0 N_S^2 L \tau K_{BS7}^2 K_{RS7}^2}{\pi^2 \delta P 49} \quad (1.54 \text{ c})$$

Il campo totale al traferro (1.35) diviene (1.55).

$$\bar{h}_{T1}^S = \frac{3 N_S K_{BS1} K_{RS1}}{\pi \delta P} \bar{i}_{S1} + \frac{2 h_{R,max}}{\pi} (e^{j\alpha_1} + e^{-j\alpha_2}) e^{j \theta} \quad (1.55 \text{ a})$$

$$\bar{h}_{T3}^S = -\frac{N_S K_{BS3} K_{RS3}}{\pi \delta P} \bar{i}_{S3} - \frac{2 h_{R,max}}{3\pi} (e^{j3\alpha_1} + e^{-j3\alpha_2}) e^{j 3 \theta} \quad (1.55 \text{ b})$$

$$\bar{h}_{T5}^S = \frac{3 N_S K_{BS5} K_{RS5}}{5\pi \delta P} \bar{i}_{S5} + \frac{2 h_{R,max}}{5\pi} (e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2}) e^{j 5 \theta} \quad (1.55 \text{ c})$$

$$\bar{h}_{T7}^S = -\frac{3 N_S K_{BS7} K_{RS7}}{7\pi \delta P} \bar{i}_{S5}^* - \frac{2 h_{R,max}}{7\pi} (e^{j7\alpha_1} + e^{-j7\alpha_2}) e^{j 7 \theta} \quad (1.55 \text{ d})$$

$$\bar{h}_{T9}^S = \frac{N_S K_{BS9} K_{RS9}}{3\pi \delta P} \bar{i}_{S3} + \frac{2 h_{R,max}}{9\pi} (e^{j9\alpha_1} + e^{-j9\alpha_2}) e^{j 9 \theta} \quad (1.55 \text{ e})$$

$$\bar{h}_{T11}^S = -\frac{3 N_S K_{BS11} K_{RS11}}{11\pi \delta P} \bar{i}_{S1}^* - \frac{2 h_{R,max}}{11\pi} (e^{j11\alpha_1} + e^{-j11\alpha_2}) e^{j 11 \theta} \quad (1.55 \text{ f})$$

### 1.5.2 Modello magnete parallelo

Per quanto riguarda il modello del magnete magnetizzato parallelamente il contributo dello statore è chiaramente lo stesso del modello radiale, e allo stesso modo anche le equazioni generali sono pienamente valide. Quindi le equazioni generali di macchina (1.12), con il contributo delle correnti (1.23), chiaramente sono invariate. A cambiare è chiaramente il contributo del magnete e quindi il flusso e il campo al traferro. Riprendendo la modellizzazione espressa nel paragrafo 1.3.2, e in particolare l'equazione (1.7), si può esprimere una forma del tutto generale dei flussi concatenati con le (1.56) e il campo al traferro con le (1.57).

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_{S1} = L_{S1} \bar{i}_{S1} + \varphi_{M1} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j \theta} + \\ + \varphi_{M11} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{-j 11 \theta} \end{aligned} \quad (1.56 \text{ a})$$

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_{S3} = L_{S3} \bar{i}_{S3} + \varphi_{M3} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 3 \theta} + \\ + \varphi_{M9} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{-j 9 \theta} \end{aligned} \quad (1.56 \text{ b})$$

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_{S5} = L_{S5} \bar{i}_{S5} + \varphi_{M5} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 5 \theta} + \\ + \varphi_{M7} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{-j 7 \theta} \end{aligned} \quad (1.56 \text{ c})$$

$$\bar{h}_{T1}^S = \frac{3 N_S K_{BS1} K_{RS1}}{\pi \delta P} \bar{i}_{S1} + \frac{2 h_{R,max}}{\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j \theta} \quad (1.57 \text{ a})$$

$$\bar{h}_{T3}^S = -\frac{N_S K_{BS3} K_{RS3}}{\pi \delta P} \bar{i}_{S3} - \frac{2 h_{R,max}}{3\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 3 \theta} \quad (1.57 \text{ b})$$

$$\bar{h}_{T5}^S = \frac{3 N_S K_{BS5} K_{RS5}}{5\pi \delta P} \bar{i}_{S5} + \frac{2 h_{R,max}}{5\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 5 \theta} \quad (1.57 \text{ c})$$

$$\bar{h}_{T7}^S = -\frac{3 N_S K_{BS7} K_{RS7}}{7\pi \delta P} \bar{i}_{S5}^* - \frac{2 h_{R,max}}{7\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 7 \theta} \quad (1.57 \text{ d})$$

$$\bar{h}_{T9}^S = \frac{N_S K_{BS9} K_{RS9}}{3\pi \delta P} \bar{i}_{S3}^* + \frac{2 h_{R,max}}{9\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 9 \theta} \quad (1.57 \text{ e})$$

$$\bar{h}_{T11}^S = -\frac{3 N_S K_{BS11} K_{RS11}}{11\pi \delta P} \bar{i}_{S1}^* - \frac{2 h_{R,max}}{11\pi} fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 11 \theta} \quad (1.57 \text{ f})$$

Naturalmente il valore  $h_{R,max}$  del magnete rimane costante nei due modelli, quindi le equazioni (1.53) rimangono invariate, in quanto dipendono solo dalle caratteristiche della macchina e da un eventuale skew dei magneti. Con lo stesso discorso anche le induttanze sincrone (1.54) rimangono invariate.

## 1.6 Tecnica di determinazione del guasto

Il sempre più frequente utilizzo di macchine sincrone a magneti permanenti e la necessaria richiesta di affidabilità porta a sollevare la problematica della prevenzione e diagnostica di eventuali guasti. Uno dei più frequenti e rischiosi è appunto la smagnetizzazione dei magneti rotorici, e in particolare causata da elevati campi prodotti da sovracorrenti statoriche. In questo paragrafo si propongono, appunto, delle tecniche di diagnostica che sfruttano la ridondanza delle fasi, e quindi di gradi di libertà, per determinare l'intensità e la natura del guasto da smagnetizzazione, naturalmente basandosi sui modelli matematici di macchina e magneti descritti precedentemente. Più precisamente si tratta di tecniche non invasive che possono essere applicate online, durante il funzionamento standard, e non richiedono l'impiego di particolare strumentazione, ma solo di semplici condizioni di funzionamento della macchina.

Essendo tecniche che si basano profondamente sul modello matematico e che nel concreto tendono a invertire le equazioni ricavando parametri propri della macchina, la differenza della magnetizzazione del rotore è fondamentale, a parte che non si abbiano casi particolari. Per questo motivo si riportano le tecniche sia per un caso radiale che per uno parallelo, confrontandole e mettendo in evidenza le problematiche.

### 1.6.1 Modello magnete radiale

Le tecniche descritte in questo paragrafo chiaramente valgono per un caso radiale ma non toglie che in determinate condizioni si possano anche approssimare a un caso parallelo. In particolare, come descritto anche nel paragrafo 1.3.3, si può dire in linea del tutto generale che se si ha un numero di poli elevato, con un magnete con un passo abbastanza raccorciato, i due modelli tendono a coincidere e quindi si preferisce approssimare il caso parallelo a uno radiale, in modo da avere delle equazioni più semplici e poter diagnosticare il guasto più precisamente e in modo più completo.

#### 1.6.1.1 Determinazione di $\alpha_1$ e $\alpha_2$

Questo primo metodo è quello più preciso e nello specifico riesce a determinare con precisione il valore degli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  del magnete, in riferimento alla Figura 1-7 del paragrafo 1.2. Come descritto in precedenza con un  $\alpha_1 = \alpha_2$  la macchina è sana, invece riscontrando una diversità si ha l'identificazione del guasto, l'intensità e se è stato prodotto in seguito a un funzionamento da generatore o motore. Questa diagnostica è resa possibile principalmente dal modello matematico, che tramite una sua intelligente interpretazione permette il calcolo appunto di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ . L'unica ipotesi per applicare questa diagnostica è sulle condizioni di utilizzo della macchina, in quanto deve essere a regime, con riferimento di velocità costante e corrente di spazio 5 nulla. La ragione dell'assunzione di quest'ultime sarà più chiara in seguito.

Dall'analisi precedente è noto che lo spazio 5 abbia un contenuto armonico con quinta e settima armonica, e in particolare si ha che l'equazione di macchina in un riferimento statorico, appunto di spazio 5, è la (1.12 c).

$$\bar{v}_{S5} = R_S \bar{i}_{S5} + \frac{d\bar{\phi}_{S5}}{dt} \quad (1.12 \text{ c})$$

Sostituendo il valore di  $\bar{\phi}_{S5}$ , espresso nell'equazione (1.56 c), nella (1.12 c) si ottiene la (1.58).

$$\begin{aligned} \bar{v}_{S5} = R_S \bar{i}_{S5} + \frac{d}{dt} [L_{S5} \bar{i}_{S5} + \varphi_{M5} (e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2}) e^{j5\theta} \\ + \varphi_{M7} (e^{-j7\alpha_1} + e^{j7\alpha_2}) e^{-j7\theta}] \end{aligned} \quad (1.58)$$

Introducendo l'ipotesi che la corrente  $\bar{i}_{S5} = 0$  e svolgendo l'integrale si ottiene la (1.59).

$$\bar{v}_{S5} = j\omega_5 \varphi_{M5} (e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2}) e^{j5\theta} + j\omega_7 \varphi_{M7} (e^{-j7\alpha_1} + e^{j7\alpha_2}) e^{-j7\theta} \quad (1.59)$$

Si può notare che il valore di  $\bar{v}_{S5}$  nella (48) dipende solo dal magnete, quindi mettendosi in un riferimento sincrono alle singole armoniche si possono ottenere i contributi di tensione rispettivamente di quinta (1.60) e settima (1.61) armonica che costituiscono appunto la tensione di spazio 5, che formalmente rappresentano le fem indotte dai magneti negli avvolgimenti di statore della macchina.

$$\bar{e}_5 = j\omega_5 \varphi_{M5} (e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2}) \quad (1.60)$$

$$\bar{e}_7 = j\omega_7 \varphi_{M7} (e^{-j7\alpha_1} + e^{j7\alpha_2}) \quad (1.61)$$

Conoscendo il valore della tensione  $\bar{e}$ , del flusso  $\bar{\varphi}_M$  (1.53) e di  $\omega$  (valore che si può misurare sperimentalmente), sia di quinta che di settima armonica, è possibile ricavare, invertendo l'espressione, il valore di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ . Avendo due equazioni vettoriali (1.60) e (1.61), è facilmente intuibile che si ha una sovrabbondanza di equazioni rispetto alle incognite, ma questa condizione in realtà si rivelerà fondamentale in quanto le equazioni (1.60) e (1.61) sono periodiche e ciascuna con più soluzioni e solo paragonandole l'una con l'altra è possibile determinare quella giusta. Quindi si procede a ricavare il valore delle incognite prima dall'equazione di quinta e poi da quella di settima, considerando che il procedimento è formalmente equivalente.

- Equazione di quinta armonica (1.60)

Quindi usando la trasformazione di Eulero e separando i contributi della (1.60) in parte reale e immaginaria si ottiene il sistema di equazioni (1.62).

$$\frac{Re[\bar{e}_5]}{\omega_5 \varphi_{M5}} = -\sin(5\alpha_1) + \sin(5\alpha_2) \quad (1.62 \text{ a})$$

$$\frac{Imm[\bar{e}_5]}{\omega_5 \varphi_{M5}} = \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) \quad (1.62 \text{ b})$$

Si può dimostrare che risolvendo il sistema di equazioni (1.62) si arriva alle soluzioni (1.63), in questo caso per comodità è stata utilizzata la funzione matematica *solve* di Matlab.

$$\alpha_{1_1} = -2 \frac{\tan^{-1}\left(\sigma_1 + \frac{2Re_5}{Im_5^2 + 2Im_5 + Re_5^2}\right)}{5} \quad (1.63 \text{ a})$$

$$\alpha_{1_2} = +2 \frac{\tan^{-1}\left(\sigma_1 - \frac{2Re_5}{Im_5^2 + 2Im_5 + Re_5^2}\right)}{5} \quad (1.63 \text{ b})$$

$$\alpha_{2_1} = -2 \frac{\tan^{-1}\left(\sigma_1 - \frac{2Re_5}{Im_5^2 + 2Im_5 + Re_5^2}\right)}{5} \quad (1.63 \text{ c})$$

$$\alpha_{2_2} = +2 \frac{\tan^{-1}\left(\sigma_1 + \frac{2Re_5}{Im_5^2 + 2Im_5 + Re_5^2}\right)}{5} \quad (1.63 \text{ d})$$

Per chiarezza sono stati introdotti i coefficienti (1.64), (1.65) e (1.66).

$$Re_5 = \frac{Re[\bar{e}_5]}{\omega_5 \varphi_{M5}} \quad (1.64)$$

$$Im_5 = \frac{Imm[\bar{e}_5]}{\omega_5 \varphi_{M5}} \quad (1.65)$$

$$\sigma_1 = \frac{\sqrt{-Im_5^4 - 2Im_5^2 Re_5^2 + 4Im_5^2 - Re_5^2}}{Im_5^2 + 2Im_5 + Re_5^2} \quad (1.66)$$

Si può notare che si ottengono 2 soluzioni per ogni incognita nelle (1.63), però si ottengono valori uguali in modulo ma opposti di segno, quindi per ogni incognita c'è solo una soluzione, scartando quella negativa. Naturalmente nel caso in cui non vi sia il guasto  $\alpha_1$  risulterà uguale a  $\alpha_2$ . A questo punto si hanno le due soluzioni  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  ma non è detto che siano quelle corrette poiché l'equazione invertita (1.62) è periodica e in particolare periodica di periodo  $2\pi/5$ , essendo la quinta armonica, e quindi necessario aggiungere questo contributo alle soluzioni, ottenendo tutte le possibilità (1.67) e (1.68).

$$\alpha_{1_1} = \alpha_1 \quad (1.67 \text{ a})$$

$$\alpha_{1_2} = \alpha_1 + \frac{2\pi}{5} \quad \alpha_{1_3} = \frac{2\pi}{5} - \alpha_1 \quad (1.67 \text{ b})$$

$$\alpha_{1_4} = \alpha_1 + 2 \frac{2\pi}{5} \quad \alpha_{1_5} = 2 \frac{2\pi}{5} - \alpha_1 \quad (1.67 \quad c)$$

$$\alpha_{2_1} = \alpha_2 \quad (1.68 \quad a)$$

$$\alpha_{2_2} = \alpha_2 + \frac{2\pi}{5} \quad \alpha_{2_3} = \frac{2\pi}{5} - \alpha_2 \quad (1.68 \quad b)$$

$$\alpha_{2_4} = \alpha_2 + 2 \frac{2\pi}{5} \quad \alpha_{2_5} = 2 \frac{2\pi}{5} - \alpha_2 \quad (1.68 \quad c)$$

Si può notare che nelle soluzioni (b) si è andati a traslare  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  di un periodo rispettivamente avanti e indietro, mentre per le (c) lo si è fatto per 2 periodi. In particolare si è implementato solo per uno e due periodi in più a quello trovato poiché l'angolo  $\alpha$  a livello teorico non può andare oltre il  $\pi$  elettrici e quindi con tre periodi si coprono abbondantemente tutti i casi plausibili.

- Equazione di settima armonica (1.61)

Per completezza viene riportato anche il procedimento analogo per il quale si fa riferimento all'equazione vettoriale (1.61) di settima armonica, anche se algebricamente equivalente.

Dividendo per parte reale e immaginaria della (1.61) si ottengono le (1.69).

$$\frac{Re[\bar{e}_7]}{\omega_7 \varphi_{M7}} = \sin(7\alpha_1) - \sin(7\alpha_2) \quad (1.69 \quad a)$$

$$\frac{Imm[\bar{e}_7]}{\omega_7 \varphi_{M7}} = \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) \quad (1.69 \quad b)$$

Risolvendo il sistema (1.69) si ottengono, sempre grazie all'aiuto del calcolatore, le soluzioni (1.70).

$$\alpha_{1_1} = +2 \frac{\tan^{-1} \left( \sigma_1 + \frac{2Re_7}{Im_7^2 + 2Im_7 + Re_7^2} \right)}{7} \quad (1.70 \quad a)$$

$$\alpha_{1_2} = -2 \frac{\tan^{-1} \left( \sigma_1 - \frac{2Re_7}{Im_7^2 + 2Im_7 + Re_7^2} \right)}{7} \quad (1.70 \quad b)$$

$$\alpha_{2_1} = +2 \frac{\tan^{-1} \left( \sigma_1 - \frac{2Re_7}{Im_7^2 + 2Im_7 + Re_7^2} \right)}{5} \quad (1.70 \quad c)$$

$$\alpha_{2_2} = -2 \frac{\tan^{-1} \left( \sigma_1 + \frac{2Re_7}{Im_7^2 + 2Im_7 + Re_7^2} \right)}{7} \quad (1.70 \quad d)$$

Con rispettivi coefficienti (1.71), (1.72) e (1.73).

$$Re_7 = \frac{Re[\bar{e}_7]}{\omega_7 \varphi_{M7}} \quad (1.71)$$

$$Im_7 = \frac{Imm[\bar{e}_7]}{\omega_7 \varphi_{M7}} \quad (1.72)$$

$$\sigma_1 = \frac{\sqrt{-Im_7^4 - 2Im_7^2 Re_7^2 + 4Im_7^2 - Re_7}}{Im_7^2 + 2Im_7 + Re_7^2} \quad (1.73)$$

Naturalmente le considerazioni fatte precedentemente per il caso in quinta armonica valgono anche qui. Quindi le soluzioni (1.70) in realtà sono solo una per l'angolo  $\alpha_1$  e una per  $\alpha_2$ , essendo le restanti uguali in modulo e di segno opposto. Per ottenere tutte le possibili soluzioni (1.74) e (1.75) bisogna sommare il periodo, che in questo caso è  $2\pi/7$ , siccome si sta lavorando sulla settima armonica.

$$\alpha_{1_1} = \alpha_1 \quad (1.74 \quad a)$$

$$\alpha_{1_2} = \alpha_1 + \frac{2\pi}{7} \quad \alpha_{1_3} = \frac{2\pi}{7} - \alpha_1 \quad (1.74 \quad b)$$

$$\alpha_{1_4} = \alpha_1 + 2 \frac{2\pi}{7} \quad \alpha_{1_5} = 2 \frac{2\pi}{7} - \alpha_1 \quad (1.74 \quad c)$$

$$\alpha_{2_1} = \alpha_2 \quad (1.75 \quad a)$$

$$\alpha_{2_2} = \alpha_2 + \frac{2\pi}{7} \quad \alpha_{2_3} = \frac{2\pi}{7} - \alpha_2 \quad (1.75 \quad b)$$

$$\alpha_{2_4} = \alpha_2 + 2 \frac{2\pi}{7} \quad \alpha_{2_5} = 2 \frac{2\pi}{7} - \alpha_2 \quad (1.75 \quad c)$$

Come nel caso in quinta armonica si spazia su 3 periodi per trovare il giusto valore di  $\alpha$ .

Avendo ottenuto tutte le possibili soluzioni (1.74)-(1.75), per l'equazione (1.60) dalla quinta armonica, e (1.67)-(1.68), per l'equazione (1.61) dalla settima, bisogna confrontare i risultati e trovare i valori comuni di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , che rispettivamente saranno uno ed uno solo, che rappresentano appunto i valori veri.

Si può notare che questa tecnica diagnostica sia stata possibile solo grazie all'utilizzo di piu gradi di libertà rispetto a un normale caso trifase, le sei fasi permettono di avere un vettore di spazio, in questo caso il 5, in piu per la diagnostica. In quest'ultimo si mappano anche armoniche come la 17 e la 19, che non sono state considerate per la diagnostica in quanto in un caso sperimentale troppo piccole per ottenere risultati attendibili.

- Caso senza guasto

È rilevante far notare che nel caso in cui non vi sia il guasto, e quindi  $\alpha_1 = \alpha_2$ , le componenti reali delle equazioni (1.60) e (1.61), cioè le (1.62 a) e (1.69 a), in linea teorica sono nulle, e quindi volendo trovare il valore di  $\alpha$  di progetto basta risolvere le semplici equazioni (1.62 b) e (1.69 b), che semplificate diventano le (1.76) e (1.77).

$$\frac{Imm[\bar{e}_5]}{\omega_5 \varphi_{M5}} = 2 \cos(5\alpha) \quad (1.76)$$

$$\frac{Imm[\bar{e}_7]}{\omega_7 \varphi_{M7}} = 2 \cos(7\alpha) \quad (1.77)$$

Dopo semplici passaggi algebrici dalle (1.76) e (1.77), singolarmente, si ottengono i valori di  $\alpha$ , ricordando di sommare rispettivamente due periodi, come nel caso precedente, quindi per ogni equazione si ottengono le soluzioni (1.78) e (1.79).

$$\alpha_5 = \frac{1}{5} \cos^{-1} \left( \frac{Im_5}{2} \right) \pm \frac{2\pi}{5} \quad (1.78)$$

$$\alpha_7 = \frac{1}{5} \cos^{-1} \left( \frac{Im_7}{2} \right) \pm \frac{2\pi}{7} \quad (1.79)$$

Naturalmente ottenute le (1.78) e (1.79) bisogna confrontare i risultati e trovare quelli comuni, che saranno appunto i valori veri di  $\alpha$ .

Quest'ultimo algoritmo applicabile in assenza di guasto è facilmente implementabile, e può essere un ulteriore valore di diagnostica.

#### 1.6.1.2 Determinazione diretta di $\alpha_m$ tramite il modulo

È interessante descrivere quest'ulteriore tecnica che permette di calcolare direttamente  $\alpha_m$  o la somma degli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ . In linea teorica si ricava in maniera analoga al caso precedente ma tramite una più facile implementazione, tenendo conto di eseguire una diagnostica meno precisa. La minore precisione è data dal fatto che non si riesce più a distinguere  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , e quindi non si riesce a capire la causa del guasto. Invece la più facile implementazione viene dal fatto che si va ad utilizzare direttamente il modulo delle equazioni precedentemente descritte, permettendo dei calcoli notevolmente più semplificati. In generale quest'ulteriore metodo è utile poiché permette di avere, prima di tutto, uno strumento di verifica aggiuntivo da affiancare al precedente ma, in particolar modo, non tiene conto dell'orientamento di campo. Questa proprietà permette di eseguire test anche quando il rotore non è perfettamente allineato con l'asse d, condizione che può sorgere al di fuori della simulazione, come in un contesto sperimentale o di normale applicazione. Si approfondisce più nello specifico questa problematica nel capitolo delle prove sperimentali.

Ci sono principalmente due modi di arrivare alla stessa soluzione, il primo che tratta gli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  come equivalenti e il secondo che invece ne prende la somma. A livello teorico sono equivalenti ma per completezza si riportano entrambi.

- Considerare il magnete guasto come sano ma con un passo inferiore, ponendo  $\alpha_1 = \alpha_2$

Si parte sempre dalle equazioni (1.60) e (1.61) e ne viene fatto il modulo e in più si considera l'ipotesi che, siccome non si tiene conto dell'orientamento dell'asse d rispetto al rotore, si considerano i due angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  uguali, come viene spiegato nel paragrafo 1.2 e rappresentato in Figura 1-5. In altre parole, siccome l'orientamento non conta ci si va a mettere nel caso migliore, che permette appunto di semplificare i calcoli il più possibile e si ottengono le equazioni (1.80) e (1.81).

$$|\bar{e}_5| = |\omega_5 \varphi_{M5} 2 \cos(5\alpha)| \quad (1.80)$$

$$|\bar{e}_7| = |\omega_7 \varphi_{M7} 2 \cos(7\alpha)| \quad (1.81)$$

Svolgendo i calcoli per trovare il valore di  $\alpha$  si ottengono, rispettivamente per la quinta e settima armonica le espressioni (1.82) e (1.83)

$$\frac{|\bar{e}_5|}{|2 \omega_5 \varphi_{M5}|} = |\cos(5\alpha)| \quad (1.82)$$

$$\frac{|\bar{e}_7|}{|2 \omega_7 \varphi_{M7}|} = |\cos(7\alpha)| \quad (1.83)$$

Per una più facile comprensione delle soluzioni si possono vedere le (1.82) e (1.83) rispettivamente in Figura 1-20 e Figura 1-21. In quest'ultime vengono rappresentati semplicemente i moduli dei coseni rispettivamente di quinta e settima armonica, per 180 gradi elettrici. Si prende in considerazione solo quest'ampiezza in quanto  $\alpha$  non può teoricamente superare il valore di  $\pi$ .

Come si può vedere per ciascun'armonica si hanno  $2\rho$  soluzioni, quindi per determinarle tutte si prendono le soluzioni come se fosse un coseno di periodo  $2\pi$ , come mostrato nelle (1.84) e (1.85), e poi si traslano su tutti i 180 gradi elettrici, in base al periodo dell'equazione.

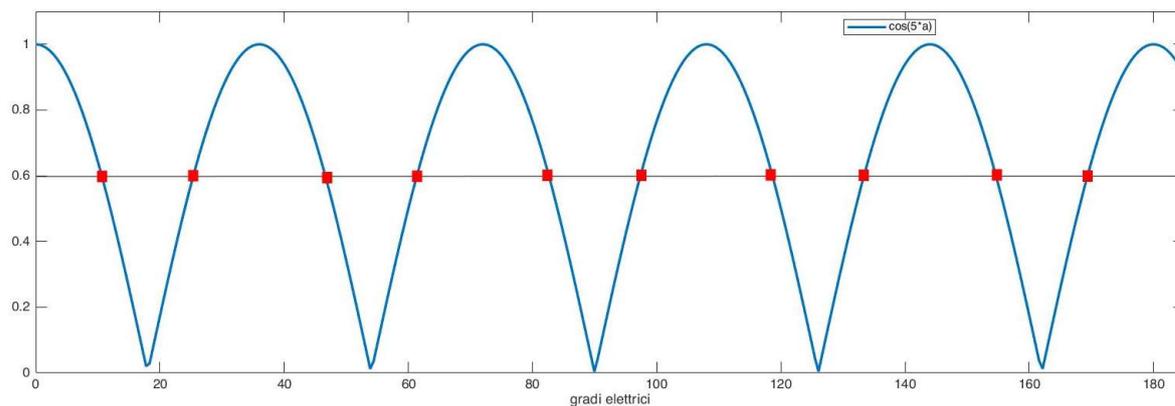


Figura 1-20 Rappresentazione di  $y=|\cos(5\alpha)|$

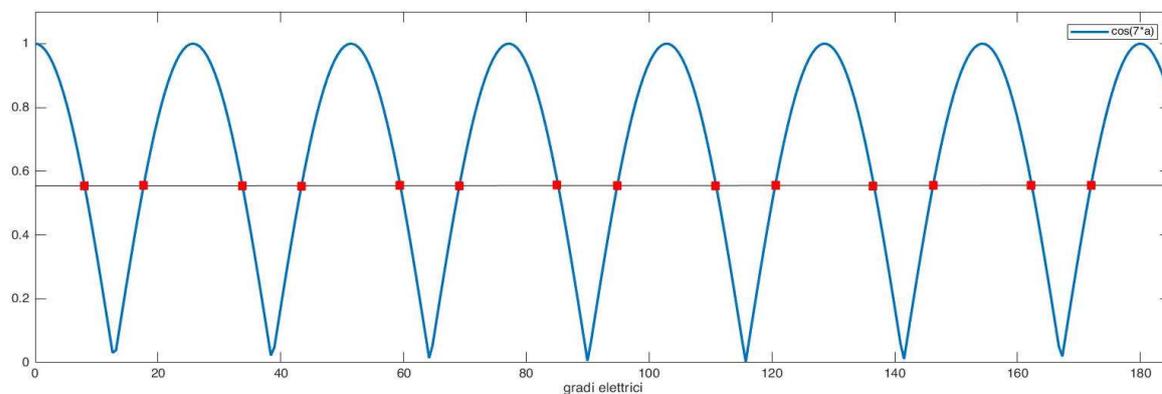


Figura 1-21 Rappresentazione di  $y=|\cos(7\alpha)|$

$$\frac{1}{5} a \cos\left(\frac{|\bar{e}_5|}{|2 \omega_5 \varphi_{M5}|}\right) = \alpha_5 \quad (1.84 \text{ a})$$

$$\frac{2\pi}{5} - \frac{1}{5} a \cos\left(\frac{|\bar{e}_5|}{|2 \omega_5 \varphi_{M5}|}\right) = \alpha_5 \quad (1.84 \text{ b})$$

$$\frac{1}{7} a \cos\left(\frac{|\bar{e}_7|}{|2 \omega_7 \varphi_{M7}|}\right) = \alpha_7 \quad (1.85 \text{ a})$$

$$\frac{2\pi}{7} - \frac{1}{7} a \cos\left(\frac{|\bar{e}_7|}{|2 \omega_7 \varphi_{M7}|}\right) = \alpha_7 \quad (1.85 \text{ b})$$

Quindi a questo punto si traslano le (1.84) e (1.85) rispettivamente per  $\pi/5$  e  $\pi/7$  per quattro e sei volte e in questo modo si hanno tutte le possibili soluzioni all'interno dei 180 gradi elettrici. Come nelle tecniche precedenti si sfrutta il fatto di avere due insiemi di soluzioni dove solo una è la corretta e di conseguenza deve essere la stessa, quindi basta

confrontare tutti i risultati della (1.82) con quelli della (1.83), andando a isolare l'unico elemento in comune.

In questo modo si è determinato l'angolo  $\alpha$  nel modello equivalente sano del magnete in realtà guasto. Naturalmente se non avviene il guasto  $\alpha$  rimane di valore uguale a quello di progetto.

Di grande utilità è anche calcolare direttamente il passo del magnete tramite la trasformazione (1.86), che restituisce direttamente il valore in gradi meccanici, in modo da confrontare tale risultato con quello di progetto.

$$\alpha_m = \frac{\pi - 2\alpha}{p} \quad (1.86)$$

- Trattazione con  $\alpha_1 + \alpha_2$

È interessante descrivere quest'ulteriore tecnica che permette di calcolare direttamente la somma degli angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ . In linea teorica si ricava in maniera analoga al caso precedente e quindi non tiene conto dell'orientamento di campo, condizione come già descritta di vantaggio e svantaggio.

Naturalmente la seguente tecnica può essere implementata per qualsiasi armonica che si mappa nello spazio 5, e per un corretto risultato, come già descritto in precedenza, deve essere applicata almeno a due armoniche per poter confrontare i risultati. Qui di seguito verranno riportati solo i passaggi rigorosi per il caso della quinta armonica.

Si parte dall'equazioni (1.60) descritta precedentemente e ne viene calcolato il modulo ottenendo la (1.87).

$$|\bar{e}_5| = |j\omega_5 \varphi_{M5}(e^{j5\alpha_1} + e^{-j5\alpha_2})| \quad (1.87)$$

Sviluppando i calcoli e esprimendo i numeri complessi nella rappresentazione polare dalla (1.87) si ottiene la (1.88).

$$\begin{aligned} Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 &= \\ &= (\omega_5 \varphi_{M5})^2 \left[ |(\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2)) + j(\sin(5\alpha_1) - \sin(5\alpha_2))|^2 \right] \end{aligned} \quad (1.88)$$

Continuando con i calcoli algebrici sulla (1.88), si ottiene (1.89) e di seguito la (1.90).

$$\begin{aligned} Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 &= \\ &= (\omega_5 \varphi_{M5})^2 * \left[ (\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2))^2 + (\sin(5\alpha_1) - \sin(5\alpha_2))^2 \right] \end{aligned} \quad (1.89)$$

$$\begin{aligned}
 Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 &= (\omega_5 * \varphi_{M5})^2 \\
 &= [\cos(5\alpha_1)^2 + \cos(5\alpha_2)^2 + 2\cos(5\alpha_1)\cos(5\alpha_2) + \sin(5\alpha_1)^2 \\
 &\quad + \sin(5\alpha_2)^2 - 2\sin(5\alpha_1)\sin(5\alpha_2)] \quad (1.90)
 \end{aligned}$$

Se si considerano le trasformazioni trigonometriche (1.91) e le si applica alla (1.90), si ottiene la (1.92).

$$\cos(\beta)^2 + \sin(\beta)^2 = 1 \quad (1.91 \text{ a})$$

$$\cos(\gamma)\cos(\beta) - \sin(\gamma)\sin(\beta) = \cos(\gamma + \beta) \quad (1.91 \text{ b})$$

$$\begin{aligned}
 Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 &= (\omega_5 \varphi_{M5})^2 \\
 &= [2 + 2\cos(5\alpha_1)\cos(5\alpha_2) - 2\sin(5\alpha_1)\sin(5\alpha_2)] \quad (1.92)
 \end{aligned}$$

Svolgendo dei semplici calcoli algebrici dalla (1.92) si ottiene la (1.93).

$$Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 = 2(\omega_5 \varphi_{M5})^2 [1 + \cos(5(\alpha_1 + \alpha_2))] \quad (1.93)$$

Per semplicità sono stati introdotti i coefficienti (1.94).

$$Re[\bar{e}_5]^2 + Imm[\bar{e}_5]^2 = E_5^2 \quad (1.94 \text{ a})$$

$$k_5 = \omega_5 \varphi_{M5} \quad (1.94 \text{ b})$$

$$\alpha_{summ5} = \alpha_1 + \alpha_2 \quad (1.94 \text{ c})$$

Sostituendo le (1.94) nella (1.93), si ottiene la (1.95).

$$\frac{E_5^2}{2k_5^2} = [1 + \cos(5\alpha_{summ5})] \quad (1.95)$$

Intervertendo la (1.95) e risolvendola per  $\alpha_{summ}$  si ottengono le due soluzioni (1.96) che valgono per il normale periodo  $2\pi/5$ .

$$\alpha_{summ5 \ 1} = \frac{1}{5} \arccos\left(\frac{E_5^2}{2k_5^2} - 1\right) \quad (1.96 \text{ a})$$

$$\alpha_{summ5 \ 2} = \frac{2\pi}{5} - \frac{1}{5} \arccos\left(\frac{E_5^2}{2k_5^2} - 1\right) \quad (1.96 \text{ b})$$

Per ottenere tutte le soluzioni possibili ( $\alpha_{summ}$  può essere al massimo  $\pi$  radianti elettrici), bisogna traslare le soluzioni (1.96) del periodo  $2\pi/5$  per altre due volte, in quanto nei 360 gradi elettrici ci sono cinque soluzioni ma sono possibili solo quelle minori di 180.

Ottenute le soluzioni per la quinta armonica bisogna ricavare allo stesso modo le sette possibili soluzioni per la settima armonica. Il procedimento è equivalente e si ottengono di conseguenza le soluzioni (1.97).

$$\alpha_{summ7\ 1} = \frac{1}{7} \arccos\left(\frac{E_7^2}{2k_7^2} - 1\right) \quad (1.97\ a)$$

$$\alpha_{summ7\ 2} = \frac{2\pi}{7} - \frac{1}{7} \arccos\left(\frac{E_7^2}{2k_7^2} - 1\right) \quad (1.97\ b)$$

Con i rispettivi coefficienti (1.98).

$$Re[\bar{e}_7]^2 + Imm[\bar{e}_7]^2 = E_7^2 \quad (1.98\ a)$$

$$k_7 = \omega_7 \varphi_{M7} \quad (1.98\ b)$$

$$\alpha_{summ7} = \alpha_1 + \alpha_2 \quad (1.98\ c)$$

Anche in questo caso bisogna considerare tutte le soluzioni possibili minori di 180 gradi elettrici e, come nel caso della quinta armonica, si procede a traslare le soluzioni del periodo  $2\pi/7$ .

Avendo un insieme di soluzioni delle due armoniche, come ormai è noto, solo una è corretta ciascuna armonica e quindi bisogna confrontare le soluzioni per trovare appunto quella comune. Ottenuto il valore vero, come nel caso precedente, si può calcolare direttamente  $\alpha_m$ , valore del passo del magnete in angoli meccanici, tramite la trasformazione (1.99).

$$\alpha_m = \frac{\pi - \alpha_{summ}}{p} \quad (1.99)$$

## 1.6.2 Modello magnete parallelo

Dopo il magnete radiale, in questo paragrafo si affrontano le tecniche diagnostiche per un magnete magnetizzato parallelamente. Anche in questo caso c'è l'ipotesi sulle condizioni di utilizzo della macchina, che deve avere riferimento di velocità costante e corrente di spazio 5 nulla. Come espresso nel paragrafo 1.3.2 la modellizzazione del magnete parallelo è notevolmente più complessa e quindi le tecniche riportate sono più approssimate rispetto al caso radiale e meno precise. Per esempio, non si è implementata la possibilità di ottenere  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , ma solo il passo  $\alpha_m$ , come nel paragrafo 1.6.1.2. In più il limite principale è rappresentato dal fatto che la tecnica diagnostica restituisce un valore corretto solo in un range di valori di  $\alpha_m$ , (che si definisce in base al valore di progetto e all'armonica analizzata). Queste limitazioni nascono dal fatto che l'equazione che descrive il raccorciamento del magnete (1.10) è sì periodica ma con un modulo che diminuisce

all'aumentare del passo del magnete, come si può ben vedere dalla Figura 1-11. Questa caratteristica porta all'impossibilità di ottenere tutte le soluzioni nei 180 gradi elettrici, in quando traslando solo una soluzione in base al periodo dell'armonica considerata, tecniche utilizzata nel caso del magnete radiale, non si ottengono risultati corretti. Nel caso si uscisse da questo range si ha comunque la possibilità di capire la presenza del guasto ma senza apprezzarne l'intensità.

Sono state implementate principalmente due tecniche, naturalmente l'approccio alla base è identico al caso radiale, quindi entrambe partono dall'equazione (1.12 c), ma implementata con la (1.7). Quest'ultima è molto difficile da invertire e quindi si è deciso, per calcolare il valore di  $\alpha_m$ , di approssimarla. Il primo approccio va ad approssimare le equazioni mediante sviluppo in serie di Taylor, mentre il secondo sfrutta un PI per ottenere la lunghezza del magnete.

### 1.6.2.1 Approccio con Taylor

Implementando la (1.12 c) con la (1.7), si ottiene la (1.100).

$$\begin{aligned} \bar{v}_{S5} = R_S \bar{i}_{S5} + \frac{d}{dt} [L_{S5} \bar{i}_{S5} + \varphi_{M5} f p(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j 5 \theta} \\ + \varphi_{M7} f p(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{-j 7 \theta}] \end{aligned} \quad (1.100)$$

È utile ricordare che la funzione  $f p$  vale per un qualsiasi numero di coppie di poli e mantiene la convenzione di rappresentare il magnete con  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  separati e non con  $\alpha_m$ .

$$\begin{aligned} f p(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) = \frac{p e^{(-j\rho(\alpha_1 - \frac{\pi}{2}))} \left( \sin\left(\frac{\alpha_1 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) - j p \rho \cos\left(\frac{\alpha_1 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) \right)}{p^2 \rho - 1/\rho} - \\ - \frac{p e^{j\rho(\alpha_2 - \frac{\pi}{2})} \left( \sin\left(\frac{\alpha_2 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) + j p \rho \cos\left(\frac{\alpha_2 - \frac{\pi}{2}}{p}\right) \right)}{p^2 \rho - 1/\rho} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Per semplificare si considera 2 come numero di coppie di poli, e sempre un modello sano del magnete come nel paragrafo 1.6.1.2, quindi  $\alpha_1 = \alpha_2$ . Inoltre per comodità si implementa direttamente con il valore di  $\alpha_m$ , essendo la vera grandezza da calcolare in quanto  $\alpha$  non ha un vero significato diagnostico. Quindi si ottiene l'espressione, già descritta nel paragrafo 1.3.2, (1.10).

$$fp(\alpha_m, \rho) = \rho \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha_m}{4} - \frac{\rho \alpha_m}{2}\right)}{2\rho - 1} - \rho \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha_m}{4} + \frac{\rho \alpha_m}{2}\right)}{2\rho + 1} \quad (1.10)$$

Applicando le ipotesi di utilizzo, cioè condizione di regime e corrente di spazio 5 nulla, la (1.100) diviene la (1.101).

$$\bar{v}_{S5} = +j\omega_5 \varphi_{M5} fp(\alpha_m, 5) e^{j 5 \theta} + j\omega_7 \varphi_{M7} fp(\alpha_m, 7) e^{-j 7 \theta} \quad (1.101)$$

Mettendosi in un riferimento sincrono alle singole armoniche, dalla (1.101) si possono ottenere i contributi di tensione rispettivamente di quinta (1.102) e settima (1.103) armonica che costituiscono appunto la tensione di spazio 5, che, come noto, rappresentano le fem indotte dai magneti alla macchina.

$$\bar{e}_5 = j\omega_5 \varphi_{M5} fp(\alpha_m, 5) \quad (1.102)$$

$$\bar{e}_7 = j\omega_7 \varphi_{M7} fp(\alpha_m, 7) \quad (1.103)$$

Conoscendo il valore della tensione  $\bar{e}$ , del flusso  $\bar{\varphi}_M$  (1.53) e di  $\omega$  (valore che si può misurare sperimentalmente), sia di quinta che di settima armonica, è possibile ricavare il valore di  $\alpha_m$ . Per semplificare le equazioni si prende il modulo ottenendo le

$$\frac{|\bar{e}_5|}{|\omega_5 \varphi_5|} = |fp(\alpha_m, 5)| \quad (1.104)$$

$$\frac{|\bar{e}_7|}{|\omega_7 \varphi_7|} = |fp(\alpha_m, 7)| \quad (1.105)$$

Invertire le (1.102) e (1.103) non è assolutamente semplice e quindi si è scelto in questo caso di semplificare le equazioni sviluppando  $fp(\alpha_m, \rho)$  con Taylor al primo ordine nell'intorno di  $\alpha'_m$ , che rappresenta la lunghezza del magnete sano (valore di progetto). L'espressione (1.106) rappresenta direttamente l'inversione delle (1.104) e (1.105) per ricavare  $\alpha_m$ .

$$\alpha_m = \frac{V + \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha'_m(2\rho - 1)}{4}\right)}{2\rho - 1} + \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha'_m(2\rho + 1)}{4}\right)}{2\rho + 1} - \alpha'_m \cos\left(\frac{\alpha'_m}{4}\right) \cos\left(\frac{\alpha'_m \rho}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha'_m}{4}\right) \cos\left(\frac{\alpha'_m \rho}{2}\right)} \quad (1.106)$$

Per semplicità è stato definito il fattore (1.107).

$$V = \frac{|\bar{e}_\rho|}{|\omega_\rho \varphi_\rho|} \quad (1.107)$$

Per comprendere a pieno il problema si vanno a rappresentare, in Figura 1-22 e Figura 1-23, le equazioni (1.104) e (1.105), espresse in per unità, con la relativa approssimazione al primo grado di Taylor (linea rossa).

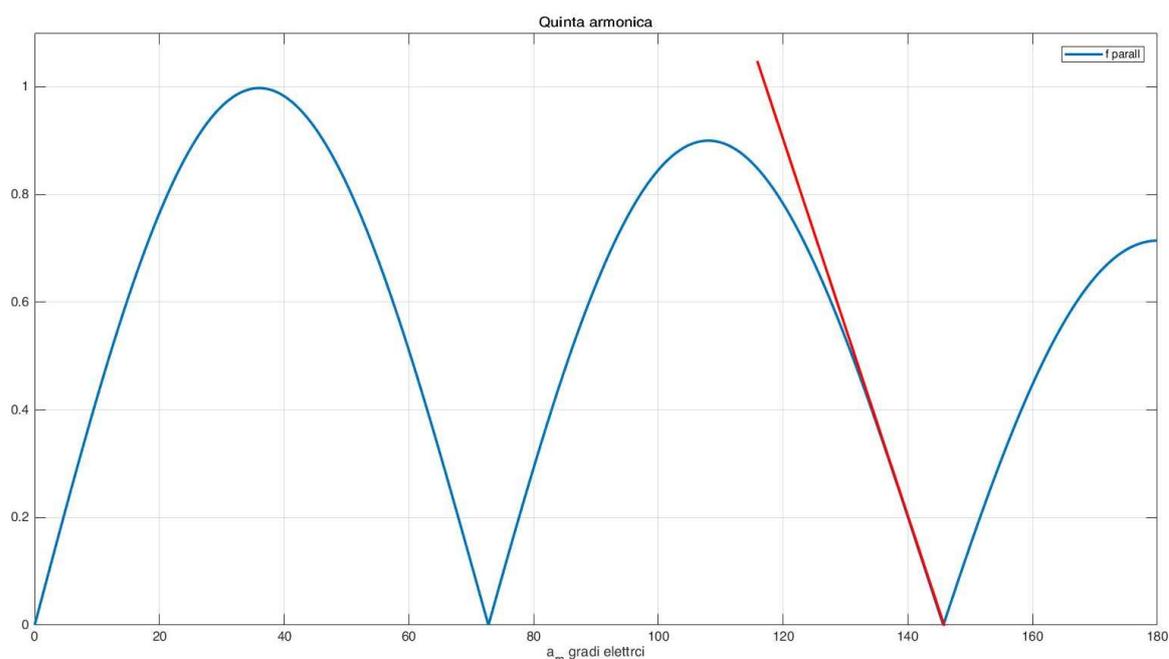


Figura 1-22 Rappresentazione in per unità dell'equazione 1.104 (blu) con relativa approssimazione di Taylor rispetto a  $\alpha_m = 73^\circ$  meccanici.

Come si può osservare dalle Figura 1-22 e Figura 1-23 è facilmente intuibile che, nel caso in cui si ha una coppia di poli e si linearizza intorno al valore di  $73^\circ$  meccanici ( $146^\circ$  elettrici), che rappresenta il magnete sano, si riesce ad ottenere un risultato attendibile solo se quest'ultimo si smagnetizza fino a  $\alpha_m = 120^\circ$  elettrici per la quinta armonica e  $\alpha_m = 130^\circ$  elettrici per la settima armonica. Il problema principale è appunto questo, in quanto non si ha una previsione di quanto il magnete si possa smagnetizzare e soprattutto se in caso di guasto fuori dal range è possibile che risulti un valore di  $\alpha_m$  esattamente uguale a quello di progetto e che quindi non si riesca a identificare il guasto.

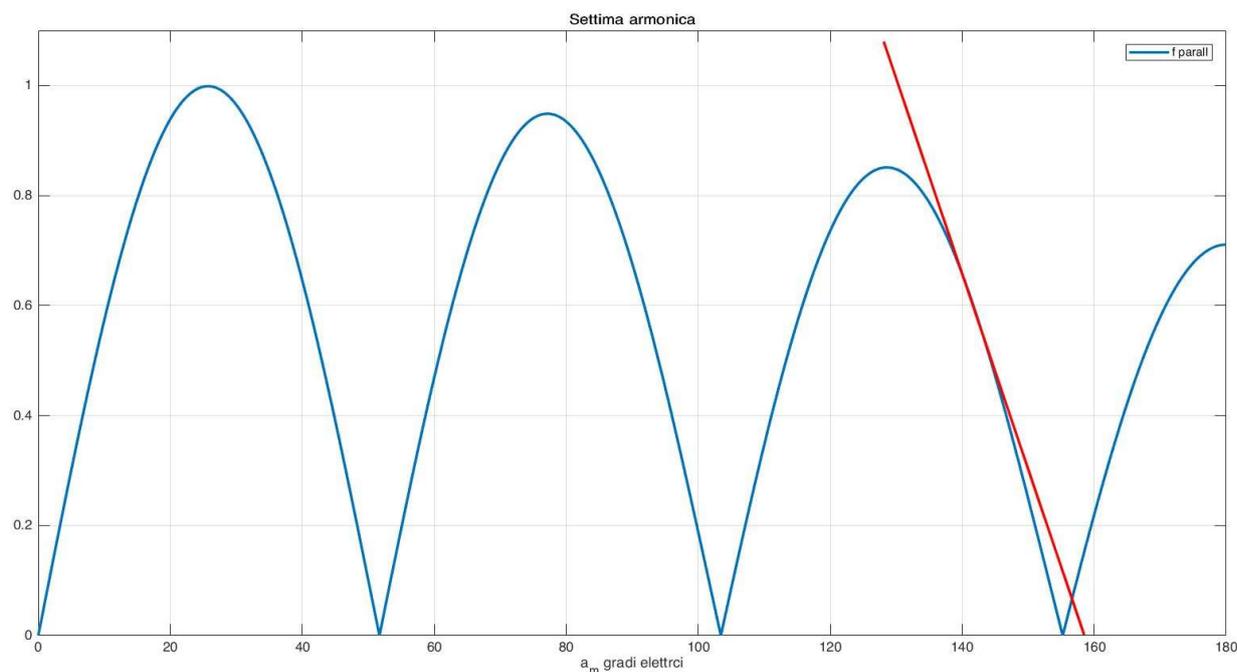


Figura 1-23 Rappresentazione in per unità dell'equazione 1.105 (blu) con relativa approssimazione di Taylor rispetto a  $\alpha_m=73^\circ$  meccanici.

### 1.6.2.2 Approccio con un Proporzionale Integratore

Un altro approccio, che comunque ha la stessa radice del precedente, è quello di paragonare il contributo del flusso che la macchina produce con quello che la macchina dovrebbe produrre in linea teorica secondo il modello matematico. Questa differenza poi la si va a elaborare tramite un proporzionale integrale, che, modificando il valore di  $\alpha_m$  nella parte teorica, annulla l'errore tra il modello matematico e le misure sperimentali, determinata appunto la lunghezza del magnete.

A livello teorico si parte sempre dall'equazione (1.101), quindi si considera il caso con due coppie di poli implementato direttamente con  $\alpha_m$ , e mettendosi nell'ipotesi di essere a regime con riferimento di corrente  $i_5 = 0$ , si ottengono le (1.102) e (1.103).

$$\bar{e}_5 = j\omega_5 \varphi_{M5} fp(\alpha_m, 5) \quad (1.102)$$

$$\bar{e}_7 = j\omega_7 \varphi_{M7} fp(\alpha_m, 7) \quad (1.103)$$

Viene preso il modulo delle (1.102) e (1.103) e, generalizzando per  $\rho$ , con un semplice passaggio algebrico, si ottiene la (1.108).

$$\frac{|\bar{e}_\rho|}{|\omega_\rho|} = |\varphi_{M\rho} fp(\alpha_m, \rho)| \quad (1.108)$$

Per semplicità dalla (1.108) si definisce il flusso  $Fe$ , in particolare (1.109) che rappresenta la parte che si può direttamente misurare sperimentalmente, e (1.110) invece è il contributo calcolabile teoricamente.

$$Fe_{mis} = \frac{|\bar{e}_\rho|}{|\omega_\rho|} \quad (1.109)$$

$$Fe_{teo} = |\varphi_{M\rho} fp(\alpha_m, \rho)| \quad (1.110)$$

Chiaramente questi due valori dei flussi devono coincidere se il valore di  $\varphi_{M\rho}$  e  $\alpha_m$ , della macchina in esame, e il relativo modello matematico, coincidono. Infatti, tramite questa uguaglianza si basa la seguente tecnica diagnostica, rappresentata in linea generale nella Figura 1-24.

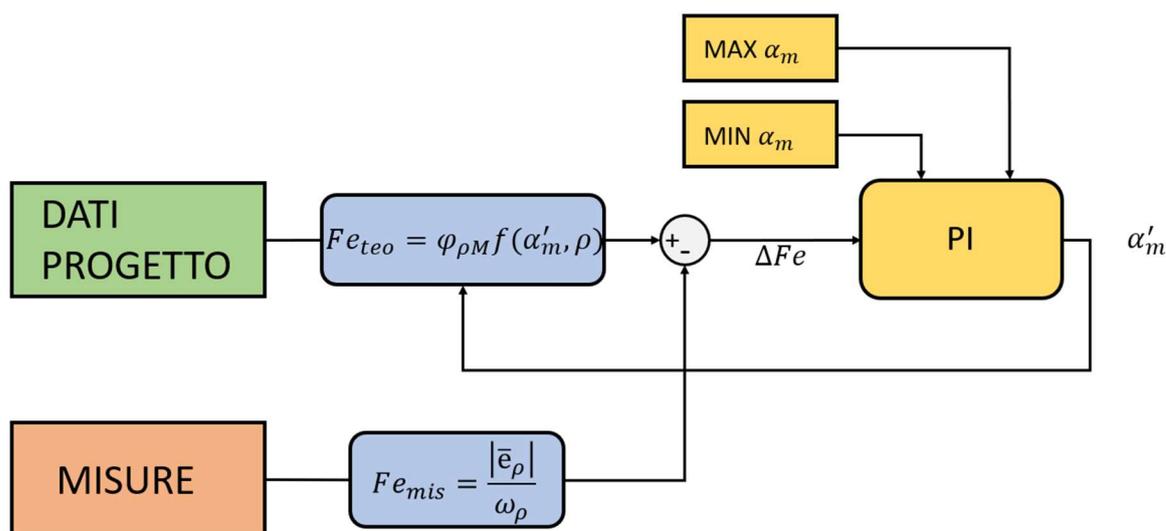


Figura 1-24 Sistema di controllo per il calcolo di  $\alpha_m$ , tramite un PI.

Come rappresentato nella Figura 1-24 si procede al calcolo di  $Fe$  tramite le due equazioni (1.109) e (1.110), in particolare la (1.109) fornisce un valore costante, in quanto prende dei valori misurati direttamente della macchina che, in condizioni di regime, non variano; mentre la (1.110) considera dei valori noti di progetto, come  $\varphi_{M\rho}$ , e vi moltiplica  $\alpha'_m$  che rappresenta l'uscita del PI. Il regolatore, azzerando l'errore  $\Delta Fe$  converge verso un  $\alpha_m$  tale per cui  $Fe_{mis} = Fe_{teo}$  e quindi si può dire che il valore di  $\alpha'_m$  a regime coincide con quello della macchina in esame. Come può vedere dalla Figura 1-24 il PI utilizzato permette di saturare l'uscita tra un valore minimo e massimo, chiaramente il massimo coincide con il valore di progetto della macchina sana, in quanto è impossibile che si aggiunga magnete;

invece il valore minimo è rappresentato da quel valore di  $\alpha_m$  tale per cui non si ha una periodicità in termini di  $Fe$ .

Per una più facile comprensione, nella Figura 1-25 e Figura 1-26, sono stati riportati dei grafici dove vengono riportate in per unità  $Fe_5$  e  $Fe_7$ , con i rispettivi limiti.

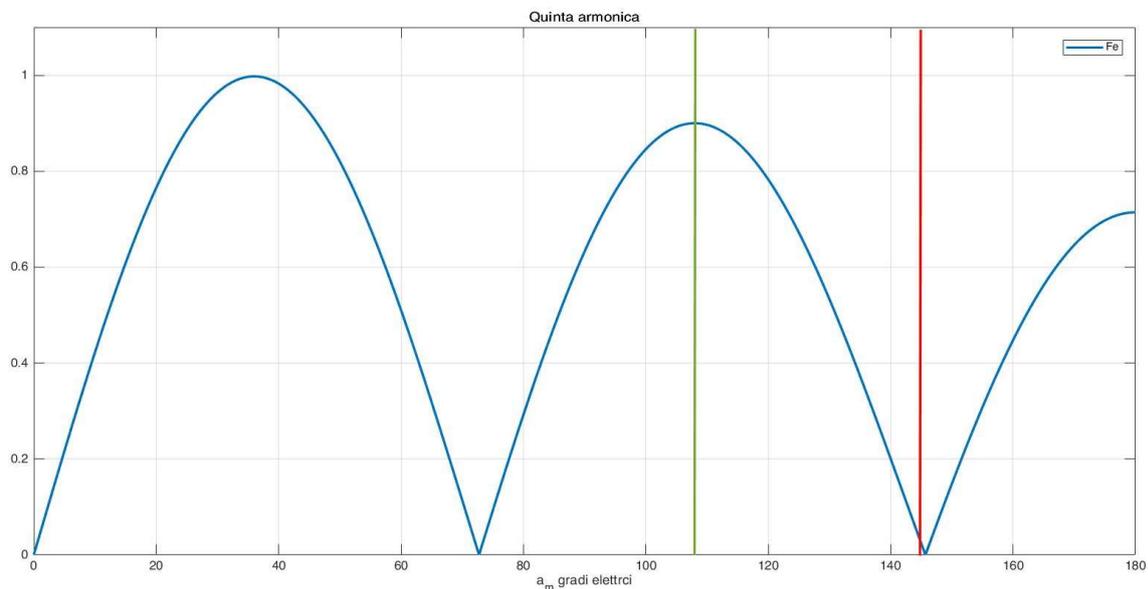


Figura 1-25 Rappresentazione dei limiti di  $\alpha_m$  per la quinta armonica, limite superiore (rosso), limite inferiore (verde).

Come si può osservare se si impone il valore di  $\alpha_m$  di progetto a  $73^\circ$  meccanici, come nel caso di questa trattazione, immediatamente si fissa il limite superiore (linea rossa). Mentre per l'inferiore (linea verde) bisogna prendere il valore di  $\alpha_m$  tale per cui si ha uno ed un solo valore di  $Fe$  per ogni lunghezza del magnete. Questa condizione è molto stringente e permette, come nel caso approssiato con Taylor, di determinare il valore giusto di  $\alpha_m$  solo se avviene un guasto entro il limite inferiore, che è più stringente nella settima armonica rispetto alla quinta in quanto più periodica e con un tratto lineare più piccolo. Questa limitazione non sarebbe un grande problema se si avesse la certezza di una smagnetizzazione contenuta entro i limiti, ma questa stessa condizione va contro una solida tecnica diagnostica. In qualsiasi caso, quando si ha un valore minore dei limiti, il sistema comunque risponde con un  $\alpha_m$  minore rispetto a quello di progetto o al di più uguale, sia sulla quinta che sulla settima armonica. In particolare, questi due valori saranno necessariamente diversi, e questo fa in modo di capire che sicuramente c'è stato un guasto, ma naturalmente non si ha nessuna indicazione sulla sua intensità.

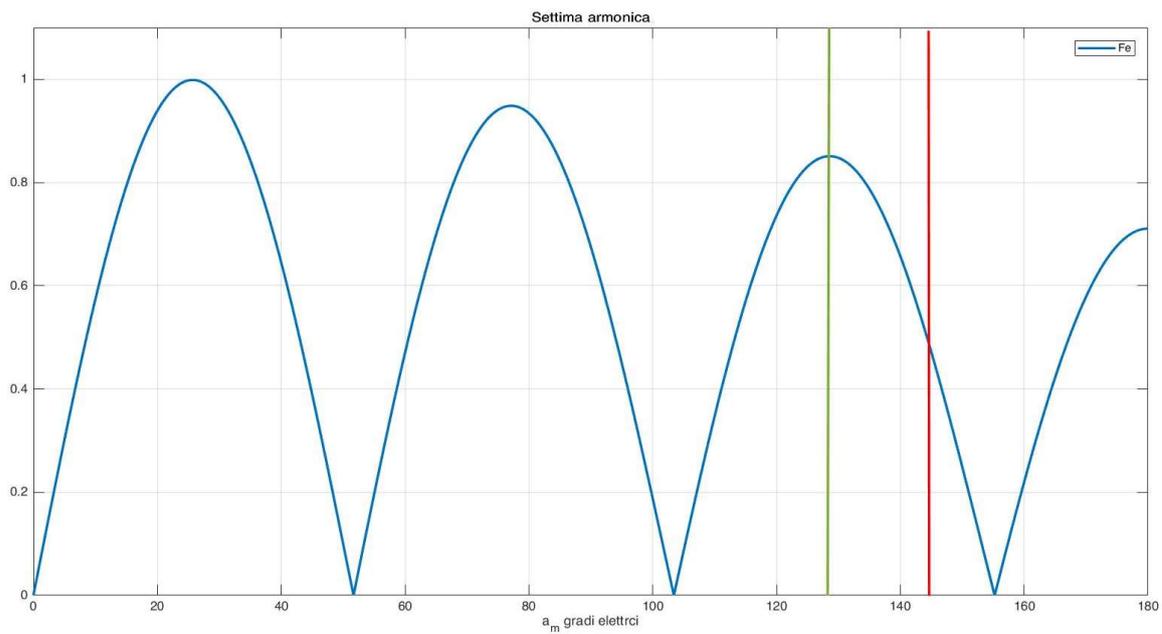


Figura 1-26 Rappresentazione dei limiti di  $\alpha_m$  per la settima armonica, limite superiore (rosso), limite inferiore (verde).



## 2 Modello di simulazione Simulink

### 2.1 Premessa

In questo capitolo viene presentato il modello della simulazione implementato in ambiente Simulink. Esso ha lo scopo di simulare il comportamento del sistema reale al fine di verificare le prestazioni attese, prima di effettuare le prove sperimentali sulle macchine reali. La simulazione è stata implementata sulla base del modello teorico presentato nel capitolo precedente, quindi ne sono state realizzate due, una che presentava tutta la modellizzazione del magnete radiale e un'altra con il magnete magnetizzato parallelamente. In questo modo è stato possibile confrontare le tecniche diagnostiche e soprattutto i risultati ottenuti tra i due modelli e comprendere a pieno le differenze. La struttura base del modello è la stessa e quindi si procede a descriverlo evidenziando volta per volta i pochi elementi differenti.

## 2.2 Descrizione del modello Simulink

Il modello Simulink è sempre associato a uno script di Matlab che contiene tutti i dati relativi alla simulazione, in questo caso, trattandosi del controllo di una macchina brushless e relativa tecnica diagnostica, sono specificate tutte le variabili associate alla macchina, inverter, carico e sistema di controllo. In particolare, per il carico è possibile definire:

- Inerzia del motore  $jm$ .
- Inerzia del carico  $jc$ .
- Coppia resistente  $Kr$ .

I dati dell'inverter invece sono:

- Tensione di bus-dc  $Edc$ .
- Frequenza di commutazione  $fc$  e relativo periodo di switching  $Ts = 1/fc$ .

Dati del motore, e in particolare quelli del magnete, sono:

- Numero di coppie di poli  $p$ .
- Corrente nominale  $In$ .
- Resistenza di fase  $Rs$ .
- Induttanza sincrona spazio 1  $Ls1$ .
- Induttanza sincrona spazio 5  $Ls5$ .
- Passo del magnete sano in gradi elettrici  $\alpha_m$ .
- $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  grandezze con cui si simula il guasto.

Ma la cosa fondamentale che si implementa tramite il file.m è la base del modello matematico della macchina, in particolare si definiscono tutti i  $\varphi_{M\rho}$  (grandezze che dipendono unicamente dalle caratteristiche di macchina, invarianti dell'ampiezza del magnete, e quindi del guasto) e il valore dei flussi con anche il contributo dal magnete, in particolare sia sano che guasto tramite la (2.1).

$$Fe_\rho = \varphi_{M\rho} f(\alpha_1, \alpha_2, \rho) \quad (2.1)$$

In base al valore di  $\alpha_1, \alpha_2$  che si implementa si andrà a calcolare la (2.1) in caso di guasto o meno, invece la  $f(\alpha_1, \alpha_2, \rho)$  va a specificare se si implementa un modello radiale o parallelo.

Per comodità il modello è stato suddiviso nei 4 sottosistemi principali:

- Sistema di controllo
- Inverter
- Macchina sincrona
- Sistema meccanico

Come si può anche vedere dalla Figura 2-1.

In questo paragrafo si procederà alla descrizione dei singoli sottosistemi, analizzando le scelte effettuate e contestualizzandole con la teoria a cui sono riferite.

# Modello di simulazione Simulink

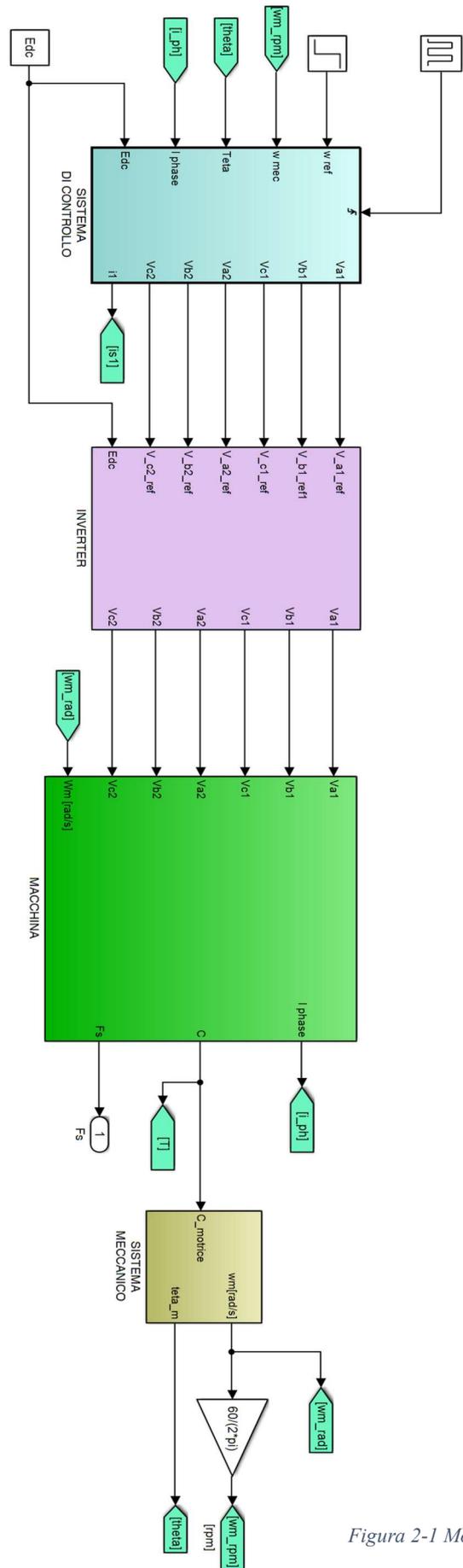


Figura 2-1 Modello Simulink complessivo.

## 2.3 Sistema di controllo

In questa simulazione, come è già intuibile dalla Figura 2-1, è stato implementato un controllo basato su un riferimento di velocità (un semplice gradino). È fondamentale tener conto che lo scopo di questo modello non è il controllo della macchina per alte prestazioni con elevata dinamica, ma un semplice controllo con basse prestazioni necessario unicamente allo scopo diagnostico. Tutta la simulazione viene trattata in tempo continuo, tranne il sistema di controllo, che, per simulare al meglio la realtà, ha in ingresso un generatore di impulsi con periodo  $T_s$ , tempo di commutazione, che impone un trigger che scandisce il tempo discreto. La discretizzazione porta una serie di accortezze a cui bisogna tener conto, in particolare nei regolatori.

Il sistema di controllo viene trattato interamente tramite i vettori di spazio, e quindi la corrente di fase in ingresso deve essere trasformata tramite la trasformata di Clarke, in modo da ottenere le 3 grandezze vettoriali nel riferimento statorico ds-qs. La trasformazione è stata ampiamente descritta nel precedente capitolo dedicato alla teoria, ed è stata implementata nel modello tramite un blocco *function* di Simulink, come è raffigurato nella Figura 2-2. Si può anche notare che si produce il vettore di spazio 3 delle correnti, ma che poi effettivamente non viene usato in quanto è omopolare e quindi non circola nella macchina.

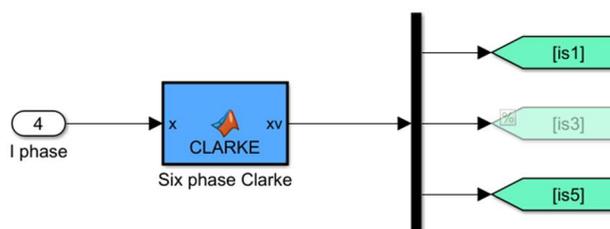


Figura 2-2 trasformazione delle correnti di fase in vettori di spazio

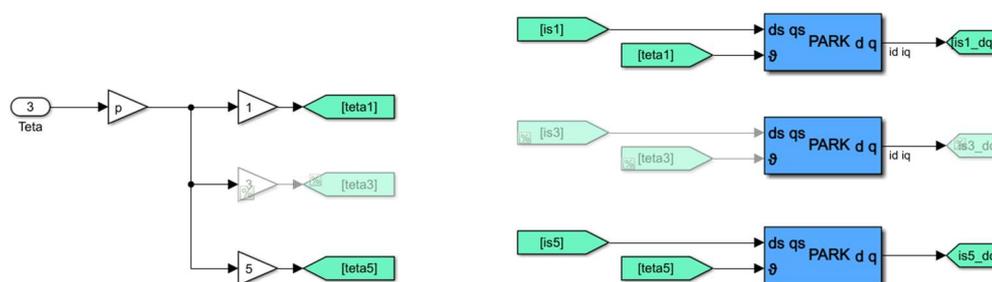


Figura 2-3 Trasformazione di Park delle correnti.

Nella Figura 2-3 si può vedere la successiva trasformazione delle correnti in un riferimento rotorico, tramite la trasformata di Park, che di fatto porta in rotazione la grandezza in base

## Modello di simulazione Simulink

al suo riferimento, che in questo caso è rappresentato da Teta, posizione del rotore, opportunamente trasformata in una variabile elettrica.

Le correnti nel riferimento rotorico dq, rispettivamente di spazio 1 e 5, vengono successivamente confrontate con i rispettivi riferimenti, in modo da dare vita ad un errore di corrente, che successivamente verrà elaborato da un regolatore PI, che restituisce il corrispondente valore in tensione. Questa regolazione viene eseguita per ogni armonica considerata, all'interno di ciascuno spazio, come mostrato in Figura 2-4, per lo spazio 1, dove si trovano i regolatori per la fondamentale e l'undicesima armonica il contenuto armonico dello spazio 1 è costituito da fondamentale, undicesima, tredicesima e così via). Vi sono solo queste due armoniche in quanto si è deciso di modellizzare il sistema fino all'undicesima poiché le armoniche di ordine superiore non davano un contributo sensibile.

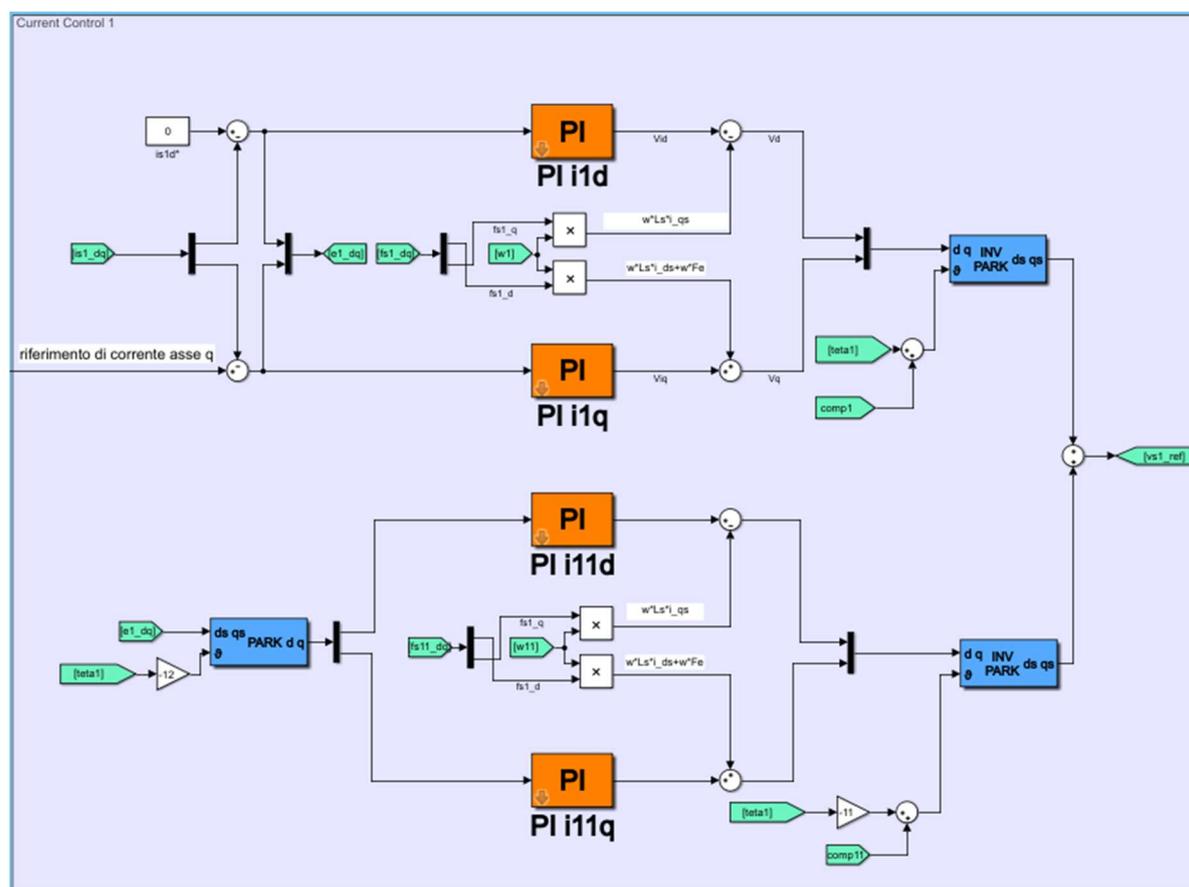


Figura 2-4 Regolazione della corrente di spazio 1.

Il riferimento di corrente di asse q viene generato direttamente dal controllo di velocità, descritto in seguito nel paragrafo. In particolare, si può notare che il riferimento di asse d è sempre posto a zero in quanto si vuole lavorare sempre in quadratura con  $i_d=0$  in modo da massimizzare la coppia in base alla corrente. Infatti, non si realizza un controllo complesso con anche la possibilità di deflussaggio, ma un controllo per basse velocità con bassa dinamicità. Quindi si ottengono, per i due assi, due errori che rispettivamente entrano nei

PI di corrente generano una tensione. Il procedimento appena descritto viene fatto per la fondamentale della corrente, ma come si osserva dalla figura, è eseguito allo stesso modo per l'undicesima. L'unica differenza è che il PI in questo caso deve eliminare un errore che si ottiene portando quello della fondamentale in un riferimento sincrono con l'undicesima. Questa transizione è eseguita dalla trasformata di Park, solo che in questo caso deve eseguire una rotazione di  $-12\theta$  poiché l'undicesima armonica ruota in senso opposto alla fondamentale.

Alle tensioni  $v_i$  in uscita dai PI, sia della fondamentale che da quelli di undicesima armonica, vengono successivamente sommate le forze elettromotrici indotte rispettivamente dai flussi di prima e undicesima armonica. A questo punto le tensioni ottenute per ogni armonica vengono riportate in un riferimento sincrono con lo statore, tramite la trasformazione inversa di Park precedentemente descritta. In questo modo si ottiene la tensione di spazio uno che permette di eliminare l'errore del riferimento di corrente, per la fondamentale, e l'undicesima armonica.

Si opera in linea di massima allo stesso modo per lo spazio 5, come si può anche vedere dalla Figura 2-5.

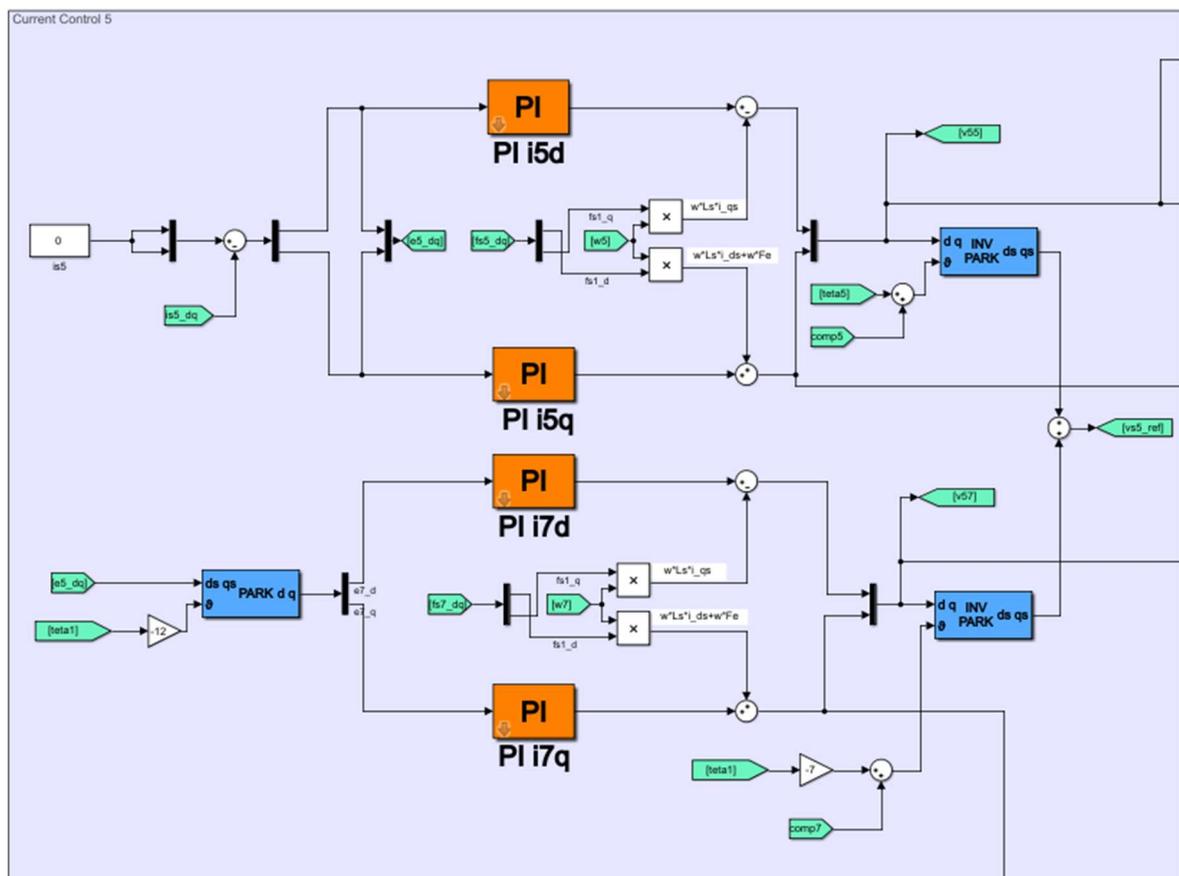


Figura 2-5 Regolazione della corrente di spazio 5.

La differenza rispetto al caso precedente è che qui si è scelto di assegnare come riferimento della corrente di spazio 5 zero, per entrambi gli assi. Questa scelta è stata presa in quanto si vuole realizzare un sistema abbastanza semplice che sfrutti pienamente lo spazio 1 per il controllo e il 5 per la diagnostica. Infatti è fondamentale per le tecniche di determinazione del guasto che la corrente di spazio 5 sia nulla. Come noto in questo spazio le armoniche minori di undici che si vanno a mappare sono la settima e la quinta, e quindi vi sono una coppia di PI ciascuna. È utile far notare che per ottenere l'errore di quinta in un riferimento sincrono alla settima, e quindi abbattere il suo contenuto armonico in corrente, è stata eseguita una rotazione, anche in questo caso di  $-12\theta$ , in quanto la settima gira in verso opposto alla quinta.

Si può notare dalla Figura 2-5 che vengono prelevate le tensioni sincrone di quinta e settima armonica. Quest'ultime servono per le tecniche di determinazione del guasto che verranno descritte in seguito. Altro dettaglio fondamentale è la compensazione del ritardo introdotto dall'inverter. Quest'ultimo viene introdotto durante la rotazione (Park inversa) che porta le tensioni di spazio 1 e 5 sincrone con lo statore. Il valore viene calcolato in base all'armonica, come si vede in Figura 2-6. In particolare, si compensa di un valore pari a  $\frac{3}{2}T_s$ , perché un  $T_s$  è il ritardo che l'inverter introduce andando ad applicare il riferimento nel ciclo successivo, mentre  $T_s/2$  è la media del ritardo dato dalla quantizzazione.

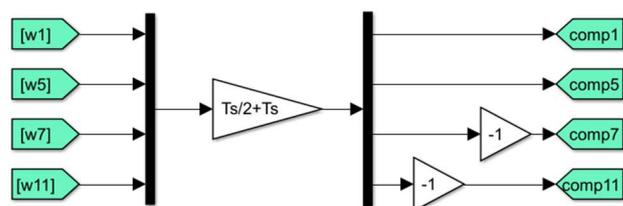


Figura 2-6 Compensazione del ritardo introdotto dall'inverter.

Osservata la parte dei regolatori di corrente si passa a quello di velocità da dove si ottiene il riferimento di corrente dello spazio 1 di asse q, come si vede in Figura 2-7.

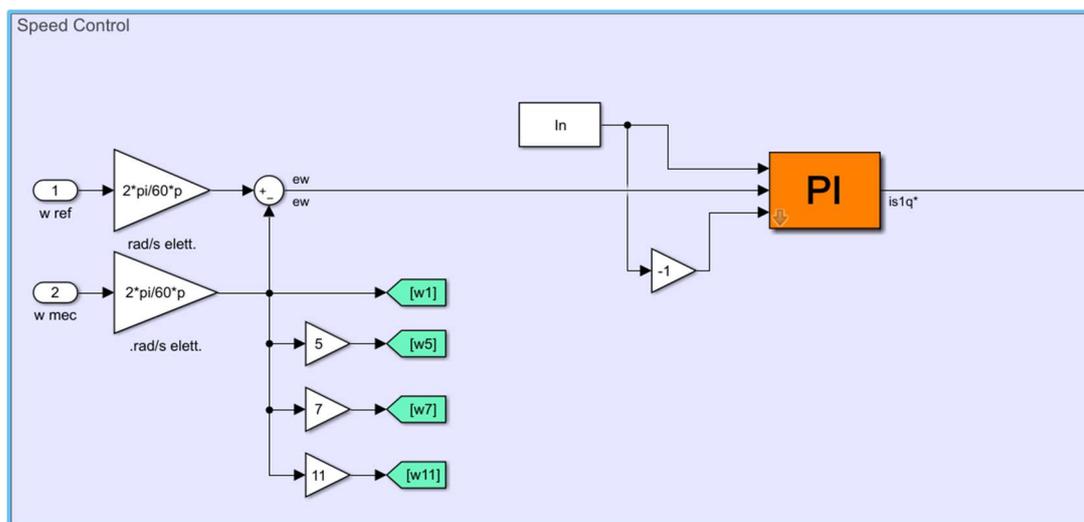


Figura 2-7 Controllo di velocità.

In ingresso si ha rispettivamente il riferimento di velocità e la velocità reale del sistema, ed entrambe le grandezze sono meccaniche ed espresse in giri al minuto. In uscita si ha la trasformazione in radianti al secondo elettrici necessaria per poter implementare le grandezze all'interno del sistema. Calcolato l'errore tramite la differenza tra riferimento e velocità effettiva si ha appunto il PI, che, rispetto ai regolatori di corrente, presenta una saturazione (anti wind-up). In particolare, questa limitazione è posta al valore nominale della corrente, il quale è possibile modificarlo dallo script matlab. In uscita dal regolatore chiaramente si ha il riferimento di corrente di asse q che verrà poi confrontato con la corrente effettiva. Si può anche notare che si calcolano le velocità elettriche di tutte le armoniche considerate, utilizzate, per esempio, nella compensazione delle fem e del ritardo dell'inverter.

Calcolate le tensioni di spazio 1 e 5 in un riferimento statorico, in modo tale che abbattano le armoniche di corrente e venga seguito il riferimento ottenuto dal PI di velocità, bisogna imporre queste grandezze all'inverter. Chiaramente per fare ciò bisogna implementare l'inversa della trasformazione di Clarke per riportare le grandezze vettoriali a tensioni di fase, com'è mostrato in Figura 2-8.

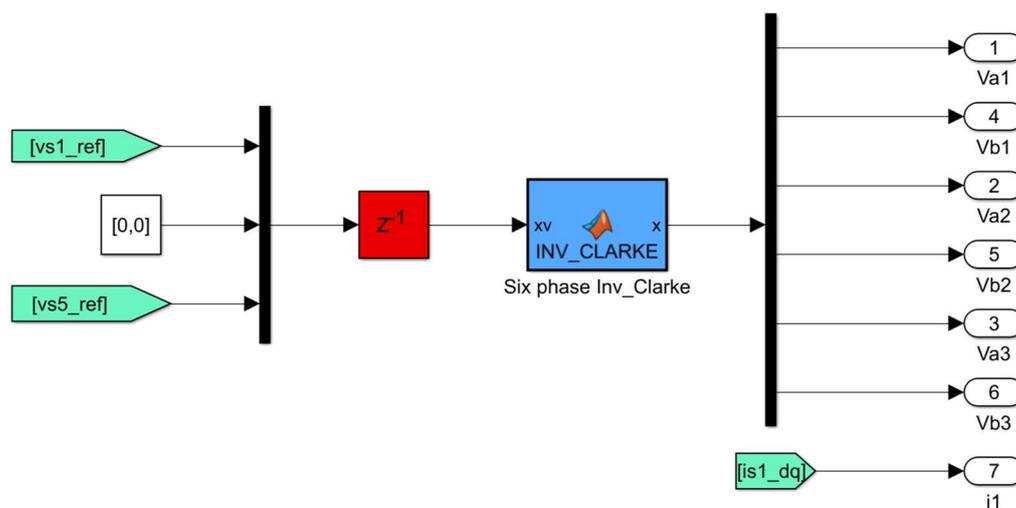


Figura 2-8 Schema delle grandezze in uscita dal blocco sistema di controllo

Si può notare in Figura 2-8 che, prima dal blocco che si occupa della trasformazione inversa di Clarke, è presente un ritardo. Quest'ultimo è il ritardo che introduce l'inverter, per comodità si è scelto di implementarlo qui e non nel blocco successivo.

### 2.3.1 Regolatore PI

Un elemento degno di maggiore attenzione è il regolatore PI, principalmente per due motivazioni. La prima è che, essendo in una trattazione a tempo discreto, bisogna implementare un algoritmo in grado di eseguire il proporzionale e l'integrale con questo

requisito, e la seconda è realizzare una taratura ottimale. Qui di seguito verranno trattate entrambe.

- PI in tempo discreto

Un regolatore PI in tempo continuo è descritto dalle seguenti equazioni (2.2) e (2.3), che fanno riferimento alla Figura 2-9.

$$e(t) = y_{ref}(t) - y(t) \quad (2.2)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^T e(t) dt \quad (2.3)$$

Dove  $K_i$  e  $K_p$  sono i guadagni rispettivamente dell'integrale e del proporzionale.

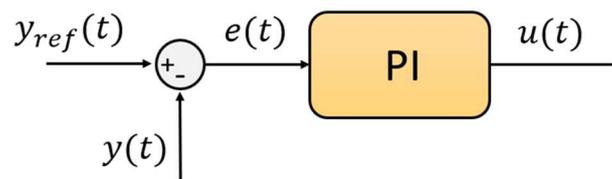


Figura 2-9 Regolatore PI tempo continuo.

In generale l'azione proporzionale va a modificare direttamente il segnale di uscita in base all'errore che ha in ingresso mentre quella integrale tiene conto anche dei valori passati.

Nel caso pratico ci si trova spesso a lavorare con grandezze digitali, quindi è necessario abbandonare il modello analogico, per far fronte a uno discretizzato.

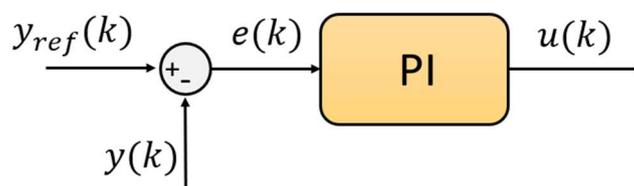


Figura 2-10 Regolatore tempo discreto.

Come si vede dalla Figura 2-10, le grandezze sono campionate, nel caso di questa simulazione ogni  $T_s$ , che è stato preso coincidente con il periodo di commutazione  $T_c$ , quindi  $1/f_c$ . In particolare, c'è la necessità di esprimere il proporzionale e l'integrale, equazioni (2.2) e (2.3), in formato discretizzato. Il primo ha una implementazione standard, invece il secondo può essere realizzato con algoritmi differenti.

Si inizia analizzando il proporzionale, equazione (2.4)

$$u(k) = K_p e(k) \quad (2.4)$$

Siccome quest'ultimo non tiene conto dei valori passati applica semplicemente un guadagno sul valore in ingresso  $e(k)$ .

Invece per l'integrale si può scegliere principalmente tra tre algoritmi implementabili, Eulero indietro (2.5), Eulero in avanti (2.6) e Tustin (2.7).

$$u(k) = u(k - 1) + K_i \frac{T_s}{2} e(k - 1) \quad (2.5)$$

$$u(k) = u(k - 1) + K_i \frac{T_s}{2} e(k) \quad (2.6)$$

$$u(k) = u(k - 1) + K_i \frac{T_s}{2} (e(k) - e(k - 1)) \quad (2.7)$$

La differenza principale è per il calcolo dell'area sottesa alla curva. In particolare rispettivamente si può prendere:

- il valore dell'errore all'istante precedente a quello attuale (k-1) con la (2.5), Figura 2-11 a),
- l'errore attuale k (2.6) e Figura 2-11 b),
- la media tra il valore precedente e quello attuale (2.7) e Figura 2-11 c).

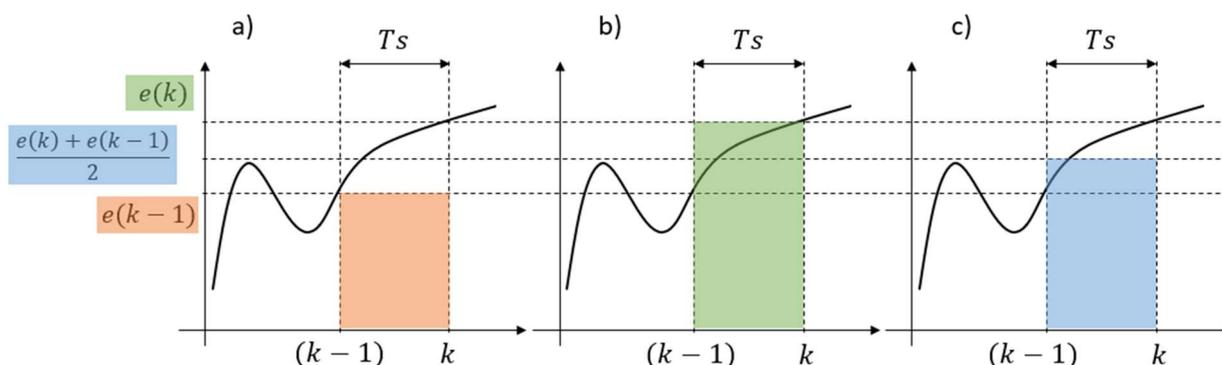


Figura 2-11 Differenze tra le tecniche di integrazione nel caso discreto.

Si è scelto Tustin come tecnica di integrazione in quanto è quella che introduce l'errore minore. Quindi come espressione complessiva del regolatore, sommando la (2.4) e la (2.7), si ottiene la (2.8).

$$u(k) = u(k - 1) + K_p(e(k) - e(k - 1)) + K_i \frac{T_s}{2}(e(k) - e(k - 1)) \quad (2.8)$$

Si può notare che il contributo del proporzionale varia in quanto, dovendo sommare tutto il valore dell'uscita precedente  $u(k - 1)$ , che contiene anche il valore  $k - 1$  del proporzionale, bisogna eliminare appunto questa quantità poiché il proporzionale da un contributo che tiene conto solo del campione attuale.

- Taratura dei PI

Per la taratura dei regolatori si parte chiaramente prima dall'anello di corrente, che costituisce la parte più interna, per poi considerare tutto il loop di velocità. Il ragionamento che segue è equivalente per tutti gli spazi della macchina, quindi quella che segue è una trattazione del tutto generale che può essere attribuita in egual modo a tutti.

L'anello di corrente è formato principalmente da tre blocchi: regolatore PI, inverter e motore, come è mostrato dalla Figura 2-12.

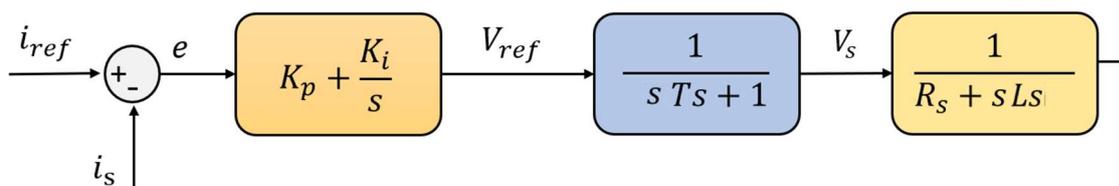


Figura 2-12 Schema a blocchi dell'anello di corrente.

La funzione di trasferimento del regolatore PI è, come noto dalla teoria, la (2.9).

$$V_{ref} = e \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (2.9)$$

Mentre per l'inverter è la (2.10)(2.13).

$$V_s = V_{ref} \left( \frac{1}{s T_s + 1} \right) \quad (2.10)$$

Si ha questo contributo in quanto, siccome le correnti che circolano le applico al ciclo successivo (misuro la corrente a inizio ciclo, poi si svolgono i conti e si applicano alla fine di esso), si introduce un ritardo. Quest'ultimo si può approssimare con un'infinita quantità di poli e quindi, per rappresentarla, si usa l'approssimante di Padè. In analisi questa approssimazione permette di rappresentare una funzione analitica con una funzione razionale (cioè restituisce il miglior numeratore di grado n e denominatore di grado m che approssimano la funzione). Naturalmente il numeratore deve essere di grado superiore al

denominatore, nel caso in questione si è pensato di approssimare l'inverter nel caso più semplice, cioè  $n = 0$  e  $m = 1$ , come si può vedere dall'equazione(2.11)

$$G_{inverter}(s) = e^{-sT_s} \approx \frac{1}{s T_s + 1} \quad (2.11)$$

Invece per determinare la funzione di trasferimento della macchina ci si pone in un riferimento sincrono con il flusso rotorico (trasformata Park) l'equazione vettoriale generale di una macchina brushless è la (2.12).

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega\bar{\varphi}_s \quad (2.12)$$

Naturalmente la (2.12) vale anche nel caso di una macchina a sei fasi, solo che rappresenta l'equazione, in termini di vettori di spazio, appunto di un singolo spazio.

Siccome si applica la compensazione delle fem indotte il contributo  $\omega\varphi_s$  scompare e inoltre andando a sostituire il valore del flusso  $\varphi_s$ , che in termini di negl assi d e q vale (2.13) e (2.14), si ottiene l'equazione vettoriale (2.15).

$$\bar{\varphi}_{sd} = L_s \bar{i}_{sd} + \bar{\varphi}_e \quad (2.13)$$

$$\bar{\varphi}_{sq} = L_s \bar{i}_{sq} \quad (2.14)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \quad (2.15)$$

Applicando la trasformata di Laplace alla (2.15) si ottiene la (2.16)

$$V_s = R_s I_s + s L_s I_s \quad (2.16)$$

Siccome si vuole, data la  $V$ , calcolare la  $I$ , si inverte la (2.16) e si ottiene la (2.17).

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + s L_s} \quad (2.17)$$

Adesso che si sono descritti tutti i singoli componenti è possibile definire la funzione ad anello aperto che si calcola moltiplicando i contributi delle singole funzioni, equazione (2.18), e procedere alla taratura del regolatore, che consiste nel trovare i valori più appropriati di  $K_p$  e  $K_i$ .

Modello di simulazione Simulink

$$G_{open\ loop} = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left( \frac{1}{s * T_s + 1} \right) \left( \frac{1}{R_s + L_s * s} \right) \quad (2.18)$$

Con semplici passaggi algebrici dalla (2.18) si ottiene l'equazione la (2.19).

$$G_{open\ loop} = \frac{K_i}{s} \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \left( \frac{1}{s * T_s + 1} \right) \left( \frac{1}{R_s \left( \frac{L_s}{R_s} s + 1 \right)} \right) \quad (2.19)$$

A questo punto inverter più macchina è una funzione con due poli, se ne vuole cancellare uno con il regolatore, in particolare quello che impone una dinamica più lenta, cioè il polo con una frequenza più bassa, in modo tale da avere un sistema più reattivo. Di conseguenza si impone la compensazione (2.20)

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_s}{R_s} = \tau \quad (2.20)$$

La (2.20) permette di fissare il valore della variabile  $K_p$ , tramite la (2.21).

$$K_p = \frac{K_i}{\tau} \quad (2.21)$$

A questo punto si deve procedere a determinare il valore di  $K_i$  e lo si fa calcolando la funzione ad anello chiuso (2.22).

$$G_{close\ loop} = \frac{G_{open\ loop}}{1 + G_{open\ loop}} = \frac{K_i}{s^2 R_s T_s + s R_s + K_i} \quad (2.22)$$

La (2.22) ha due poli e per ottenere una risposta a gradino che non sovraelonghi, e che vada anche a regime abbastanza velocemente, bisogna avere due poli reali coincidenti. Per far sì che questa ipotesi si verifichi bisogna imporre la (2.23).

$$\Delta = R_s(R_s - 4K_i T_s) = 0 \quad (2.23)$$

Tramite la (2.23) è quindi possibile, invertendola, determinare infine il valore di  $K_i$  ottenendo la (2.24).

$$K_i = \frac{R_s}{4T_s} \quad (2.24)$$

Analiticamente il procedimento appena effettuato, cioè prendere il discriminante uguale a zero, vuol dire imporre il margine di fase uguale a 75, cioè ottenere la miglior risposta a gradino.

È quindi possibile impostare direttamente  $K_i$  tramite il margine di fase, procedimento assolutamente equivalente a quello precedentemente citato, e lo si può fare grazie all'aiuto di uno strumento di matlab, *sisotool*. Si va a rappresentare direttamente la funzione di trasferimento complessiva dell'anello all'interno di questo programma che permette di modificare a piacimento il valore del margine di fase, restituendo infine il valore di  $K_i$  che lo produce.

Come primo passo si devono definire le varie funzioni in base al modello in Figura 2-13.

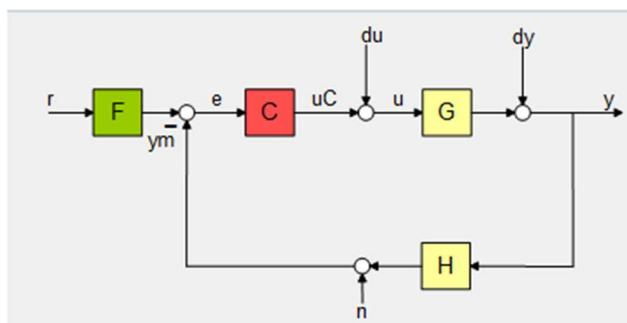


Figura 2-13 Schema in retroazione base di *sisotool*.

In particolare, in questo caso i blocchi F e H vengono posti unitari, mentre il C rappresenta il PI e il G inverter e macchina. Implementati i singoli contributi viene rappresentato il diagramma di bode e il relativo diagramma di fase del sistema, mostrato in Figura 2-14. È possibile trascinare il diagramma in modo tale da ottenere il margine di fase desiderato, in questo caso appunto 75.

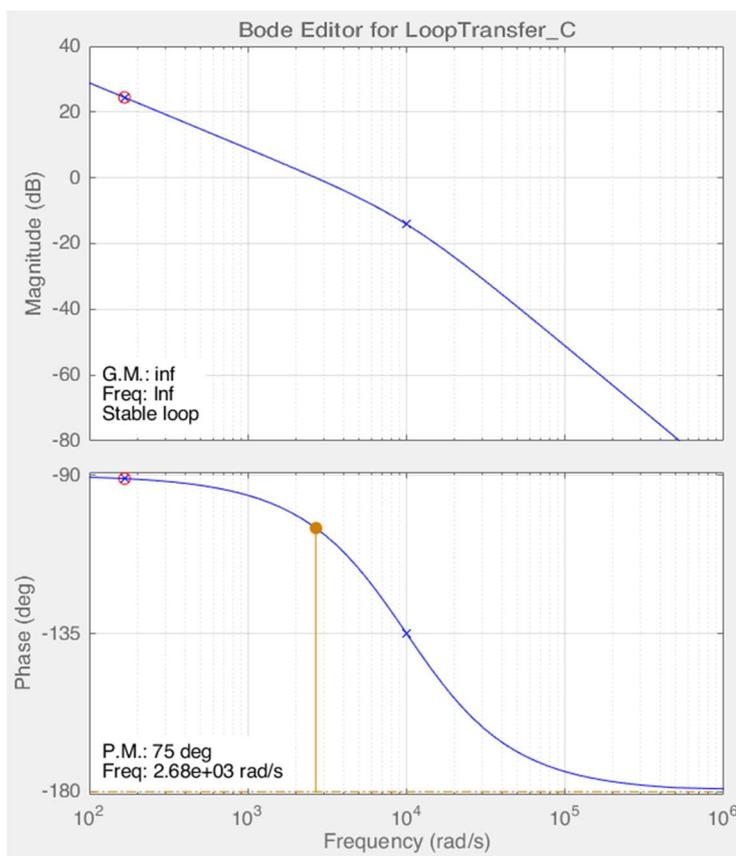


Figura 2-14 Diagramma di bode e fase del sistema in esame tramite *sisotool*.

Impostato quest'ultimo è possibile visualizzare il valore della funzione C, e nel caso particolare di questa simulazione si è ottenuta l'espressione (2.25).

$$C = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} = \frac{6(s + 166.7)}{s} \quad (2.25)$$

che corrisponde a un valore di  $K_i = 1000$ .

Se si procede al calcolo di  $K_i$  tramite la (2.24) si ottiene chiaramente lo stesso risultato. Di conseguenza è possibile calcolare anche il valore di  $K_p$  tramite la (2.21).

In particolare, si è ottenuta una risposta al gradino rappresentata in Figura 2-15.

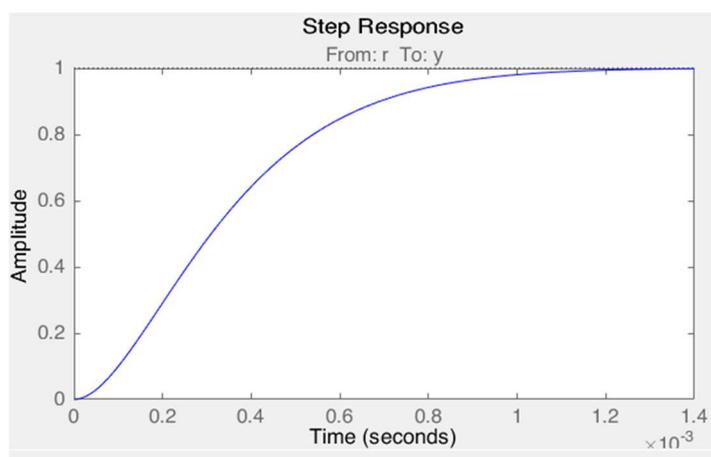


Figura 2-15 Risposta al gradino del sistema.

Avendo due PI per ogni armonica, uno per l'asse d e uno per l'asse q, si andranno a usare gli stessi valori per ciascun regolatore. Inoltre, per ogni spazio si hanno rispettivamente due armoniche e quindi un'altra coppia di PI, si può dimostrare che, come in questo caso, quando si hanno dei PI in parallelo, che agiscono appunto nello stesso spazio, si deve dimezzare il valore dei guadagni.

Tutto il ragionamento appena esposto chiaramente vale anche per lo spazio 5. Per completezza vengono riportati, in Tabella 2-1, tutti i valori di  $K_i$  e  $K_p$  utilizzati in questa simulazione.

Tabella 2-1 Valori di  $K_i$  e  $K_p$  usati nella simulazione

Spazio 1 (equivalente per PI di 1° e 11°armonica)	
Kid1=1000/2	Kiq1=1000/2
Kpd1=19.7/2	Kpq1=17.7/2
Spazio 5 (equivalente per PI di 5° e 7°armonica)	
Kid1=1025/2	Kiq1=1025/2
Kpd1=1.05	Kpq1=1.05

Finito con l'anello di corrente è possibile tarare il controllo di velocità. La teoria alla base è equivalente ai regolatori di corrente, solo che in questo caso si ha lo schema in Figura 2-16.



Figura 2-16 Schema dell'anello di velocità.

Il carico meccanico è rappresentato dalla (2.26).

$$\omega = C \left( \frac{1}{K + s * J} \right) \quad (2.26)$$

Dove  $K$  è il coefficiente che lega la velocità meccanica con la coppia resistente,  $C$  la coppia motrice e  $J$  rappresenta l'inerzia totale (la somma del carico e del rotore della macchina).

In questo caso si procede interamente nella taratura tramite sisotool, in quanto non si impone  $K_p$  tramite la cancellazione polo zero, poiché il sistema ottiene una buona risposta ma richiede una quantità di corrente circa 60 volte quella nominale per soddisfarla, come si può vedere dalla Figura 2-17.

Per evitare una richiesta in corrente che il sistema sicuramente non riesce a garantire si procede a porre la banda passante a una frequenza maggiore, circa una decade in più. Quello che si ottiene è una risposta leggermente sovraelongante e un margine di fase chiaramente maggiore di 75. Una sovraelongazione è passabile in un controllo di velocità, soprattutto in questo caso specifico in cui non è necessaria una dinamica particolarmente spinta.

## Modello di simulazione Simulink

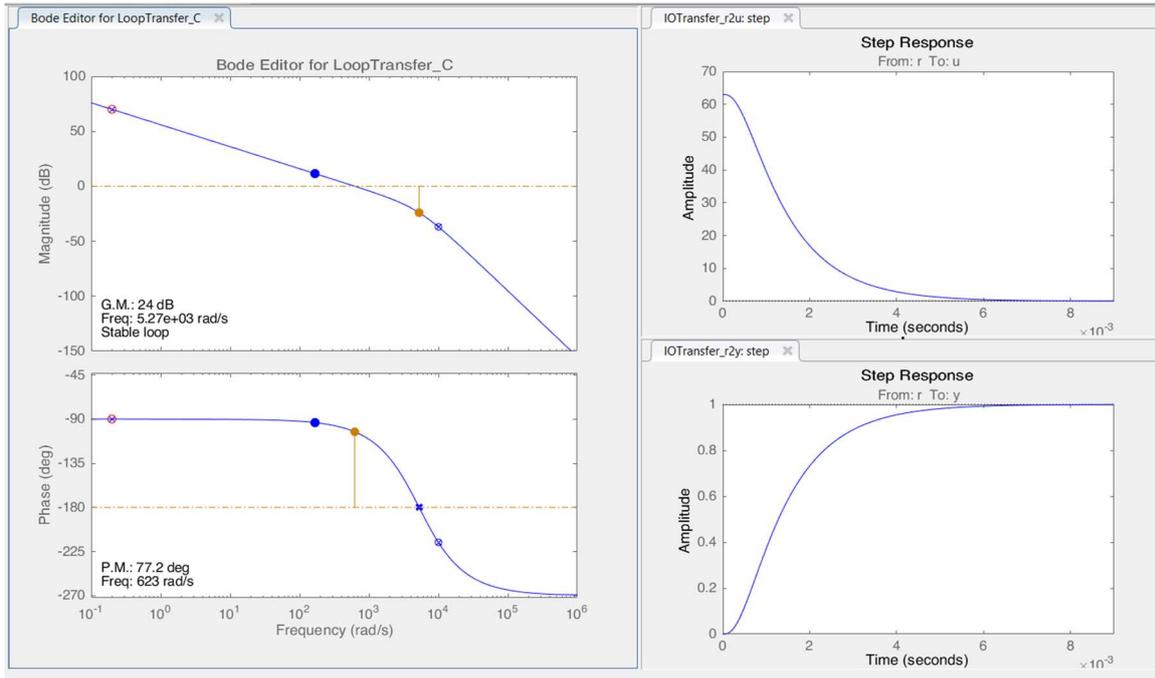


Figura 2-17 Diagramma di bode e della fase (parte sinistra); Richiesta di corrente in p.u. (in alto a destra); risposta al gradino (in basso a destra). Con un margine di fase di circa 75.

La taratura che si è andati ad eseguire sul regolatore di velocità si può vedere dalla Figura 2-18. In particolare presenta un MF di 86, e come preannunciato una piccola sovraelongazione. Ma in particolare si può notare che la richiesta di corrente è solo di 5 volte superiore alla nominale, valore certamente elevato, ma che subito tende ad abbassarsi e quindi se saturato non influisce così tanto sulla dinamica del sistema.

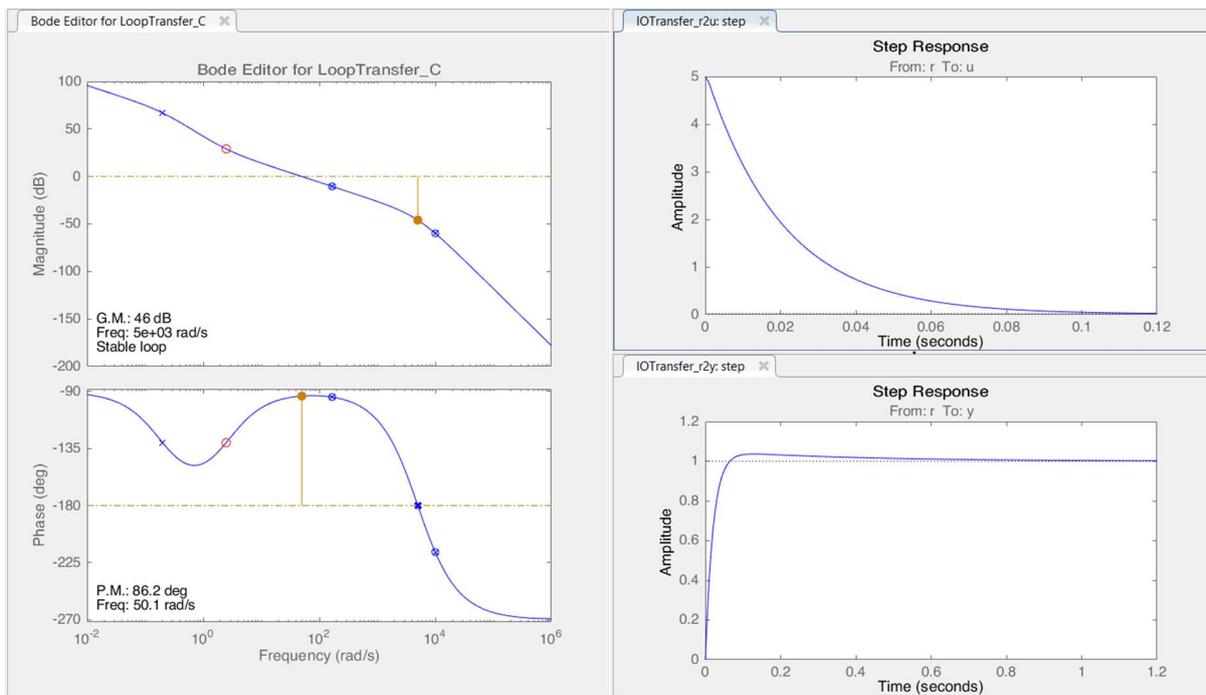


Figura 2-18 Diagramma di bode e della fase (parte sinistra); Richiesta di corrente in p.u. (in alto a destra); risposta al gradino (in basso a destra). Con un margine di fase di circa 86.

Quindi si è scelto  $Kp = 5$  e  $Ki = 12.5$ , valori ottenuti direttamente da sisotool con la taratura mostrata in Figura 2-18.

### 2.3.2 Diagnostica del guasto, modello radiale

Nella trattazione fatta finora la differenza per il tipo di magnetizzazione che ha il magnete non ha influito, ma nella parte riguardante la diagnostica ha una notevole importanza. Si inizia descrivendo il modello radiale e nel paragrafo successivo invece si approfondisce quello parallelo.

Come descritto nella teoria le tecniche per il calcolo di  $\alpha_1, \alpha_2$ , oppure direttamente di  $\alpha_m$ , sono molteplici e per verifica e completezza chiaramente sono state riportate tutte, Figura 2-19. In quest'ultima è stato rappresentato l'esempio di un magnete di  $\alpha_m = 75^\circ$  meccanici, che si smagnetizza di circa 5 gradi. Queste tecniche, com'è noto, fanno capo allo spazio 5, e, in particolare, sfruttano la tensione uscente dai PI rispettivamente sincrona a ogni armonica.

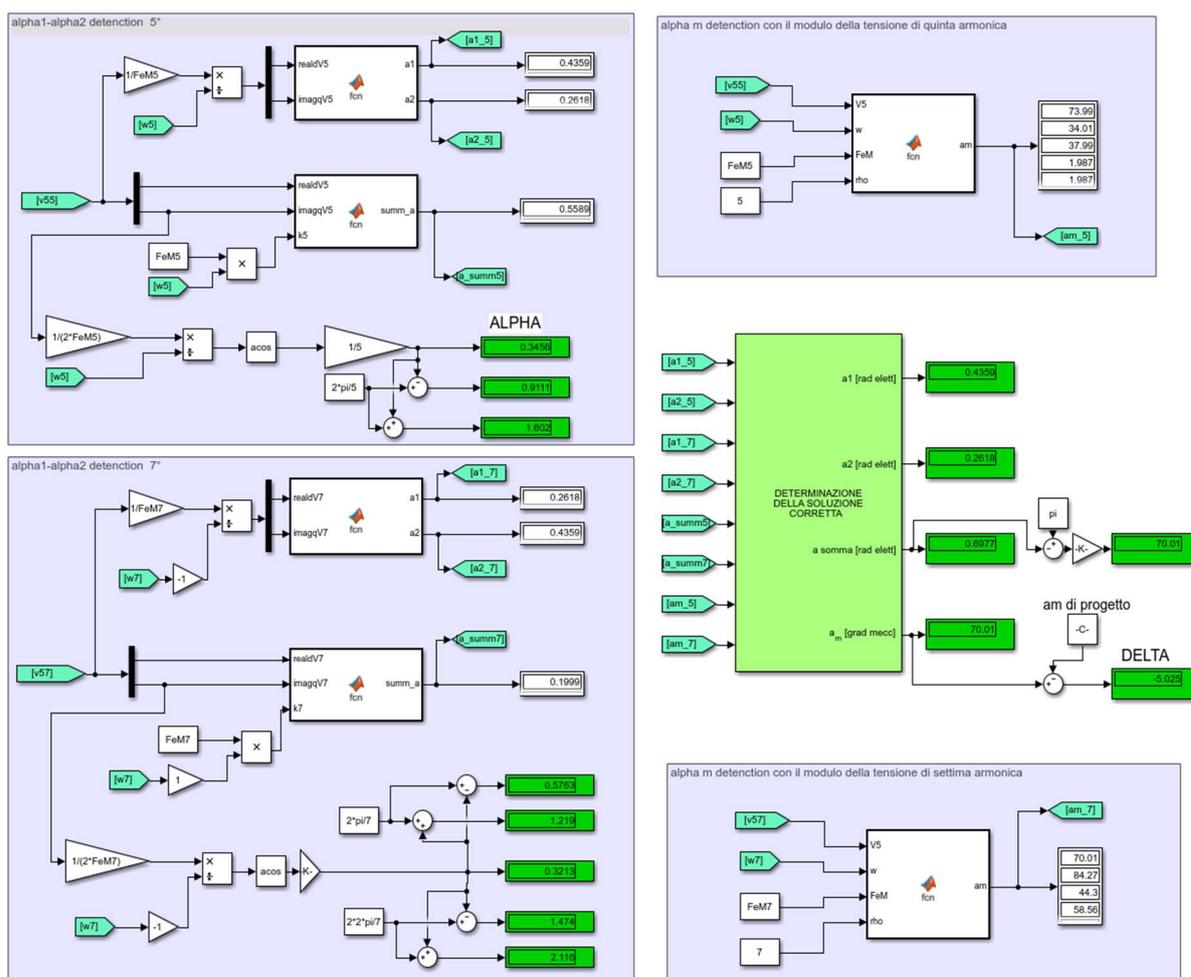


Figura 2-19 Schema di tutte le tecniche diagnostiche per il modello radiale.

## Modello di simulazione Simulink

In particolare, nel blocco in alto a sinistra si trovano le tecniche per il calcolo di  $\alpha_1, \alpha_2$  tramite la quinta armonica. In alto a destra si ha la determinazione diretta della larco  $\alpha_m$ , sempre tramite la quinta armonica. Mentre in basso a sinistra si ha il calcolo di  $\alpha_1, \alpha_2$  ma con la settima, e allo stesso modo, sulla destra  $\alpha_m$ . Invece al centro sulla destra è presente l’algoritmo che prende in ingresso tutte le soluzioni tra quinta e settima armonica, e confrontandole, trova il risultato comune, dando in uscita il valore vero per ciascuna tecnica diagnostica.

Si analizza nello specifico la quinta armonica, tenendo conto che i calcoli eseguiti sono equivalenti anche per la settima, in particolare si parte dal calcolo rigoroso di  $\alpha_1, \alpha_2$  (si ha anche l’identificazione della tipologia di guasto, da generatore o motore), evidenziato nel riquadro rosso in Figura 2-20,.

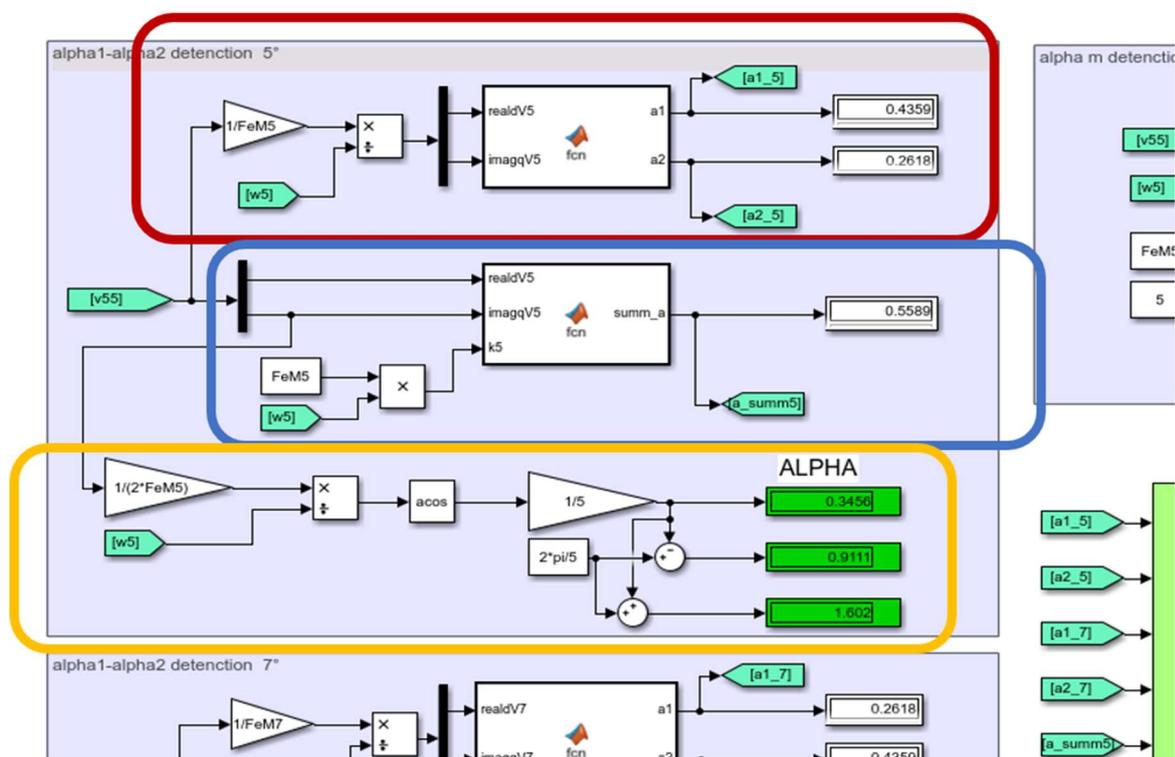


Figura 2-20 Particolare della Figura 2-19. Calcolo di  $a1$  e  $a2$  tramite la quinta armonica (rosso), Calcolo di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  come somma (blu), Calcolo di  $\alpha_1 = \alpha_2$  nel caso in cui non ci sia guasto (giallo).

Il caso in Figura 2-20 (rosso), prende  $v_{55}$ , che nel paragrafo 1.6.1 è stato denominato  $\bar{e}_5$ , equazione (1.60), e viene diviso per la relativa  $\omega$  e  $FeM$ , in questo modo rimane solo il contributo di  $fr(\alpha_1, \alpha_2, \rho)$ , sia per la parte reale che immaginaria, e si porta in ingresso a una *function* matlab. Quest’ultima applica l’algoritmo descritto ampiamente nella teoria e genera rispettivamente 5 soluzioni per  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , che come già accennato vengono confrontate con quelle provenienti dalla settima armonica per poi trovare il valore vero.

Per quanto riguarda la parte in Figura 2-20 (gialla) rappresenta la semplificazione della (rossa). Considera sempre la macchina come sana ponendo  $\alpha_1 = \alpha_2$ . Quindi, quando si

applica al caso sano, chiaramente, restituisce il valore vero, mentre in caso di guasto, si ottiene un valore di  $\alpha$  che è la media dei due angoli. Essendo una funzione periodica sono presenti tre soluzioni, chiaramente solo una è la corretta.

L'ultima parte della Figura 2-20 (blu), rappresenta l'algoritmo che restituisce in uscita il valore di  $\alpha_1 + \alpha_2$ . Anche in questo caso si hanno 5 soluzioni che vengono poi confrontate con i rispettivi risultati della settima armonica.

L'ultima tecnica diagnostica riguardante la quinta armonica è rappresentata nella Figura 2-21, dove appunto viene implementato il calcolo diretto dell'ampiezza del magnete  $\alpha_m$  tramite il modulo della tensione. In questo caso si ottengono 10 soluzioni che chiaramente verranno confrontate con le 14 provenienti dalla settima armonica.

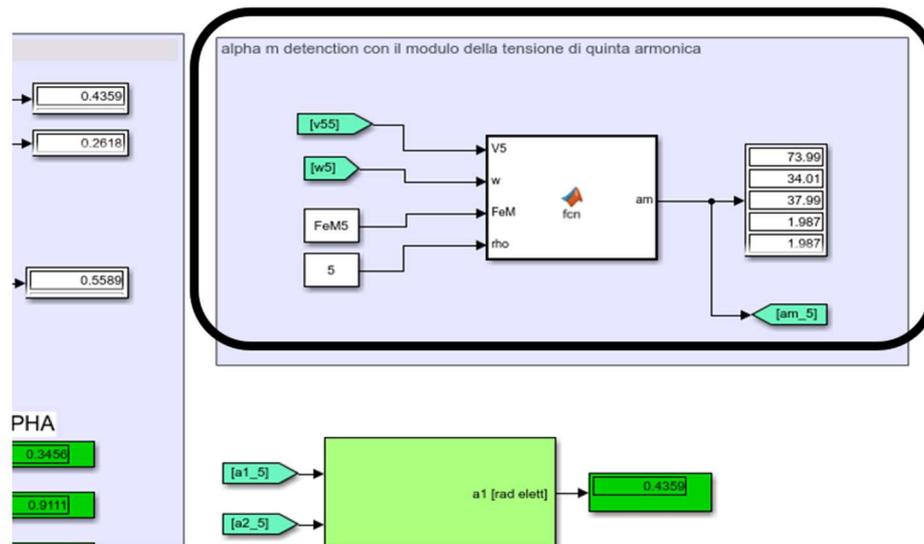


Figura 2-21 Particolare della Figura 2-19. Calcolo diretto di  $\alpha_m$  tramite la quinta armonica.

L'algoritmo che confronta tutte le soluzioni non è altro che un insieme di cicli *for* che, in base al numero delle soluzioni, confronta tutti i valori di  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  e  $\alpha_m$  determinando quelli comuni e quindi corretti.

### 2.3.3 Diagnostica del guasto, modello parallelo

In questo paragrafo verrà descritto come sono state modellizzate le due tecniche diagnostiche (Taylor e PI) per il modello del magnete magnetizzato parallelamente. In particolare, sono state implementate allo stesso modo in cui è stato realizzato il controllo nelle prove sperimentali. Quindi l'algoritmo parte dal valore di flusso indotto dei magneti sani  $Fe5_{teo}$  (che sperimentalmente è stato possibile misurare) e dall'apertura del magnete  $\alpha_m$  di progetto, per calcolare  $\varphi_{M\rho}$  (valore invariante in caso di guasto) e poi si procede all'implementazione del normale algoritmo descritto nella teoria. Questa scelta può sembrare non sensata, in quanto il valore di  $\varphi_{M\rho}$  lo si impone direttamente nel file.m dei dati, ma la si è voluta implementare per essere il più fedeli possibile al caso sperimentale.

In Figura 2-22 sono rappresentati gli schemi a blocchi per il calcolo di  $\alpha_m$  tramite Taylor, sia per la quinta ( riquadro in alto), che per la settima ( riquadro in basso) armonica. L'algoritmo implementato, come precedentemente detto, in primis calcola il valore di  $\varphi_{M\rho}$ , e il modulo della tensione uscente dai PI. Subito dopo divide il modulo della tensione per  $\varphi_{M\rho}$  e  $\omega_\rho$ , in modo da ottenere l'equazione (1.107) presente nel paragrafo 1.6.2. A questo punto si usa una *function* per implementare l'algoritmo che approssima la funzione con Taylor. In questa simulazione è stata eseguita un'approssimazione sia di primo che di secondo ordine e di conseguenza si ottengono rispettivamente una e due soluzioni.

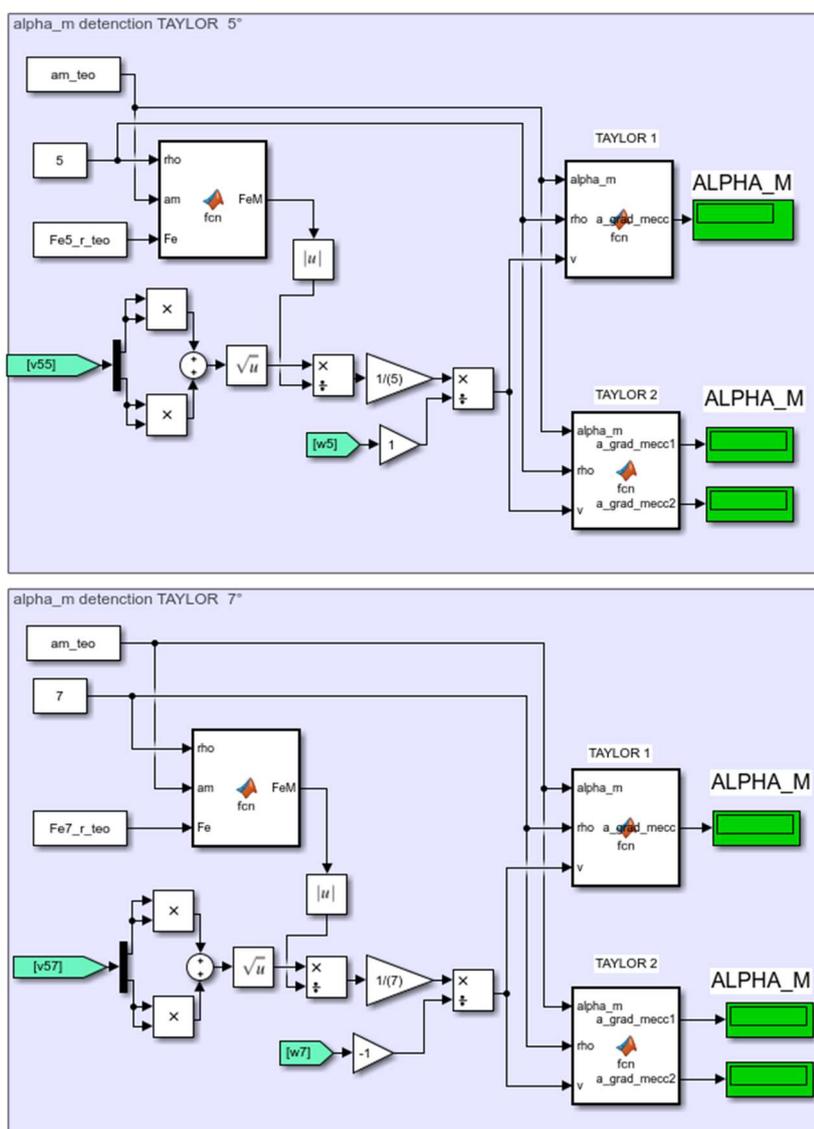


Figura 2-22 Schema della tecnica diagnostica con Taylor per il modello parallelo.

In Figura 2-23 invece, è rappresentato lo schema per la determinazione di  $\alpha_m$  tramite il regolatore PI. In particolare, si può vedere come si calcolano i valori del flusso, nella parte alta, tramite i dati di progetto (Fe è già presenti nel foglio dei dati, ma si è comunque voluto

imitare il caso sperimentale, andando a ricalcolarlo) e nella parte bassa con i valori misurati dalla simulazione di tensione e velocità. Determinato l'errore tra i due flussi si ha appunto il PI che, come si può vedere, presenta un valore massimo e minimo di uscita, fondamentali per la riuscita di questa tecnica in quanto come descritto nella teoria, funziona solo in un range di smagnetizzazione. Il regolatore permette di inserire direttamente il valore del magnete sano in modo da dare in uscita direttamente il delta di smagnetizzazione tra  $\alpha_m$  attuale e di progetto. Naturalmente quanto appena descritto vale sia per la quinta che per la settima armonica.

Più avanti nel capitolo verranno riportate le prove fatte in simulazione con un confronto e discutendo dei risultati ottenuti rispetto alle tecniche utilizzate.

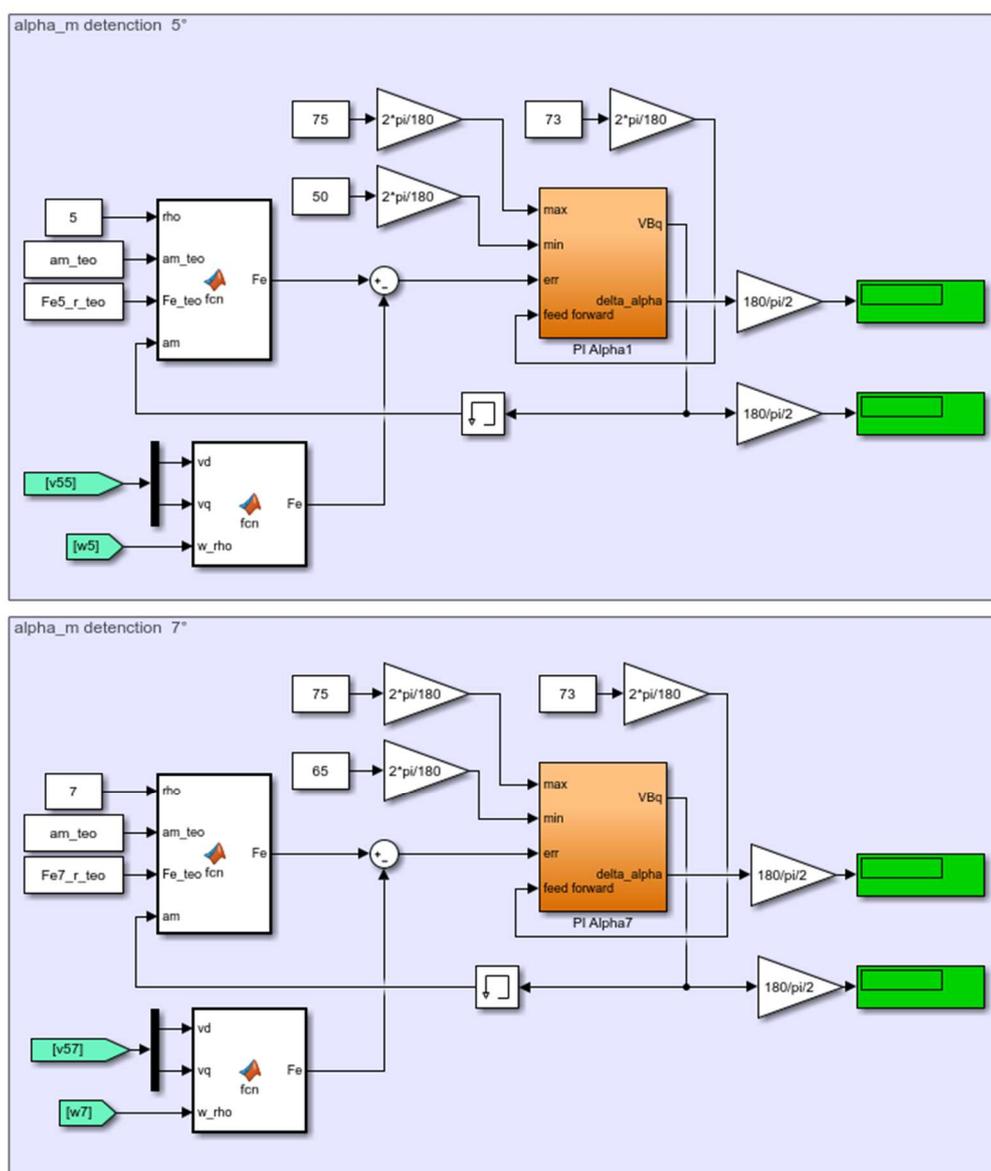


Figura 2-23 Schema della tecnica diagnostica con PI per il modello parallelo.

## 2.4 Inverter

Prima di descrivere lo schema dell'inverter implementato nella simulazione si riportano dei brevi cenni di teoria per capire al meglio le scelte effettuate.

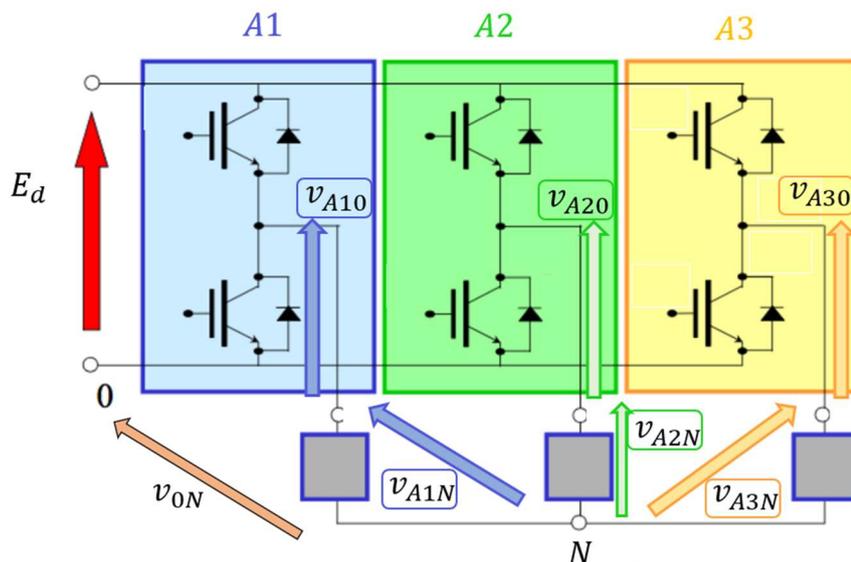


Figura 2-24 Schema dell'inverter per la prima terna A.

Si considera un inverter trifase come in Figura 2-24, che fa riferimento soltanto alla prima terna A, con rispettivamente fasi A1, A2, A3. Come è noto dalla teoria si possono definire le tensioni di fase  $v_{A1N}$ ,  $v_{A2N}$  e  $v_{A3N}$  (stellate) e di polo  $v_{A10}$ ,  $v_{A20}$  e  $v_{A30}$ . In particolare quest'ultime sono le tensioni che vengono generate dall'inverter, invece le stellate sono quelle che effettivamente vengono applicate al carico. Si può passare dall'una all'altro tramite  $v_{0N}$  (tensione del centro stella) con la definizione (2.27), che è stata applicata per la prima fase A1 ma assolutamente valida anche per le restanti.

$$v_{A1N} = v_{A10} + v_{0N} \quad (2.27)$$

Inoltre, tramite le funzioni di commutazione  $s_{A1}$ ,  $s_{A2}$ ,  $s_{A3}$  (rappresentanti gli unici due stati del ramo di inverter, aperto 1 o chiuso 0) si possono calcolare le tre tensioni di polo, mediante le equazioni (2.28).

$$v_{A10} = E_d s_{A1} \quad (2.28 \text{ a})$$

$$v_{A20} = E_d s_{A2} \quad (2.28 \text{ b})$$

$$v_{A30} = E_d s_{A3} \quad (2.28 \text{ c})$$

Tramite le trasformazioni in vettori di spazio nel caso trifase è possibile definire, appunto, il vettore di spazio, e relativa componente omopolare, delle tensioni di polo e fase, come si può vedere nelle equazioni (2.29) e (2.30).

$$v_{p0} = \frac{2}{3} [v_{A10} + v_{A20} + v_{A30}] \quad (2.29 \text{ a})$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3} [v_{A10} + v_{A20}\bar{\alpha} + v_{A30}\bar{\alpha}^2] \quad (2.29 \text{ b})$$

$$v_{c0} = \frac{2}{3} [v_{A1N} + v_{A2N} + v_{A3N}] \quad (2.30 \text{ a})$$

$$\bar{v}_c = \frac{2}{3} [v_{A1N} + v_{A2N}\bar{\alpha} + v_{A3N}\bar{\alpha}^2] \quad (2.30 \text{ b})$$

Con  $\bar{\alpha} = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ .

Svolgendo i calcoli dalle (2.29) e (2.30), assumendo valide la (2.31), si ottengono le (2.32) e (2.33).

$$v_{c0} = 0 \quad (2.31)$$

$$v_{p0} = -2V_{0N} \quad (2.32)$$

$$\bar{v}_c = \bar{v}_p = \frac{2}{3} E_d [s_{A1} + s_{A2}\bar{\alpha} + s_{A3}\bar{\alpha}^2] \quad (2.33)$$

Quindi si può dire che se applichiamo le formule inverse dei vettori di spazio alla (2.29) ma implementando  $\bar{v}_c$  con la (2.30 a) si ottengono le (2.34).

$$v_{A10} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot 1 \quad (2.34 \text{ a})$$

$$v_{A20} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot \bar{\alpha} \quad (2.34 \text{ b})$$

$$v_{A30} = \frac{v_{p0}}{2} + \bar{v}_c \cdot \bar{\alpha}^2 \quad (2.34 \text{ c})$$

Come è noto dalla teoria il valore delle modulanti è espresso dalle (2.35).

$$m_{A1} = \frac{v_{A10ref}}{E_d} \quad (2.35 \text{ a})$$

$$m_{A2} = \frac{v_{A20ref}}{E_d} \quad (2.35 \text{ b})$$

$$m_{A3} = \frac{v_{A30ref}}{E_d} \quad (2.35 \text{ c})$$

In particolare, si può notare che il valore delle tensioni di polo è visto come riferimento, a livello di significato è assolutamente equivalente.

Sostituendo (2.34) nella (2.35) si ottengono le (2.36).

$$m_{A1} = m_0 + \frac{\bar{v}_{c_{ref}} \cdot 1}{E_d} \quad (2.36 \text{ a})$$

$$m_{A2} = m_0 + \frac{\bar{v}_{c_{ref}} \cdot \bar{\alpha}}{E_d} \quad (2.36 \text{ b})$$

$$m_{A3} = m_0 + \frac{\bar{v}_{c_{ref}} \cdot \bar{\alpha}^2}{E_d} \quad (2.36 \text{ c})$$

E in particolare, siccome la componente omopolare delle tensioni di fase è nulla e si ha un carico simmetrico a stella, è possibile scrivere le (2.37).

$$m_{A1} = m_0 + \frac{v_{A1N_{ref}}}{E_d} \quad (2.37 \text{ a})$$

$$m_{A2} = m_0 + \frac{v_{A2N_{ref}}}{E_d} \quad (2.37 \text{ b})$$

$$m_{A3} = m_0 + \frac{v_{A3N_{ref}}}{E_d} \quad (2.37 \text{ c})$$

Le (2.37) sono fondamentali, in quanto sono le equazioni che direttamente regolano il funzionamento dell'inverter. Nello specifico si ottengono i valori di fase delle tensioni di riferimento  $v_{A1N_{ref}}$ ,  $v_{A2N_{ref}}$ ,  $v_{A3N_{ref}}$  dai regolatori di corrente e sommando  $m_0$  si ottengono le modulanti. In particolare,  $m_0$  può avere vari valori, può essere proporzionale a  $v_{p0}$ , come nella (2.38), ottenendo una PWM generalizzata. Oppure variare in base alle modulanti stesse, come nella (2.39), con una modulazione a 7 intervalli simmetrica.

$$m_0 = \frac{v_{p0}}{2E_d} \quad (2.38)$$

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \min \left( \frac{v_{A1N_{ref}}}{E_d}; \frac{v_{A2N_{ref}}}{E_d}; \frac{v_{A3N_{ref}}}{E_d} \right) - \max \left( \frac{v_{A1N_{ref}}}{E_d}; \frac{v_{A2N_{ref}}}{E_d}; \frac{v_{A3N_{ref}}}{E_d} \right) \right] \quad (2.39)$$

La (2.39) sposta le modulanti in modo che risultino centrate rispetto all'intervallo [0 1], non introducendo uno squilibrio tra i componenti superiori e inferiori dei singoli rami, e facendo in modo che la tensione d'uscita abbia un valore maggiore rispetto alla PWM sinusoidale.

Avendo la modulazione a 7 intervalli molti aspetti positivi rispetto ad altre tecniche di modulazione, conservando una notevole semplicità, si è deciso di implementarla nel modello, come si può anche vedere dalla Figura 2-25.

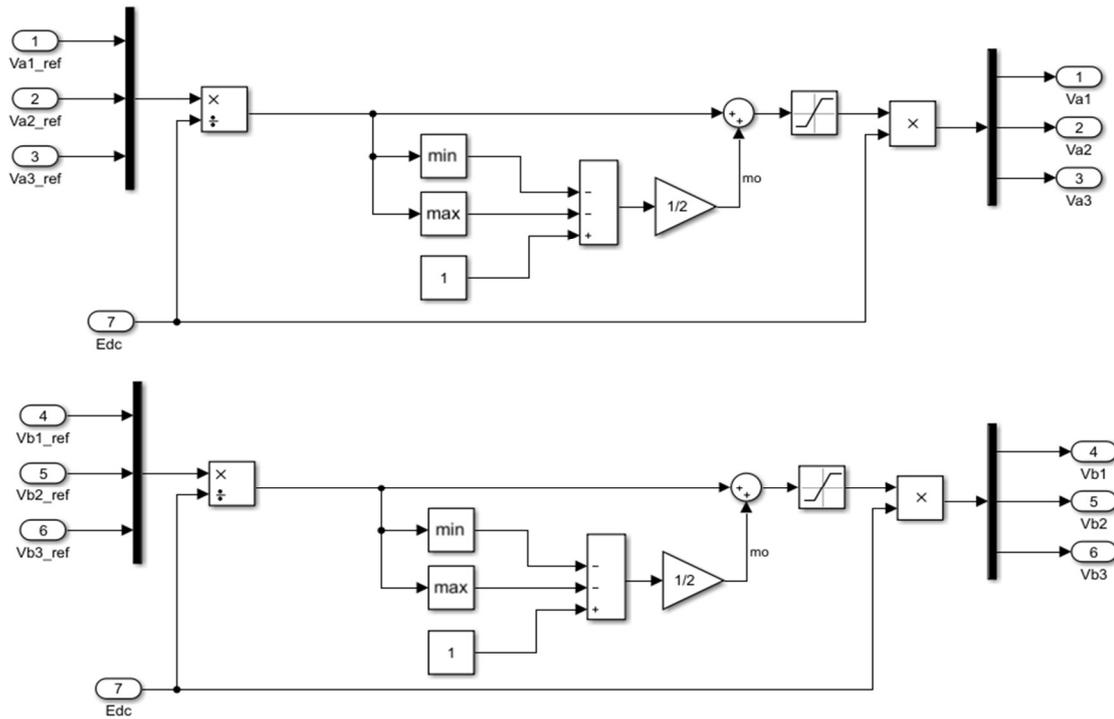


Figura 2-25 Schema inverter ideale a sei fasi.

Nello specifico è stato implementato un inverter ideale, infatti come si può notare ottenuto il valore delle modulanti ci si moltiplica direttamente il bus dc ( $E_{dc}$ ). Così si ottengono direttamente le tensioni di polo, eliminando tutti gli interruttori statici che commutano durante il funzionamento. Si è scelta questa configurazione ideale per rendere la simulazione il più semplice e veloce possibile, ma bisogna tener conto che sono state trascurate le perdite di switching e di conduzione degli interruttori.

La scelta di implementare due inverter trifase, e quindi considerare separatamente le due terne A e B, è stata fatta per semplificare il controllo e anche per avvicinarsi al caso sperimentale dove effettivamente si è andati ad alimentare la macchina con due inverter trifase.

## 2.5 Macchina e carico

Nello schema in Figura 2-26 viene rappresentato il modello della macchina brushless a sei fasi. Iniziando da sinistra entrano nel subsystem le sei tensioni provenienti dall'inverter, e in particolare sono tensioni di polo, quindi necessitano di una trasformazione in tensione di fase, calcolo rappresentato in Figura 2-27.

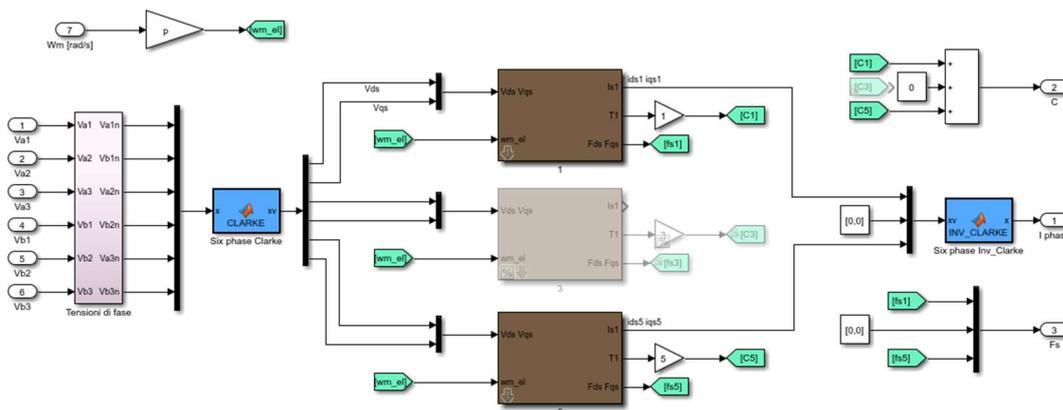


Figura 2-26 Modello della macchina.

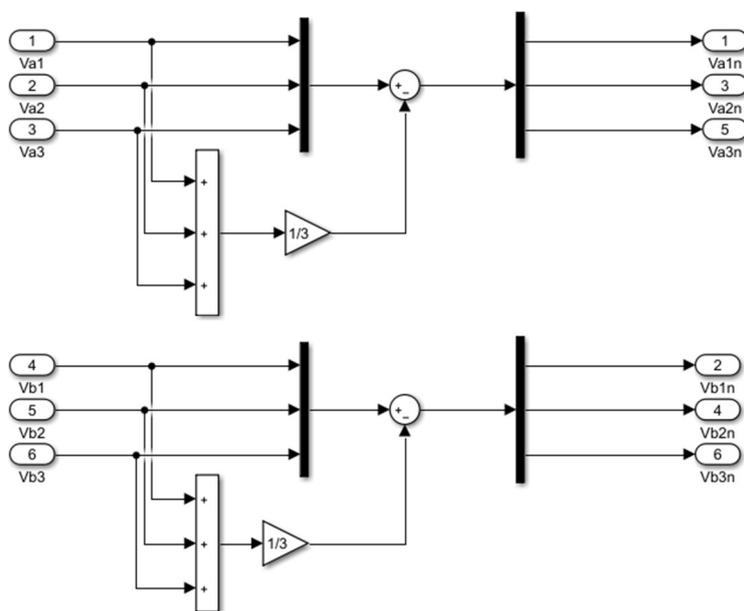


Figura 2-27 Trasformazione da tensioni di polo a tensioni di fase, per entrambe le terne.

In particolare, la trasformazione in tensione di fase deve essere eseguita separatamente per entrambe le terne in quanto sono collegate a stella ma presentano due centri stella separati e quindi due tensioni  $V_{0N}$  differenti. Quindi si procede prima al calcolo delle tensioni di centro stella  $V_{0NA}$  e  $V_{0NB}$ , andando a sommare tra di loro le componenti di polo delle singole

terne e dividendo il tutto per tre. In seguito, si sottrae tale contributo alle singole tensioni di polo ottenendo appunto il valore di fase, rispettivamente per ogni terna.

Eseguito questo primo calcolo c'è il bisogno di trasformare le grandezze di fase in vettori in quanto il modello della macchina è basato sui vettori di spazio. Questa trasformazione avviene grazie alla trasformata di Clarke, che restituendo i tre vettori di spazio delle tensioni, a cui si può applicare direttamente il modello della macchina. Chiaramente c'è un modello per ogni vettore di spazio e non si considera quello di spazio tre, poiché, come già detto, è una componente omopolare e quindi non circola nella macchina. Ogni modello è rappresentato tramite un subsystem mascherato che permette di inserire i dati di macchina e selezionare le armoniche che si vuole considerare, come in Figura 2-28.

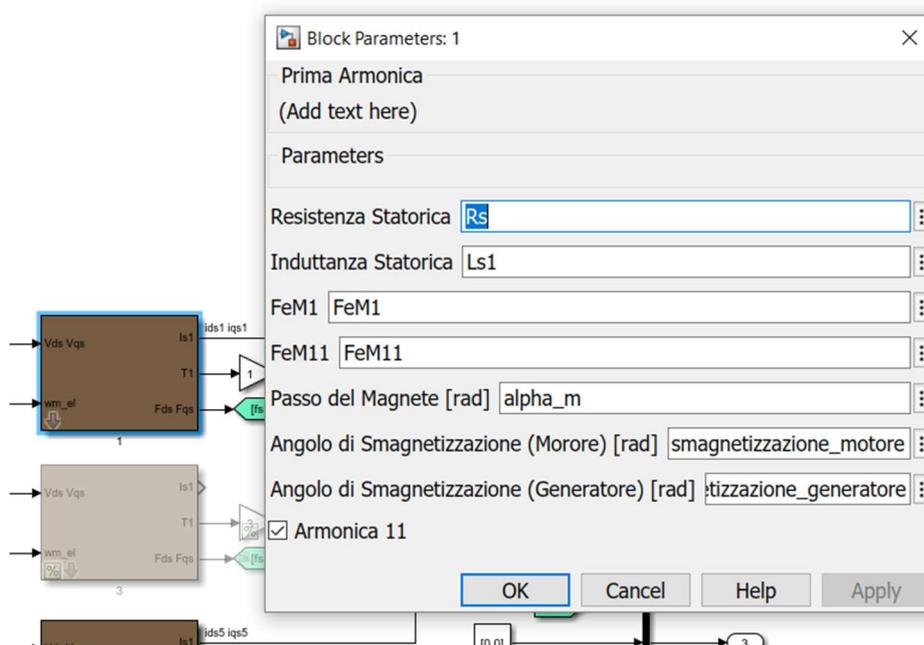


Figura 2-28 Maschera del modello di macchina relativo allo spazio 1.

Tutti i dati relativi alla macchina vengono inseriti nel file.m dei dati poi riportati nei singoli modelli, per ogni spazio. Nello spazio 1 c'è la possibilità di disabilitare l'undicesima armonica, in quel caso il modello all'interno non considera quest'ultima, calcolando solo il contributo della fondamentale. Naturalmente è possibile fare la stessa cosa nello spazio 5 disabilitando la quinta o la settima armonica, o addirittura entrambe.

In seguito, si analizza nello specifico un modello di macchina per uno spazio generico, essendo equivalente per tutti, come si può vedere in Figura 2-29,. In generale si va schematizzare l'equazione (1.11) introdotta nel Capitolo 1. Inoltre, questo modello varia se si considera un magnete radiale o parallelo e quindi si andranno a descrivere le equazioni in modo generale sfruttando la  $f(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p)$ , introdotta nel paragrafo 1.3.2.

## Modello di simulazione Simulink

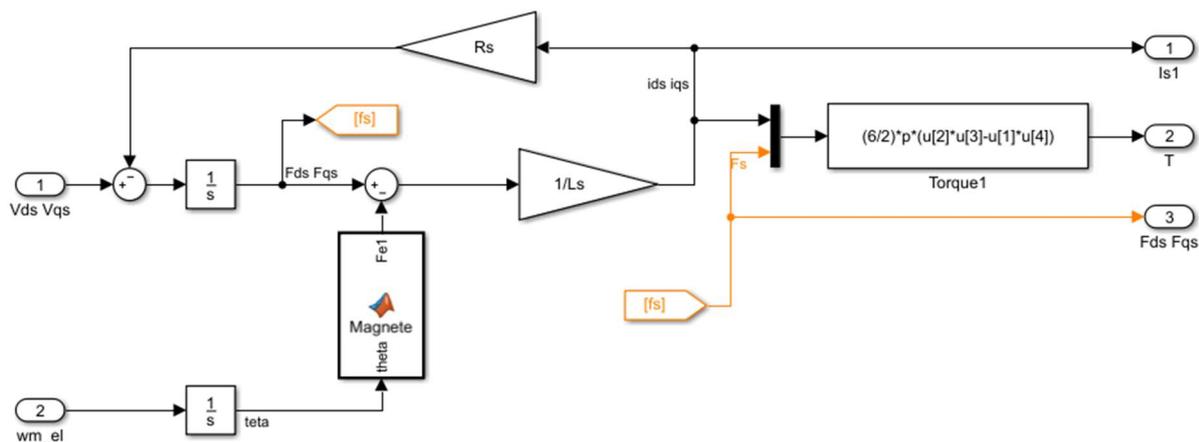


Figura 2-29 Schema del modello macchina brushless.

Il modello rappresentato in Figura 2-29 è in riferimento statorico e fa capo alle equazioni (2.40), (2.41), (2.42), (2.43) e (2.44), che sono state trattate nel Capitolo 1 ma riportate per una maggiore coerenza.

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\phi}_S}{dt} \quad (2.40)$$

$$F_{S1} = \bar{\phi}_{S1} = L_{S1} \bar{i}_{S1} + \varphi_{M1} f(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{j\theta} + \varphi_{M11} f(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) e^{-j11\theta} \quad (2.41)$$

$$F_{e1} = \varphi_{M1} f(\alpha_1, \alpha_2, 1, p) e^{j\theta} + \varphi_{M11} f(\alpha_1, \alpha_2, 11, p) e^{-j11\theta} \quad (2.42)$$

$$F_{S5} = \bar{\phi}_{S5} = L_{S5} \bar{i}_{S5} + \varphi_{M5} f(\alpha_1, \alpha_2, 5, p) e^{j5\theta} + \varphi_{M7} f(\alpha_1, \alpha_2, 7, p) e^{-j7\theta} \quad (2.43)$$

$$F_{e5} = \varphi_{M5} f(\alpha_1, \alpha_2, 5, p) e^{j5\theta} + \varphi_{M7} f(\alpha_1, \alpha_2, 7, p) e^{-j7\theta} \quad (2.44)$$

In particolare, facendo riferimento alla (2.40), viene sottratta la corrente, moltiplicata per  $R_S$ , dal valore della tensione in ingresso, in modo da ottenere solo la derivata del flusso, che chiaramente viene integrato ottenendo appunto il valore del flusso (equazione (2.41)). A questo punto, siccome l'obiettivo è calcolare la corrente, viene sottratto  $F_e$  (2.42) da  $F_S$ . In questo modo rimane solo il contributo della corrente per l'induttanza sincrona che chiaramente viene rimossa dividendo per  $L_S$ , così si ottiene solo la corrente.

A questo punto si procede al calcolo della coppia tramite l'equazione generica (2.45)

$$C = \frac{6}{2} p [\bar{i}_{S1} \cdot j\bar{\phi}_S] \quad (2.45)$$

In uscita quindi si hanno flusso coppia e corrente, che serviranno per il modello del carico. Però la corrente, prima di entrare nel carico deve essere ritrasformata in grandezza di fase, tramite l'anti trasformata di Clarke.

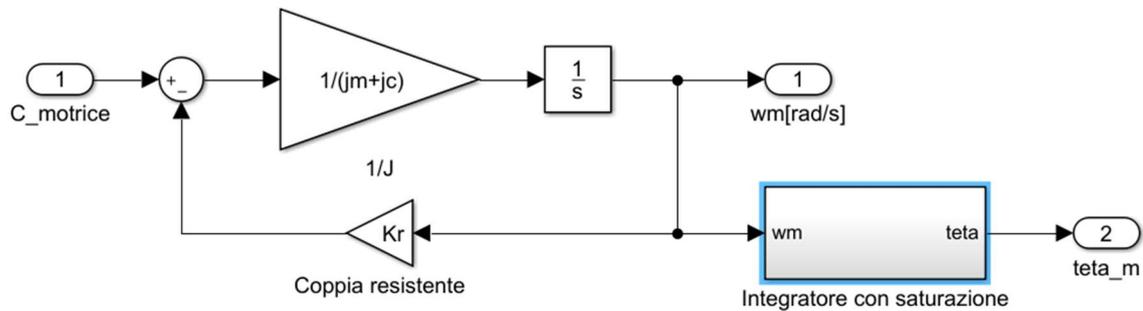


Figura 2-30 Schema del modello del carico.

Molto semplicemente il modello del carico, presente in Figura 2-30, rappresenta l'equazione meccanica (2.46)

$$C_m - K_r = J \frac{d\omega_m}{dt} \tag{2.46}$$

Quindi in uscita si ha direttamente la velocità meccanica espressa in radianti al secondo. Naturalmente, siccome è necessaria anche la posizione del rotore, si integra la velocità per ottenere  $\theta_m$ .

## 2.6 Prove e confronto tra le tecniche

In questo paragrafo vengono riportate le prove eseguite in simulazione per verificare la solidità delle tecniche e confrontarle, soprattutto tra un caso radiale e parallelo. In particolare, si procederà riportando gli scope del modello radiale, con prove a regime e di transitorio di varie grandezze, per poi eseguire le stesse con il modello parallelo. Infine, verrà riportato un confronto analizzando le differenze.

### 2.6.1 Modello radiale

Le tecniche più significative di cui vengono riportati i risultati sono:

- 1) Calcolo di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  in maniera rigorosa.
- 2) Calcolo di  $\alpha_m$  tramite la somma di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ .
- 3) Calcolo del delta di smagnetizzazione tramite  $\alpha_m$  ottenuto con il modulo della tensione.

Gli ultimi due metodi danno come risultato la stessa grandezza, solo che si è deciso di diversificarli calcolando, nel numero 3), direttamente il delta di smagnetizzazione semplicemente sottraendo all' $\alpha_m$  il valore di progetto.

Di seguito si mostrano varie prove eseguite con  $\alpha_m = 73^\circ$  meccanici per simulare la macchina sana e  $\alpha_m = 65^\circ$  per la macchina guasta. Si sono scelti questi valori semplicemente perché rispecchiano le caratteristiche che hanno le macchine testate sperimentalmente. Se si fossero fatte simulazioni con valori di  $\alpha_m$  differenti le varie tecniche restituirebbero comunque i valori corretti in quanto funzionano in qualsiasi caso.

- Sana:  $\alpha_m = 73^\circ$  mecc;  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2618^\circ$  rad elett.

Si può notare dalla Figura 1 31 che, come ci si aspettava, durante il transitorio viene applicata la coppia massima, in accordo con la corrente nominale (10A), e arrivati a regime si usa solo il necessario per equiparare la coppia resistente. Naturalmente la componente d della corrente di spazio 1 è nulla, essendo in orientamento di campo, mentre le correnti di fase sono perfettamente sinusoidali.

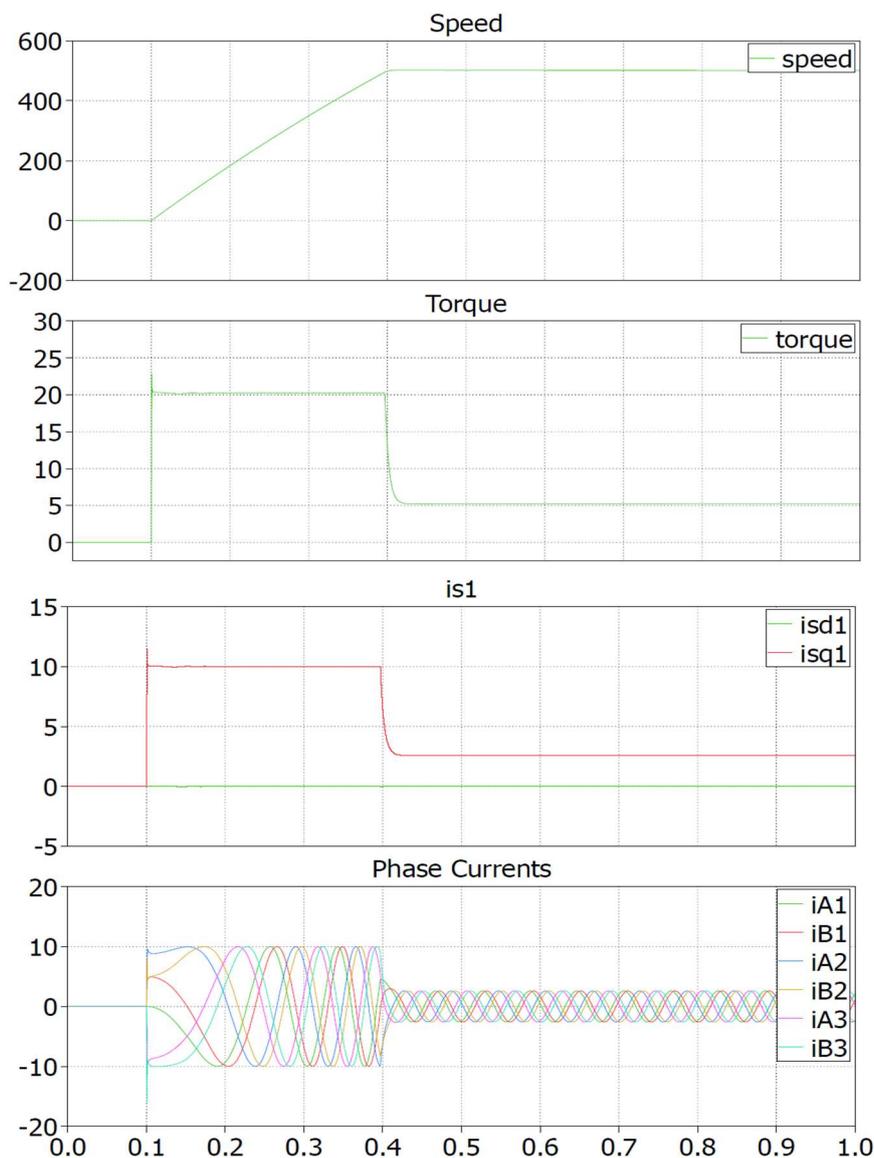


Figura 2-31 Prova da 0 a 500 rpm modello radiale, macchina sana. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_1$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_2$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_m$  [grad mecc]; delta di smagnetizzazione [grad mecc].

Invece dalla Figura 2-32 si possono apprezzare i valori risultati delle tecniche diagnostiche che in questo caso confermano la non presenza del guasto. Infatti, si può notare che, i due angoli  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , risultano equivalenti e di valore 0.2967 che corrisponde esattamente a quello inserito nel foglio dei dati. Anche il delta di smagnetizzazione e  $\alpha_m$  confermano la non smagnetizzazione.

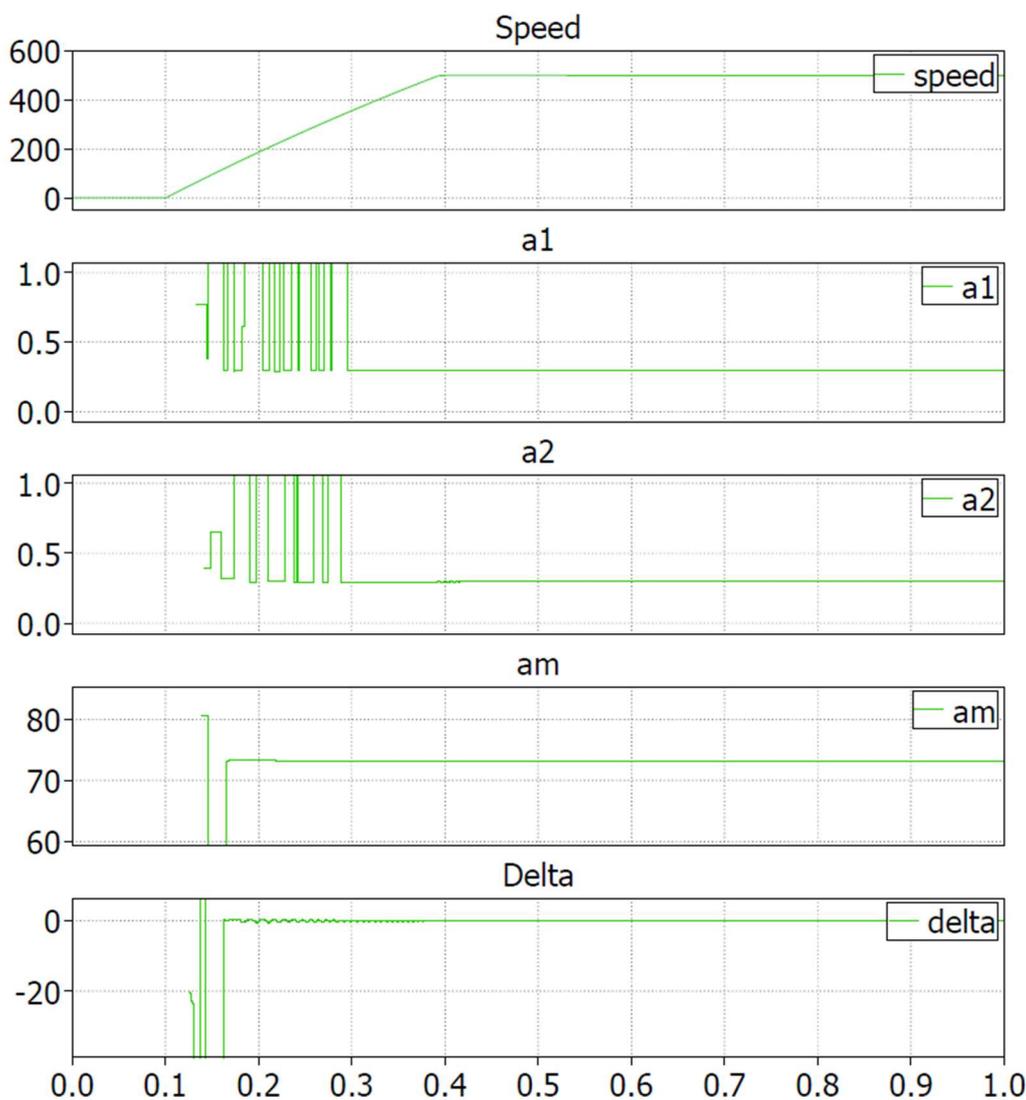


Figura 2-32 Prova da 0 a 500 rpm a regime, modello radiale, macchina sana. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_1$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_2$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_m$  [grad mecc]; delta di smagnetizzazione [grad mecc].

Una conferma della teoria è il fatto che durante il transitorio (quando varia la velocità), la tecnica diagnostica non restituisce un risultato corretto, poiché la corrente di spazio 5 non ancora si annulla (ipotesi fondamentale per la veridicità della tecnica).

- Contenuto armonico (300 rpm)

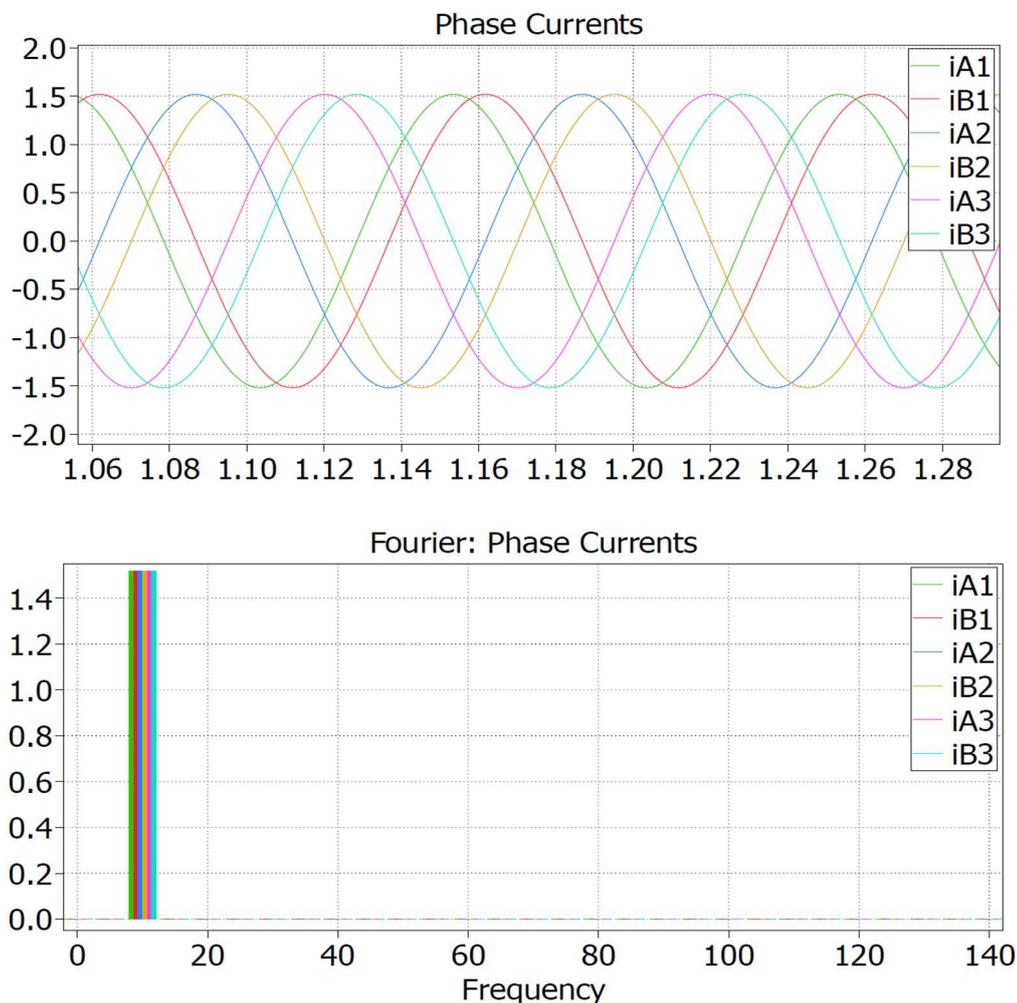


Figura 2-33 Correnti di fase [A] e rispettivo spettro a 300rpm, fondamentale a 10Hz.

In Figura 2-33 si può apprezzare un particolare delle correnti di fase con relativo contenuto armonico, questo a dimostrazione che le correnti sono perfettamente sinusoidali e che quindi i regolatori lavorano correttamente. La scelta dei 300 rpm è semplicemente per ottenere una fondamentale a 10Hz e rendere il grafico più leggibile.

Naturalmente la sinusoidalità delle correnti di fase è a discapito delle tensioni uscenti dai PI (tensioni di fase) che, appunto per eliminare il contenuto armonico in corrente, vengono distorte. Infatti, si può apprezzare questo fenomeno in Figura 2-34 dove si evince una predominante settima armonica (poco abbattuta dal magnete con passo  $\alpha_m = 73^\circ$ ), invece una quinta e undicesima molto ridotte, grazie all'abbattimento rispettivamente del magnete e dell'avvolgimento.

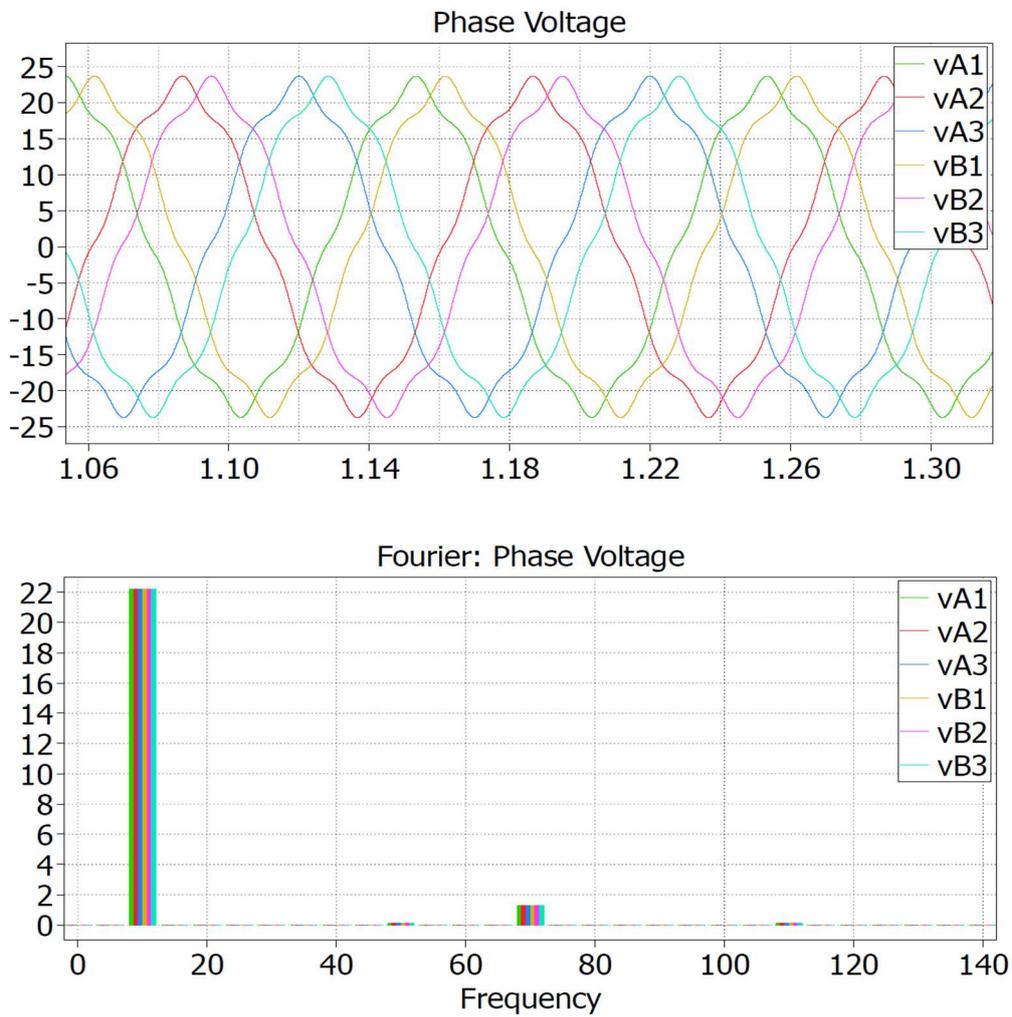


Figura 2-34 Tensione di fase [V] e rispettivo spettro [V] a 300rpm, fondamentale a 10Hz.

- Guasto:  $\alpha_m = 65^\circ$  meccanici  $\alpha_1 = 0.611$   $\alpha_2 = 0.2618$

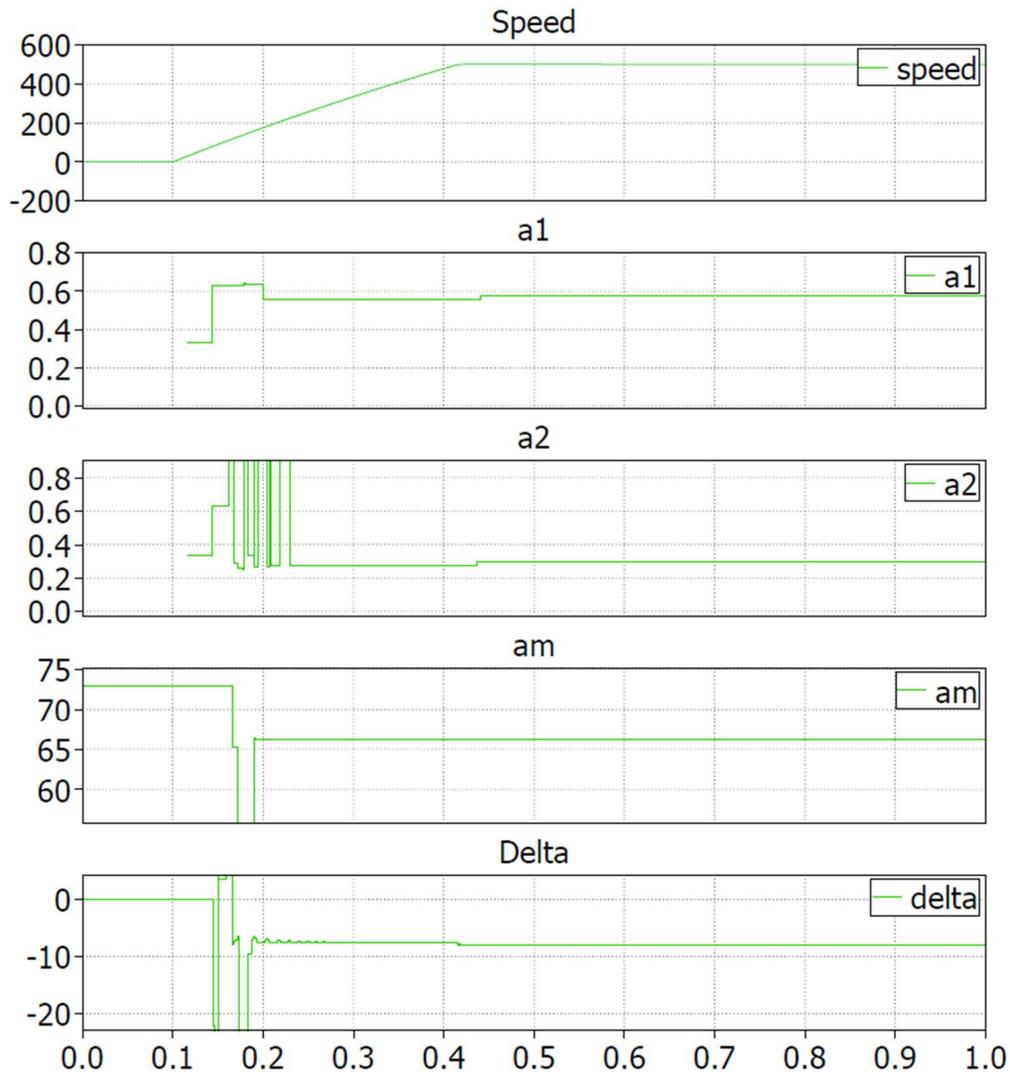


Figura 2-35 Prova da 0 a 500 rpm a regime, modello radiale, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_1$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_2$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_m$  [grad mecc]; delta di smagnetizzazione [grad mecc].

In Figura 2-35 sono rappresentati i valori uscenti dalle tecniche diagnostiche, subito si può notare come durante il transitorio i valori non siano veritieri, ma quando si arriva alla condizione di regime si ottengono esattamente i valori del guasto.

Per verificare che tali grandezze non siano dipendenti dalla velocità si è eseguita una prova a velocità variabile. Come si può vedere dalla Figura 2-36, come noto durante i transitori le grandezze non sono attendibili ma, ogni qual volta che si ha una velocità costante, si ritorna al valore vero.

## Modello di simulazione Simulink

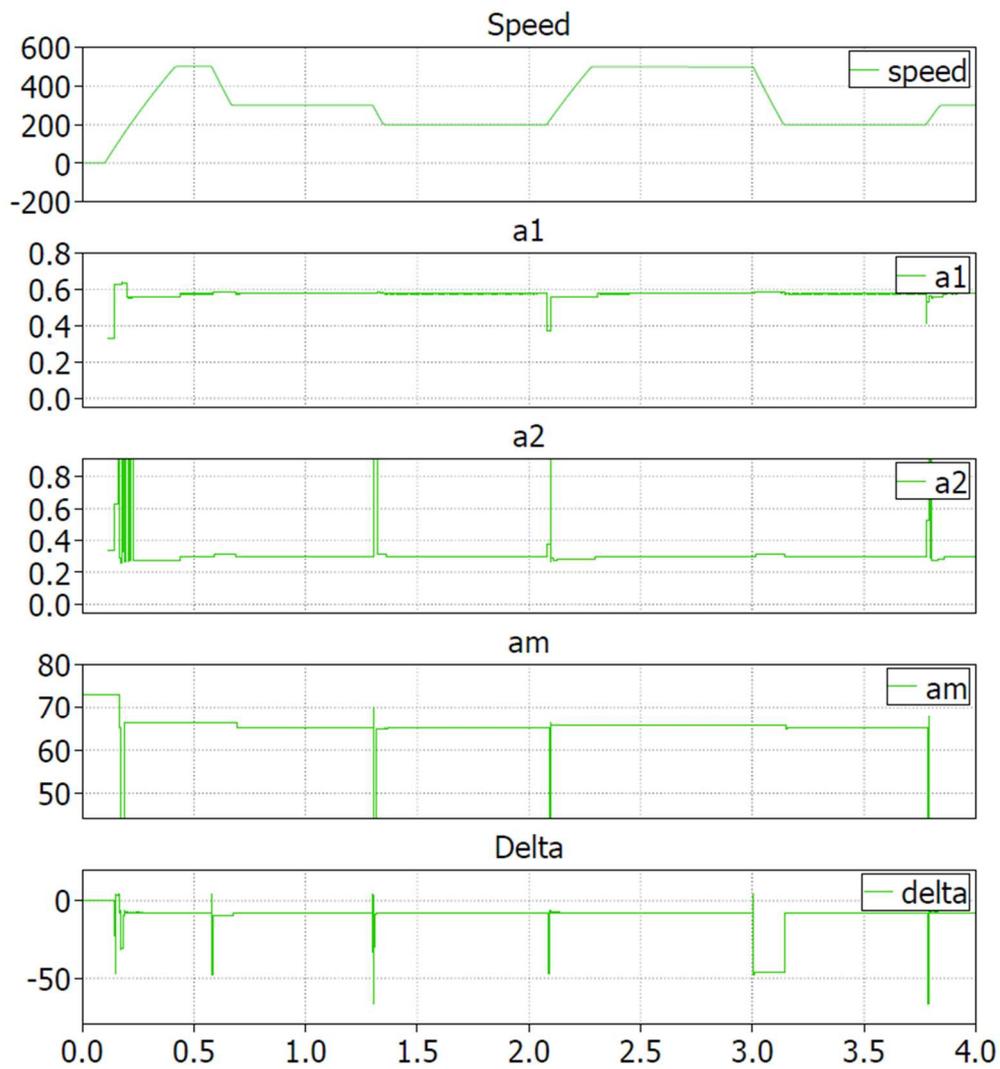


Figura 2-36 Prova in transitorio, modello radiale, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_1$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_2$  [rad elett]; Angolo  $\alpha_m$  [grad mecc]; delta di smagnetizzazione [grad mecc].

## 2.6.2 Modello parallelo

Per l'analisi del modello con magnete magnetizzato parallelamente si sono riportati solo i grafici attinenti alle tecniche diagnostiche, in quanto il restante modello è pressoché identico e dà luogo alle stesse grandezze. Bisogna ricordarsi che in questo caso esiste un range di funzionamento delle tecniche, al contrario del modello radiale che valeva per qualsiasi angolo di smagnetizzazione. In particolare, se si considera una macchina sana con una coppia di poli con  $\alpha_m = 73^\circ$  meccanici, si ha che la quinta armonica, per entrambe le tecniche diagnostiche, riesce a identificare una smagnetizzazione circa fino a  $\alpha_m = 52 \div 53^\circ$ , mentre la quinta è più stringente e arriva a  $\alpha_m = 62 \div 63^\circ$ .

- Guasto  $\alpha_m = 65^\circ$  meccanici  $\alpha_1 = 0.611$ ,  $\alpha_2 = 0.2618$  rad elettrici.

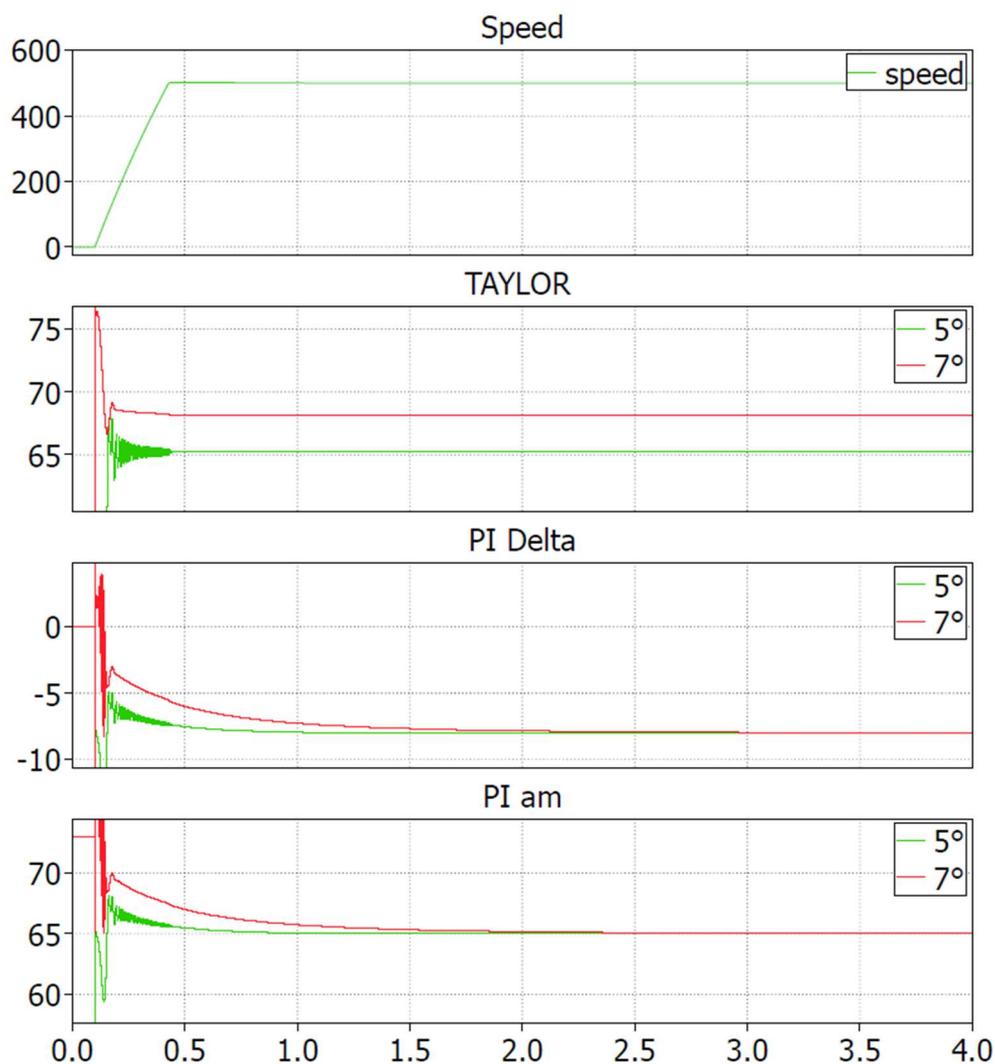


Figura 2-37 Prova da 0 a 500 rpm, modello parallelo, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con Taylor per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [rad elett]; Delta di smagnetizzazione calcolato con il PI per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  armonica [grad mecc]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con i PI [grad mecc].

In questo caso si è simulato un guasto che rientra entro i limiti delle tecniche, inoltre, come spiegato nella teoria le tecniche diagnostiche per il modello parallelo sono due: Taylor e

PI. In Figura 2-37 si può notare che sviluppando Taylor intorno all'angolo della macchina sana ( $73^\circ$  meccanici), il contributo di settima sbaglia molto di più rispetto a quello di quinta. Questo perché la periodicità della settima armonica è chiaramente maggiore della quinta e quindi nell'approssimare a una retta una sinusoidale si introduce un errore maggiore.

Usando il regolatore invece, essendo entro i limiti, si riesce sempre a convergere verso la soluzione corretta, anche con una precisione molto elevata. Si nota inoltre che la settima armonica impiega un periodo maggiore per convergere.

Nel caso in cui si applicano più transitori, come in Figura 2-38, chiaramente si osserva che le tecniche funzionano solo a regime e non dipendono dalla velocità del sistema.

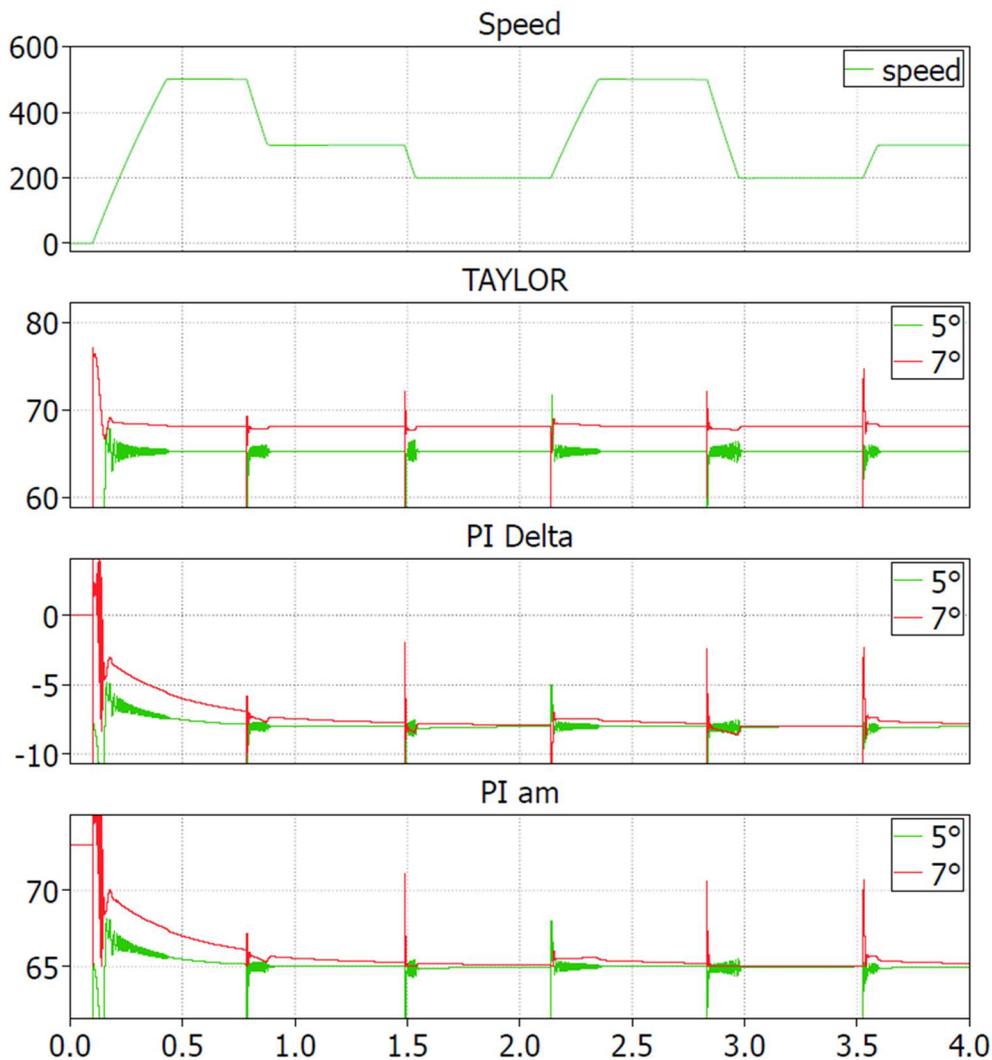


Figura 2-38 Prova transitorio, modello parallelo, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con Taylor per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [rad elett]; Delta di smagnetizzazione calcolato con il PI per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  armonica [grad mecc]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con i PI [grad mecc].

- Guasto  $\alpha_m = 60^\circ$  meccanici  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5236$  rad elettrici

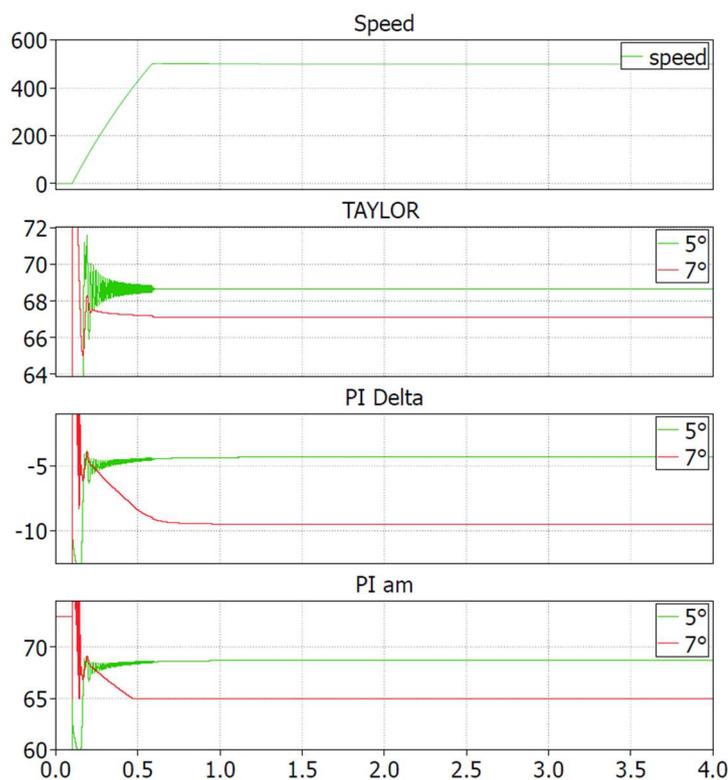


Figura 2-39 Prova da 0 a 500 rpm a regime, modello parallelo, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_m$  Taylor  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [rad elett]; Delta di smagnetizzazione PI per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [grad mecc]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con i PI [grad mecc].

- Guasto  $\alpha_m = 50^\circ$  meccanici  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.6981$  rad elettrici

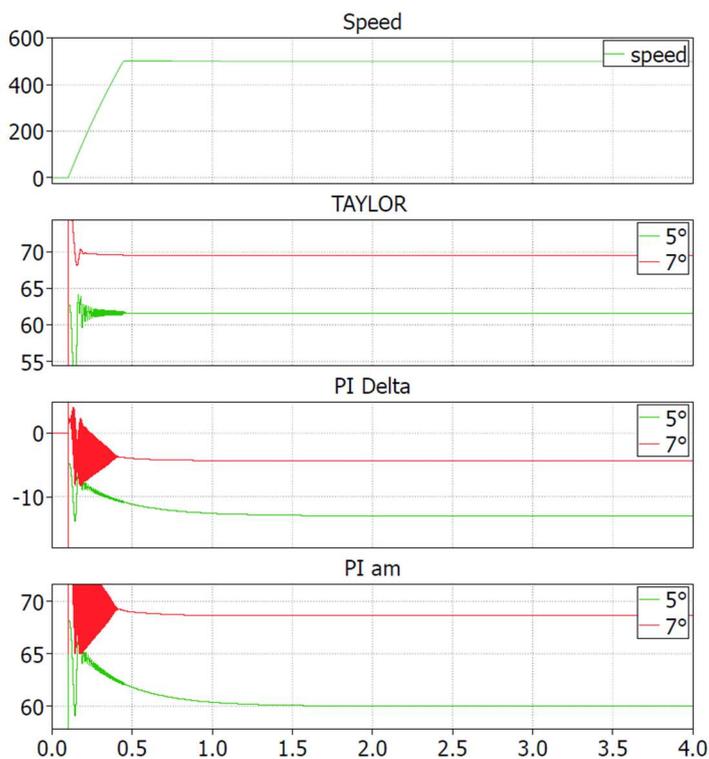


Figura 2-40 Prova da 0 a 500 rpm a regime, modello parallelo, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_m$  Taylor  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [rad elett]; Delta di smagnetizzazione PI per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [grad mecc]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con i PI [grad mecc].

- Guasto  $\alpha_m = 40^\circ$  meccanici  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.8727$  rad elettrici

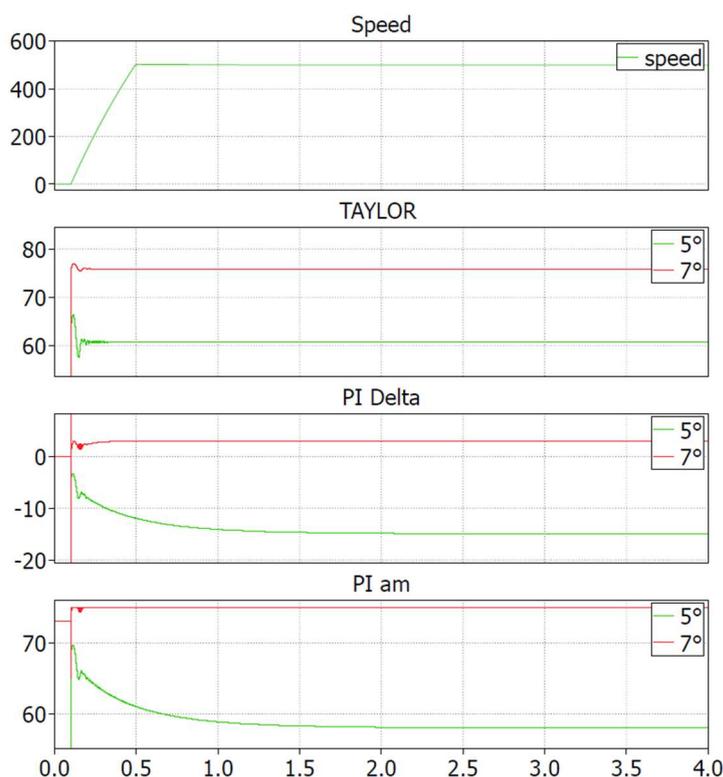


Figura 2-41 Prova da 0 a 500 rpm a regime, modello parallelo, macchina guasta. Velocità [rpm]; Angolo  $\alpha_m$  Taylor  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [rad elett]; Delta di smagnetizzazione PI per la  $5^\circ$  e  $7^\circ$  [grad mecc]; Angolo  $\alpha_m$  calcolato con i PI [grad mecc].

Rispettivamente in Figura 2-39, Figura 2-40 e Figura 2-41, sono stati modellizzati dei guasti fuori dal range di validità delle tecniche. L'elemento che più è preponderante è il fatto che i risultati tra settima e quinta armonica, sia per Taylor che per PI, siano molto discordanti e che nel caso di guasti molto grandi possano anche saturare i PI.

### 2.6.3 Confronto e riflessioni

Per quanto riguarda il modello radiale qualsiasi tecnica usata restituisce un risultato corretto. L'unica differenza è che alcune non tengono conto dell'orientamento dell'asse d, poiché si considerano i moduli dei vettori della tensione. Questa differenziazione ha più senso farla nel caso sperimentale dove ci possono essere difficoltà tecniche di orientamento, che in simulazione sono facilmente evitabili.

Invece per il caso parallelo la situazione è più complessa. Se si ipotizza di lavorare all'interno del range di funzionamento (bisogna tenere a mente che questo limite è strettamente legato ai valori di progetto della macchina, come numero di poli e passo del magnete, e che quindi varia di caso in caso), si nota che la tecnica che implementa Taylor non restituisce dei valori molto accurati. In particolare, l'errore aumenta all'aumentare dell'intensità di smagnetizzazione. Questo perché si è calcolato il polinomio approssimante

nell'intorno di  $\alpha_m$  sano, e più il valore si discosta e meno precisa sarà la tecnica. Per essere più specifici, la settima armonica ha un errore abbastanza grande, anche con una smagnetizzazione di pochi gradi (a causa della sua alta periodicità), al contrario la quinta riesce ad approssimare meglio. Invece se si considera Taylor al di fuori del range si ottengono dei valori praticamente casuali, che potrebbero anche essere il valore di progetto oppure anche maggiore. Quindi è impossibile fare affidamento sui valori ottenuti a meno di una smagnetizzazione lieve, ma in qualsiasi caso la tecnica è in grado di identificare un guasto, grande o piccolo che sei. È possibile dire questo perché nel caso della macchina sana restituisce i valori esatti di progetto, mentre in caso di guasto si ottengono grandezze profondamente diverse, sia tra quinta e settima, che rispetto al magnete sano. Quindi tramite questa diversità c'è l'identificazione del problema, tenendo conto di non fare grande affidamento sulla grandezza in sé.

Se si considera la tecnica che utilizza i regolatori PI il discorso è abbastanza simile al caso precedente, a parte un piccolo vantaggio di precisione. Infatti, si riesce ad ottenere un'ottima approssimazione quando si lavora all'interno del range di validità. Invece appena si esce si hanno risultati completamente svianti che sottostimano il guasto, ma allo stesso modo che con Taylor, si riesce a identificare il guasto in quanto c'è una forte differenza nei risultati tra macchina sana e guasta.

Quindi in conclusione con il modello radiale si riesce sempre a identificare il guasto, la sua natura e soprattutto l'intensità, invece nel caso parallelo ci si limita solo all'identificazione di quest'ultimo.



## 3 Prototipazione rapida e banco prova

### 3.1 Premessa

In questo capitolo verrà descritto l'intero banco di lavoro che ha permesso la realizzazione delle prove sperimentali, sia componente hardware che software. Nella prima parte sono descritti gli strumenti per la prototipazione rapida del sistema e per il controllo in real-time, come, il sistema dSPACE e il software ControlDesk. Successivamente verrà riportato il banco in generale, analizzano i macro-gruppi e i singoli componenti. Sarà preso in esame anche il modello dello schema di controllo utilizzato e l'interfaccia utente realizzata per lo svolgimento delle prove sperimentali, i cui risultati saranno oggetto del prossimo capitolo. In conclusione, vengono riportate tutte le caratteristiche delle macchine che si sono andate a testare.

## 3.2 Sistema dSPACE e ControlDesk

Il sistema dSPACE consiste in un ambiente di sviluppo integrato per il “rapid control prototyping”. È un metodo di progettazione ampiamente utilizzato per sviluppare, ottimizzare e testare varie strategie di controllo, in un ambiente reale senza programmazione manuale, rendendo la comunicazione hardware software immediata e intuitiva. In particolare, permette di agire in modo rapido e perfezionare il proprio lavoro sin dalle prime fasi di design. Esso permette di apportare modifiche e correggere errori nella tecnica di controllo in modo agevole durante la fase di prototipazione, quando cioè queste operazioni sono ancora poco costose.

La scheda dSPACE è un generatore di codice automatico che prende in ingresso un modello di controllo in un ambiente di simulazione (durante il lavoro di tesi è stato utilizzato Simulink) e lo traduce in un linguaggio compatibile con l’hardware dell’azionamento. Il tutto può essere controllato in tempo reale dal software ControlDesk, che permette di modificare lo schema Simulink.

Il modello della scheda utilizzata durante lo svolgimento delle prove sperimentali è il ‘DS1104’, del quale è riportata una foto in Figura 3-1.



*Figura 3-1 Scheda dSPACE DS1104.*

In Figura 3-3 è riportato lo schema a blocchi dell’architettura della dSPACE “DS1104”. In particolare, si può vedere che presenta 8 canali di acquisizione ADC di cui metà a 16 bit e l’altra metà a 8; presenta anche altri 8 canali DAC a 16 bit che permettono di esportare dati in uscita. Permette l’acquisizione dei dati relativi a due encoder incrementali tramite due ingressi, e infine dialoga con l’inverter tramite la porta Slave I/O PWM.

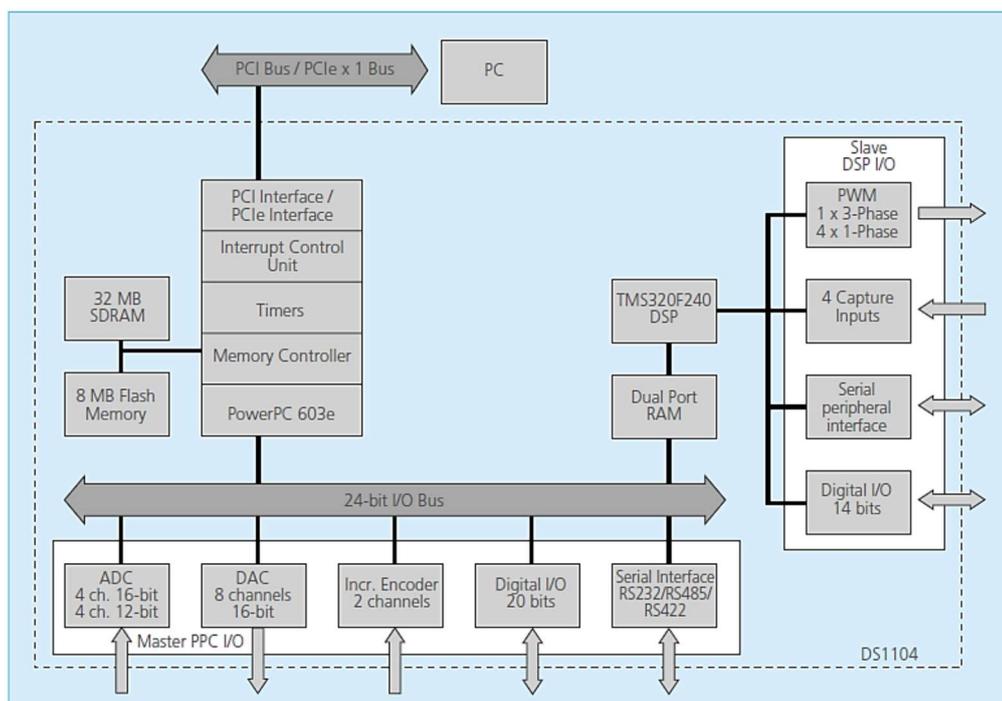


Figura 3-3 Architettura della scheda 'DS1104'

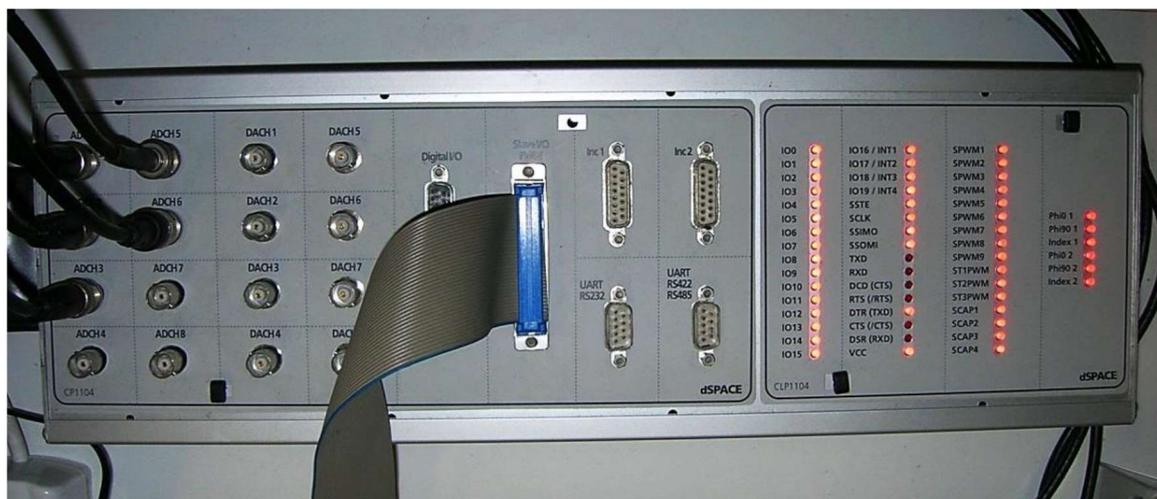


Figura 3-2 Pannello connettore 'CP1104'.

Il pannello connettore 'CP1104', mostrato in Figura 3-2, permette l'acquisizione e l'invio dei segnali gestiti dalla scheda dSPACE, descritti nello schema di controllo. In particolare, la scheda di interfaccia è provvista di: otto connettori BNC relativi ai canali ADC, otto connettori BNC relativi ai canali DAC, un connettore sub-D a 37 pin per i segnali di modulazione PWM, due connettori da 9 pin per i segnali degli inverter e una serie di led indicanti lo stato degli input e degli output. In questo modo i dispositivi utilizzati durante le prove potranno essere agilmente collegati e scollegati senza la necessità di saldare i vari componenti.

## Prototipazione rapida e banco prova

Con la Tabella 3-1 e la Tabella 3-2 si descrive il datasheet della scheda dSPACE “DS1104”.

Tabella 3-1 Datasheet della scheda ‘DS1104’ (prima parte).

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals</li> <li>■ 64-bit floating-point processor</li> <li>■ CPU clock: 250 MHz</li> <li>■ 2 x 16 KB cache, on-chip</li> </ul>
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by hardware</li> <li>■ 80-ns resolution</li> </ul>
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by software</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 64-bit up counter</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 5 timer interrupts</li> <li>■ 2 incremental encoder index line interrupts</li> <li>■ 1 UART interrupt</li> <li>■ 1 slave DSP interrupt</li> <li>■ 1 slave DSP PWM interrupt</li> <li>■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts</li> <li>■ 1 host interrupt</li> <li>■ 4 external interrupts (user interrupts)</li> </ul>
A/D converter	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 4 multiplexed channels equipped with one sample &amp; hold A/D converter (1x16-bit)</li> <li>■ 4 parallel channels each equipped with one sample &amp; hold A/D converter (4x12-bit)</li> <li>■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously</li> </ul>
	Resolution	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: 16 bit</li> <li>■ Parallel channels: 12 bit</li> </ul>
	Input voltage range	■ ±10 V
	Conversion time	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: 2 μs<sup>(1)</sup></li> <li>■ Parallel channels: 800 ns<sup>(1)</sup></li> </ul>
	Offset error	■ ±5 mV
	Gain error	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: ±0.25%</li> <li>■ Parallel channels: ±0.5%</li> </ul>
	Offset drift	■ 40 μV/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: &gt;80 dB</li> <li>■ Parallel channels: &gt;65 dB</li> </ul>
D/A converter	Channels	■ 8 channels
	Resolution	■ 16-bit
	Output range	■ ±10 V
	Settling time	■ Max. 10 μs (full-scale, accuracy ½ LSB)
	Offset error	■ ±1 mV
	Gain error	■ ±0.1%
	Offset drift	■ 130 μV/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >80 dB
	I <sub>max</sub>	■ ±5 mA

Tabella 3-2 Datasheet della scheda 'DS1104' (seconda parte).

Parameter		Specification												
Digital I/O	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>20-bit parallel I/O</li> <li>Single bit selectable for input or output</li> </ul>												
	Voltage range	<ul style="list-style-type: none"> <li>TTL input/output levels</li> </ul>												
	$I_{out, max}$	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>\pm 5</math> mA</li> </ul>												
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>2 independent channels</li> <li>Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)</li> </ul>												
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> <li>24-bit resolution</li> <li>Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz</li> <li>Counter reset or reload via software</li> </ul>												
	Sensor supply voltage	<ul style="list-style-type: none"> <li>5 V/0.5 A</li> </ul>												
Serial interface	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> <li>Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO</li> <li>PLL-driven UART for accurate baud rate selection</li> <li>RS232/RS422/RS485 compatibility</li> </ul>												
	Baud rate	<ul style="list-style-type: none"> <li>Up to 115.2 kBd (RS232)</li> <li>Up to 1 MBd (RS422/RS485)</li> </ul>												
Slave DSP	Type	<ul style="list-style-type: none"> <li>Texas Instruments TMS320F240 DSP</li> <li>16-bit fixed-point processor</li> </ul>												
	Clock rate	<ul style="list-style-type: none"> <li>20 MHz</li> </ul>												
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> <li>64Kx16 external code memory</li> <li>28Kx16 external data memory</li> <li>4Kx16 dual-port memory for communication</li> <li>32 KB flash memory</li> </ul>												
	I/O channels <sup>1)</sup>	<ul style="list-style-type: none"> <li>10 PWM outputs</li> <li>4 capture inputs</li> <li>1 serial peripheral interface</li> </ul>												
	Input voltage range	<ul style="list-style-type: none"> <li>TTL input/output level</li> <li>A/D converter inputs: 0 ... 5 V</li> </ul>												
	Output current	<ul style="list-style-type: none"> <li>Max. <math>\pm 13</math> mA</li> </ul>												
Host interface (requires one PCI or one PCIe x 1 slot)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>PCI</th> <th>PCIe</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)</td> <td>220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)</td> </tr> <tr> <td>0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</td> <td>0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</td> </tr> <tr> <td>Active cooling by fan</td> <td>Active cooling by fan</td> </tr> <tr> <td>18.5 W</td> <td>Please inquire</td> </tr> <tr> <td>+5 V <math>\pm 5\%</math>, 2.5 A +12 V <math>\pm 5\%</math>, 0.3 A -12 V <math>\pm 5\%</math>, 0.2 A</td> <td>Please inquire</td> </tr> </tbody> </table>	PCI	PCIe	185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)	220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)	0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)	0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)	Active cooling by fan	Active cooling by fan	18.5 W	Please inquire	+5 V $\pm 5\%$ , 2.5 A +12 V $\pm 5\%$ , 0.3 A -12 V $\pm 5\%$ , 0.2 A	Please inquire
PCI	PCIe													
185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)	220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)													
0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)	0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)													
Active cooling by fan	Active cooling by fan													
18.5 W	Please inquire													
+5 V $\pm 5\%$ , 2.5 A +12 V $\pm 5\%$ , 0.3 A -12 V $\pm 5\%$ , 0.2 A	Please inquire													
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> <li>185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)</li> </ul>												
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> <li>0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</li> </ul>												
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> <li>Active cooling by fan</li> </ul>												
	Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> <li>18.5 W</li> </ul>												
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> <li>+5 V <math>\pm 5\%</math>, 2.5 A</li> <li>+12 V <math>\pm 5\%</math>, 0.3 A</li> <li>-12 V <math>\pm 5\%</math>, 0.2 A</li> </ul>												

### 3.2.1 Implementazione dello schema di controllo

Lo schema di controllo realizzato in Simulink per la simulazione è stato chiaramente creato in modo tale da poter essere utilizzato direttamente durante le prove sperimentali. Questo è stato possibile prendendo alcuni accorgimenti, come la scelta del metodo di integrazione a passo fisso e l'utilizzo dei blocchi presenti nella sezione Discrete della libreria di Simulink. È necessario ora descrivere come interfacciare questo schema di controllo con il banco reale. Per l'acquisizione e l'invio dei segnali viene utilizzata una particolare libreria, fornita insieme all'hardware del sistema dSPACE, denominata RTI ("Real Time Interface"). Digitando "rti1104" nella *Command Window* di Matlab appare una finestra di dialogo come quella mostrata in Figura 3-4.

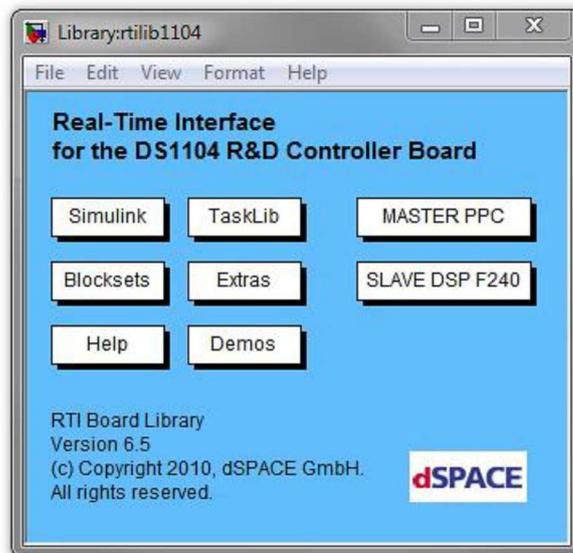


Figura 3-4 Finestra di dialogo della libreria RTI.

In Figura 3-6 e Figura 3-5 sono mostrati i due menù accessibili selezionando le caselle MASTER PPC e SLAVE DSP F240 della libreria RTI. In essi si trovano i principali blocchi utilizzati per l'interfacciamento tra schema di controllo e banco esterno.

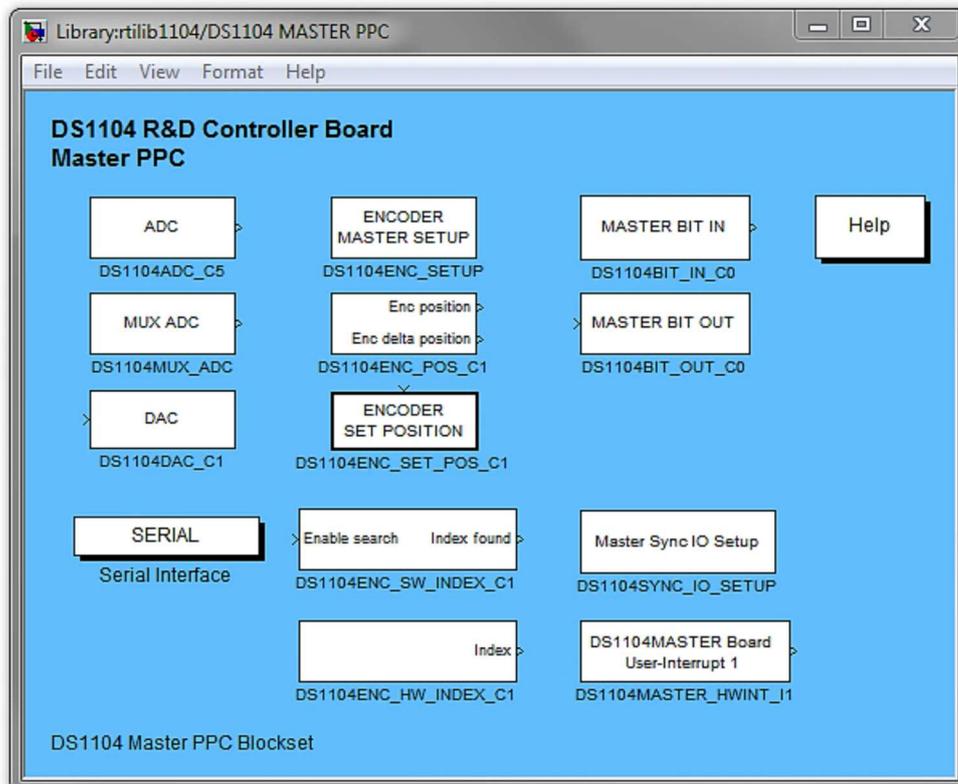


Figura 3-5 Menù MASTER PPC.

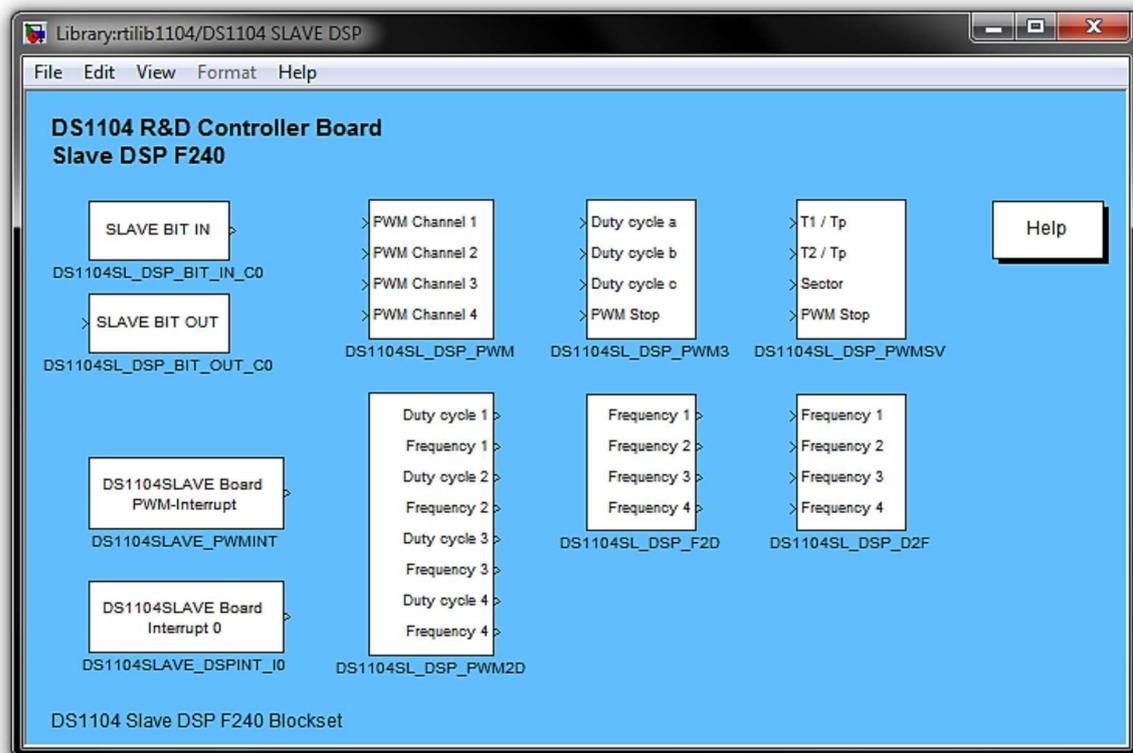


Figura 3-6 Menù SLAVE DSP F240.

L'acquisizione dei segnali avviene tramite gli otto canali del convertitore analogico/digitale, ma come descritto precedentemente, si hanno quattro canali a 16 bit e gli altri quattro a 8bit. Il blocco DS1104MUX\_ADC rappresenta i canali a 16 bit, in particolare accetta in ingresso segnali con tensione compresa tra -10V e +10V e fornisce in uscita la lettura dei primi quattro canali tramite un output che varia tra -1 e +1. Come indicato dal nome stesso, l'uscita è unica quindi dovrà essere applicato un *demultiplexer* per estrarre la variabile desiderata. Invece, se non bastassero i canali ad alta risoluzione, si può utilizzare il blocco DS1104ADC\_CX che permette la lettura singola di uno dei quattro canali analogico/digitali rimanenti a 8 bit. Gli otto ingressi fisici dei canali in questione sono facilmente distinguibili tra i connettori BNC presenti all'estremità sinistra del pannello connettore 'CP1104'. L'invio di segnali in uscita dal pannello connettore può essere realizzato tramite il blocco DS1104DAC\_CX. Questi canali di conversione digitale/analogica funzionano specularmente a quelli precedentemente descritti: a fronte di un segnale in ingresso al corrispondente blocco di Simulink compreso tra -1 e +1, l'output analogico corrispondente che si ottiene varia tra -10V a +10V.

In particolare, durante le prove sperimentali, è stato necessario acquisire tutte le correnti di fase e il bus dc, quindi in totale 7 grandezze. Si sono utilizzati i 4 canali ad alta risoluzione per le prime due fasi di ogni terna, e le rispettive terze fasi sui canali a 8bit, insieme al bus dc. È stata eseguita questa distribuzione in modo che ogni terna abbia nel complesso la stessa risoluzione e quindi non si creino dissimmetrie.

## Prototipazione rapida e banco prova

Per quanto riguarda l'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, esistono diversi blocchi nella libreria che svolgono questa funzione. Il DS1104SL\_DSP\_PWM3 genera direttamente i tre duty cycle della PWM degli inverter in un caso trifase. Il sistema si occupa automaticamente di eseguire l'intersezione tra portante e modulante e invia il relativo segnale ai gate degli interruttori. Nel blocco è presente anche un segnale in ingresso di stop, in grado di interrompere tempestivamente il funzionamento dell'hardware. In uscita questo blocco invia tutti i segnali necessari per il controllo dell'inverter, modulazione e rispettivo negato. Chiaramente questo blocco non è in grado di gestire due terne trifase, quindi in un qualsiasi caso multifase si sfrutta il blocco DS1104SL\_DSP\_PWM. Quest'ultimo prevede quattro ingressi destinati all'invio dei segnali per la modulazione PWM, mentre il segnale di stop va inviato tramite multiplexer ad ogni porta. Sono stati scelti solamente tre canali del blocco (i canali 2, 3 e 4), mentre la generazione dei rispettivi segnali invertiti è stata affidata ad una scheda hardware appositamente realizzata

Una volta implementato lo schema di controllo seguendo le indicazioni sopracitate, è necessario rendere il modello Simulink compatibile con il controllore interno della dSPACE. Digittando la combinazione di tasti "Ctrl+B" viene generato il codice C, creato il collegamento dei file con un'applicazione eseguibile e caricato il tutto sull'hardware. Durante la fase di compilazione è possibile visualizzare le operazioni effettuate dal compilatore ed eventuali errori all'interno del Workspace di Matlab.

### 3.2.2 Software ControlDesk

Il ControlDesk è il software di gestione in real-time dell'applicazione caricata sul sistema dSPACE. In Figura 3-7 è mostrata la sua finestra principale.

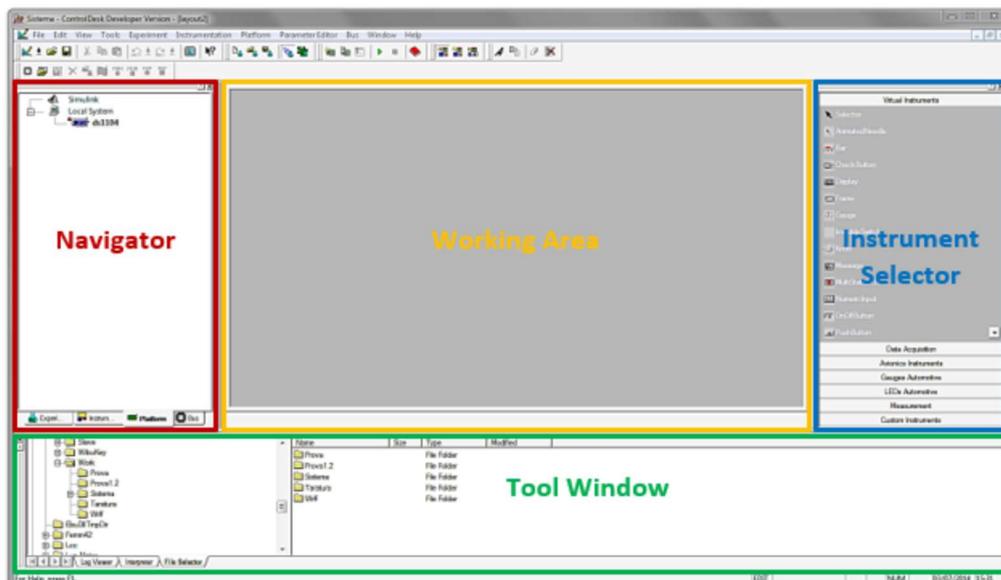


Figura 3-7 Finestra principale del ControlDesk.

L'utente ha a disposizione un gran numero di strumenti che gli permettono di variare i parametri in ingresso, visualizzare le grandezze misurate e memorizzarne l'andamento. L'analisi delle prove sperimentali risulta per questo molto agevolata.

Nella struttura del software si possono distinguere quattro riquadri principali:

- *Navigator*. Si trova a sinistra della finestra ed è composto da una serie di schede selezionabili. Le più utili sono brevemente descritte in Tabella 3-3.

Tabella 3-3 Unità della sezione Navigator.

Unità	Funzione
<i>Experiment</i>	<i>Visualizzazione e gestione dei file relativi all'esperimento in esecuzione.</i>
<i>Instrumentation</i>	<i>Elenco dei layout aperti e dei relativi strumenti virtuali.</i>
<i>Platform</i>	<i>Elenco delle piattaforme di simulazione con cui il ControlDesk può interfacciarsi.</i>

- *Tool Window*. È la sezione in basso ed è divisa anch'essa in una serie di unità come indicato in Tabella 3-4.

Tabella 3-4 Unità della sezione Tool Window.

Unità	Funzione
<i>Log Viewer</i>	<i>Visualizzazione messaggi, avvisi ed errori.</i>
<i>File Selector</i>	<i>Selezione e scaricamento dell'applicazione sulla scheda.</i>
<i>Interpreter</i>	<i>Visualizzazione messaggi dell'interprete Python.</i>
<i>Variable Manager</i>	<i>Elenco ad albero delle variabili e dei parametri del programma caricato sulla scheda.</i>

- *Instrument Selector*. È la sezione che permette l'accesso alla libreria di tutti gli strumenti virtuali che possono essere posizionati sui layout ed utilizzati durante le prove.
- *Working Area*. È la sezione principale e ha lo scopo di visualizzare e modificare i cosiddetti layout, ovvero interfacce grafiche che racchiudono i vari strumenti virtuali. Tramite questi è possibile interagire con il banco in tempo reale modificando parametri in ingresso o elaborando segnali in uscita provenienti dall'hardware.

È necessario ora descrivere la procedura di lavoro col ControlDesk. Una volta aperto il software si deve creare un nuovo esperimento selezionando *File/New experiment*. Successivamente si trascina il file con estensione *.sdf* dal *File Selector* della *Tool Window*

## Prototipazione rapida e banco prova

sull'icona ds1104 presente nell'unità *Platform* della sezione *Navigator*. Così facendo si carica l'applicazione creata durante la fase di compilazione del codice C. A procedura completata, nella *Tool Window* comparirà la lista delle variabili presenti nello schema di controllo. Si deve ora creare il layout sul quale si opererà durante le prove sperimentali. Per fare ciò bisogna cliccare su *File/New/Layout*, selezionare gli strumenti desiderati dalla sezione *Instrument Selector* e posizionarli nella *Working Area*. Per associare ad un generico strumento una variabile è necessario selezionarla dalla finestra *Variable Manager* della sezione *Tool Window* e trascinarla sulla rappresentazione grafica dello strumento. I principali strumenti utilizzati per il layout sono:

- strumenti di comando quali pulsanti, interruttori, manopole e cursori;
- strumenti indicatori quali display e led multistato;
- strumenti di acquisizione ed elaborazione quali *Plotter* e *Capture Settings*.

La procedura di creazione e di modifica del layout viene svolta nella modalità di utilizzo del software denominata *Edit Mode*. Oltre a questa è necessario menzionare le altre due modalità indispensabili allo svolgimento delle prove: la *Test Mode* e l'*Animation Mode*. La prima è utile a collaudare i pannelli di controllo creati, mentre la seconda è usata quando l'esperimento è in esecuzione.

### 3.3 Modello del sistema Simulink per dSPACE

Come noto la dSpace elabora un modello Simulink e lo trasforma in codice C utile al controllo di tutto il sistema. Chiaramente lo schema di controllo utilizzato per le prove sperimentali è praticamente identico a quello usato in fase di simulazione. L'unica differenza sostanziale è rappresentata dal periodo di esecuzione. In simulazione solo il controllo era discretizzato, e con un  $T_c$  molto basso che chiaramente a livello sperimentale non può essere raggiunto. Quindi per migliorare al meglio la qualità delle prove è stato scisso il periodo tra controllo e PWM, in particolare è stato preso un  $T_c = 4T_{PWM}$ . Così tutto il controllo e l'acquisizione, che sono azioni molto gravose dal punto di vista computazionale, vengono eseguite ogni 4 PWM, algoritmo invece decisamente più leggero. In questo modo, inviando 4 segnali delle modulanti per ogni riferimento, si riesce ad ottenere un risultato abbastanza chiaro, con grandezze aventi un ripple di commutazione abbastanza ridotto.

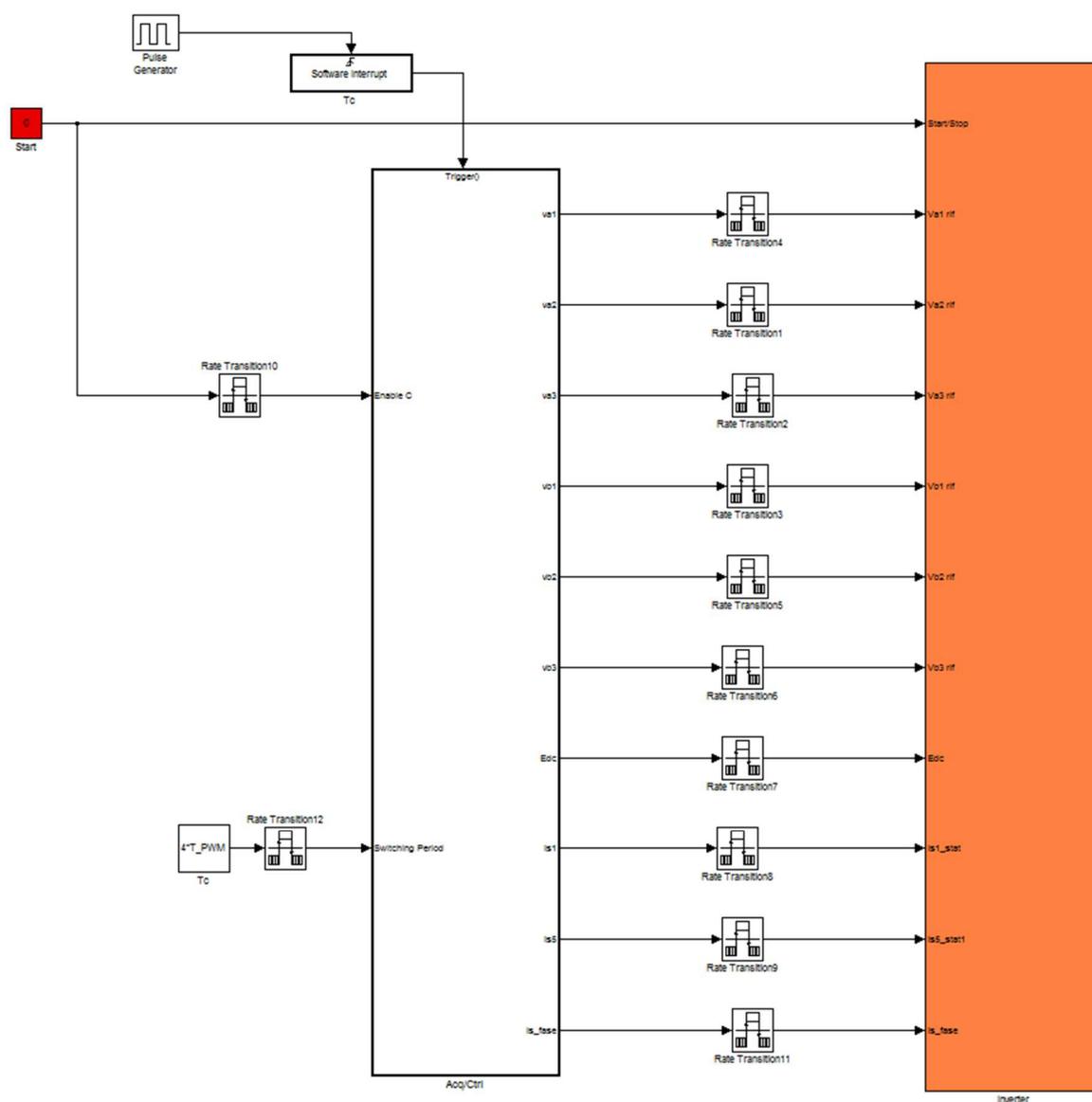


Figura 3-8 Schema complessivo di controllo usato durante le prove sperimentali.

Le uniche differenze nella struttura invece riguardano l'inserimento dei blocchi necessari ad acquisire/inviare segnali da/verso il sistema dSPACE, già mostrati in Figura 3-5 e Figura 3-6. Mentre in Figura 3-8 è riportato il modello completo Simulink che è stato utilizzato per il controllo durante tutte le prove.

In generale si possono apprezzare i due sottosistemi principali, il primo comprende acquisizione e controllo mentre il secondo è per la generazione delle modulanti. Questa differenziazione è stata fatta appunto per distinguere i periodi. In particolare, tutto il programma viene eseguito a una  $T_{PWM} = 1/8000$  s, mentre il *pulse generator* genera un'onda quadra con periodo  $T_c = 4T_{PWM}$  che serve per scandire tutto il processo di acquisizione e controllo.

Il blocco *rate transition*, interposto in ogni connessione, serve per la comunicazione di due sistemi con frequenze differenti. Mentre il blocco costante in rosso rappresenta lo *start* ed è naturalmente impostato su 0, per poi essere modificato online tramite il ControlDesk. Ponendolo uguale a 1 si aziona il trigger che gestisce tutto il subsystem inerente al controllo. In questo modo si ha uno start che direttamente aziona la macchina. Invece questa tecnica non è stata implementata per l'acquisizione in modo da monitorare i parametri anche quando il sistema non è sotto test.

In Figura 3-9 è riportata tutta la parte gestita a  $T_c$ , cioè acquisizione e controllo. In particolare, nella parte superiore destra, è presente il riferimento di velocità, che poi chiaramente va in ingresso al controllo. Si può notare che il valore di velocità è posto uguale a zero, poiché verrà modificato successivamente online, inoltre si ha una saturazione e una funzione che genera una rampa. Queste due accortezze sono state implementate per sicurezza in modo da non raggiungere valori di velocità non supportati e soprattutto non generare riferimenti di velocità troppo dinamici che potrebbero sovraccaricare la macchina. Naturalmente la velocità entra nel sistema di controllo come grandezza espressa in radianti al secondo elettrici.

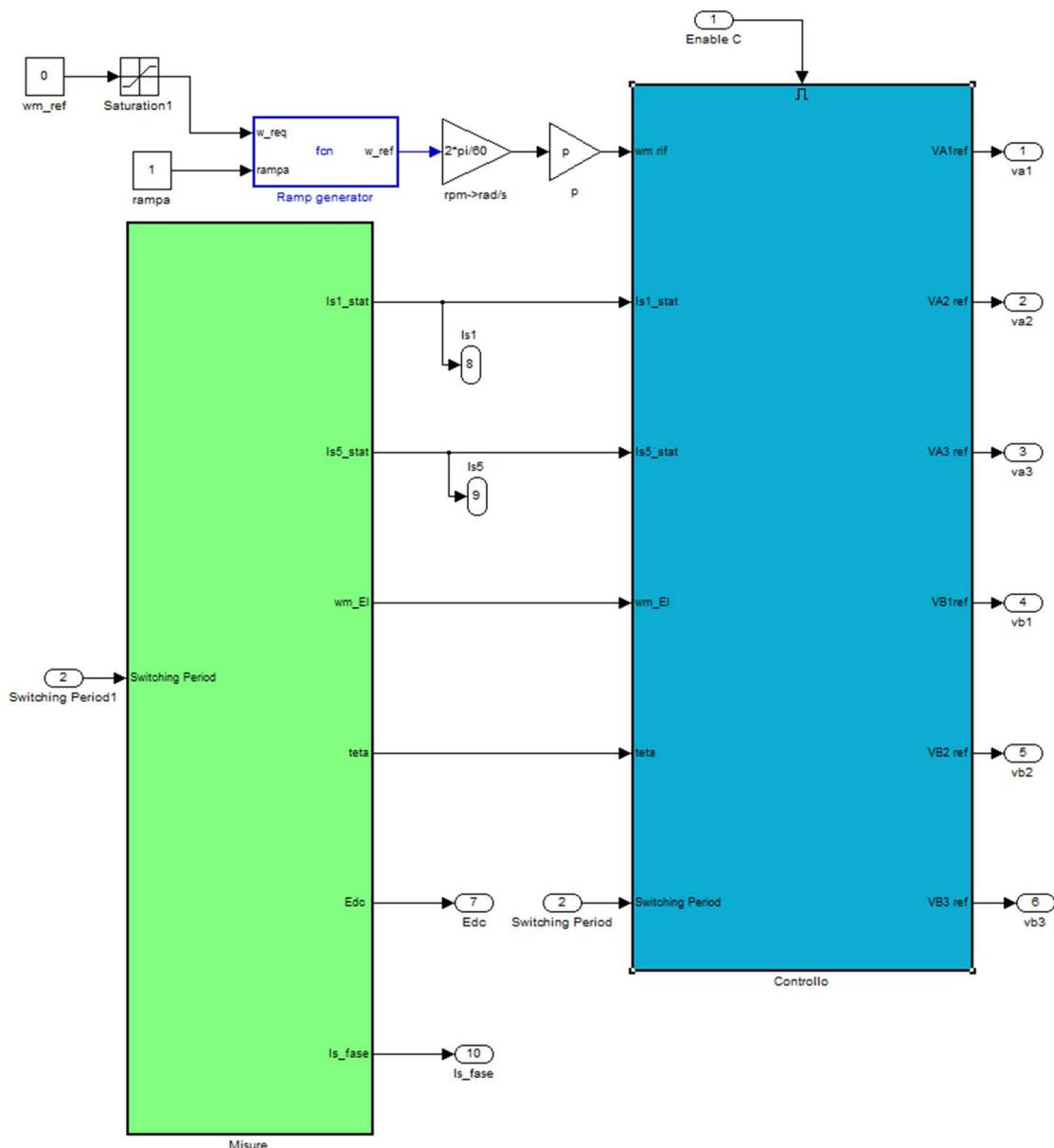


Figura 3-9 Schema comprendente il blocco delle acquisizioni e di controllo.

### 3.3.1 Sistema di acquisizione

Il sistema di acquisizione delle misure, rappresentato in verde in Figura 3-9, ha lo scopo di recepire dal banco di prova il valore delle grandezze necessarie per il corretto funzionamento dell'azionamento. Come indicato precedentemente, i canali di conversione analogico/digitale forniscono in uscita un segnale che varia tra -1 e +1 a fronte di un ingresso compreso tra -10V e +10V. A causa di ciò è necessario introdurre uno stadio di conversione che elabora i dati misurati per mezzo di un semplice blocco Gain, tale aspetto sarà comune ai sistemi di acquisizione di tutte le grandezze.

## Prototipazione rapida e banco prova

Per quanto riguarda l'acquisizione delle correnti, come si vede in Figura 3-10, in cascata al blocco Gain sono necessari ulteriori blocchi finalizzati all'adattamento del segnale: sono presenti un coefficiente di guadagno, un coefficiente di scala e un coefficiente di offset. Mentre il fattore di scala è fissato ad un valore preciso legato alla scheda hardware esterna utilizzata per acquisire le grandezze (in questo caso la sonda misura 4 volte la corrente effettiva, tecnica che migliora notevolmente l'accuratezza), i coefficienti di offset e guadagno sono stati scelti durante prove preliminari di taratura. Tali prove sono state svolte semplicemente collegando un generatore di corrente alla scheda hardware di acquisizione e confrontando il valore in ingresso indicato dal display dello strumento con quello rilevato dalla dSPACE e visualizzato tramite ControlDesk.

Invece, per ottenere le correnti come vettori di spazio, è necessario prima calcolare il rispettivo contributo di fase, sottraendo la componente omopolare, per poi applicare la trasformazione di Clarke. In Figura 3-10 è riportato lo schema per l'acquisizione delle sei correnti con annesse tutte le considerazioni appena descritte.

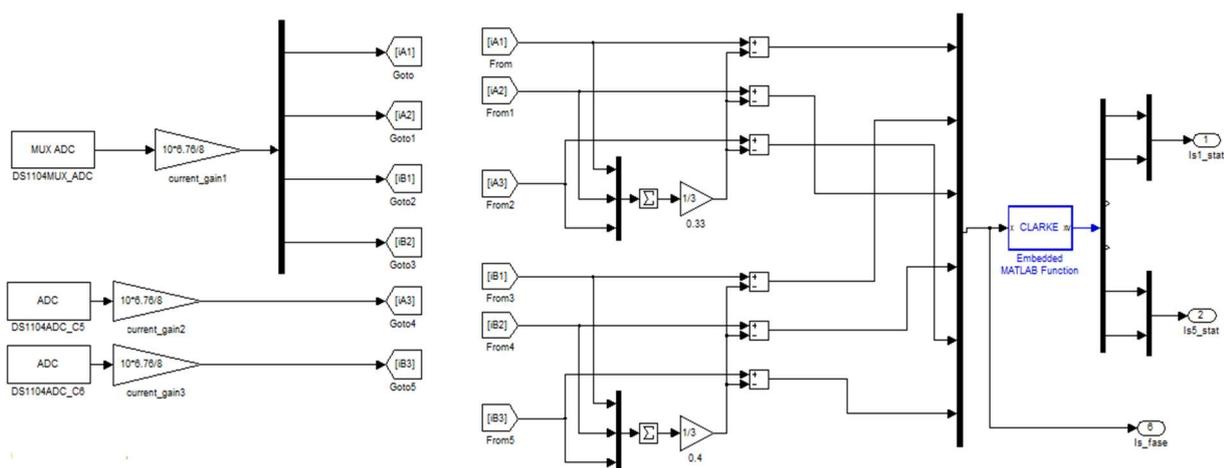


Figura 3-10 Acquisizione delle correnti di fase e trasformazione in vettori di spazio.

Per l'acquisizione della tensione del bus DC è stata utilizzata sostanzialmente la stessa procedura. Come è possibile notare in Figura 3-11 sono presenti lo stadio di conversione da per unità a Volt, il coefficiente di offset e il coefficiente di guadagno. Analogamente a quanto fatto per la misura delle correnti, i valori dei coefficienti sono stati ricavati per mezzo di prove di taratura preliminari

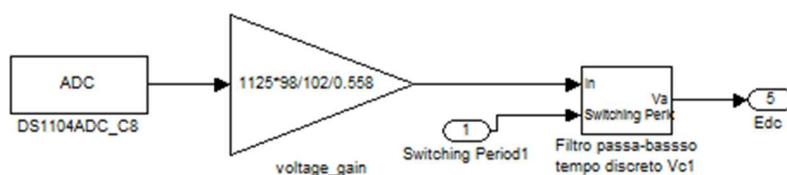


Figura 3-11 Schema di acquisizione del bus-dc.

Per quanto riguarda posizione e velocità si fa riferimento allo schema rappresentato in Figura 3-12. Si è sfruttato il blocco DS1104ENC\_POS\_C1 che restituisce direttamente la posizione e il suo incremento in un ciclo. Siccome si è utilizzando un encoder incrementale con 2048 passi, si moltiplica la posizione dell'encoder (*Enc position*) per l'arco corrispondente a un passo ( $2\pi/2048$ ) e si ottiene  $\theta_m$  in radianti che poi va moltiplicato per il numero di poli in quanto ci interessa la grandezza elettrica. Per ottenere la velocità, invece, si prende il numero di passi di encoder che si eseguono durante un tempo di ciclo (*Enc delta position*) e si dividono appunto per il tempo di ciclo. Si applica un filtro passa basso per ottenere un valore più stabile.

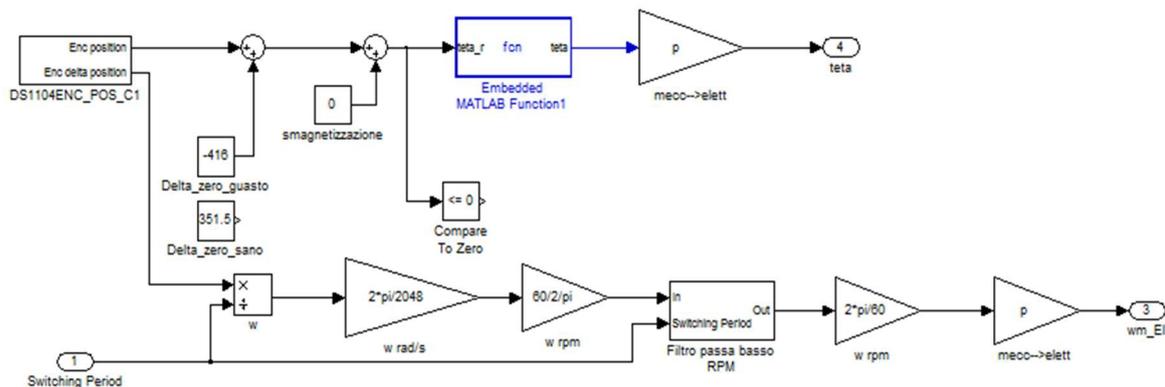


Figura 3-12 Schema per il calcolo della posizione e velocità tramite un inverter incrementale da 2048 passi.

Sono stati inseriti dei blocchi *Delta zero* con delle costanti che servono per lo *zero adjust*, per far in modo che l'asse rotorico sia allineato con la posizione dell'encoder. Ne sono presenti due rispettivamente per la macchina sana e per quella guasta. Il valore è stato trovato allineando il segnale di zero (espresso con il blocco *Compare To Zero*) a quello dal flusso rotorico.

### 3.3.2 Sistema di controllo e tecnica diagnostica

Il sistema di controllo, rappresentato in blu in Figura 3-9, è identico a quello di simulazione descritto nel capitolo precedente, per questo motivo non verrà descritto in dettaglio poiché sarebbe solo una ripetizione. L'unica differenza è l'implementazione di un PI anche di diciannovesima armonica nello spazio 5 in quanto si ha un contributo non trascurabile.

L'unico elemento degno di nota riguarda la tecnica diagnostica, infatti, come si vede dalla Figura 3-13, è stata implementata solo quella che sfrutta il PI, e in particolare solo per la quinta armonica. Questa scelta è stata dettata dal fatto che l'implementazione di due di queste tecniche avrebbe sovraccaricato il programma, che non sarebbe stato in grado di portare a termine tutti i calcoli entro la fine del ciclo. Questo non è un grande problema in

quanto in questo caso si richiede solo la verifica, e quindi si conosce già il risultato che si vuole ottenere.

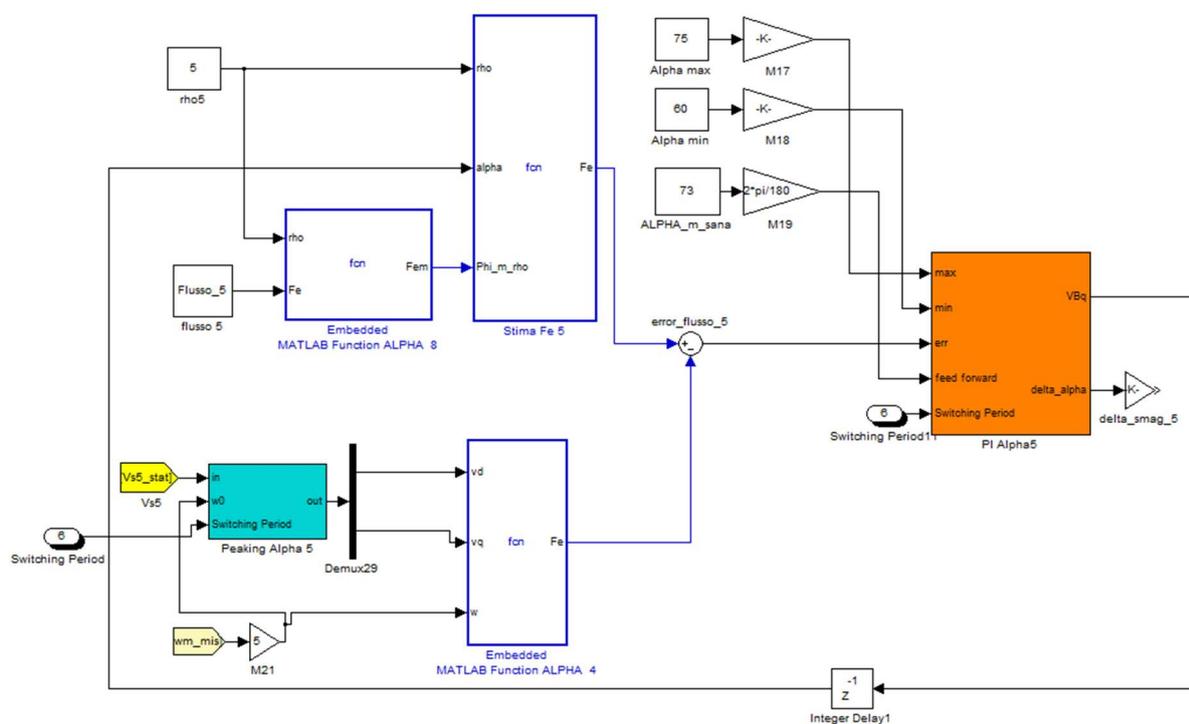


Figura 3-13 Schema della tecnica diagnostica utilizzata durante le prove sperimentali.

Un'ulteriore differenza rispetto allo schema a blocchi in simulazione è rappresentata dal *Peaking*, blocco che permette di isolare una determinata frequenza del generico segnale che ha in ingresso. Nel caso attuale si è deciso di sfruttarlo mettendo in ingresso direttamente la tensione ottenuta da tutto lo spazio 5, nel riferimento statorico, e isolare la quinta armonica. Così si è sicuri di considerare tutto il contenuto armonico di quinta, perché se ci si limitava a implementare l'uscita del PI di corrente si rischiava di considerare solo parte del contributo, che poteva essere prodotto anche da altri regolatori ad altre frequenze.

Per quanto riguarda la tecnica in sé, bisogna inserire il valore del flusso di quinta armonica, misurato precedentemente, che permette di calcolare il valore di  $\varphi_{M5}$  e quindi il valore di flusso teorico. A quest'ultimo va sottratto il valore di flusso attuale della macchina per far si di calcolare l'errore e, tramite il regolatore, di conseguenza capire di quanto differiscono le ampiezze dei magneti. Si è implementata la possibilità di modificare online il flusso misurato per tarare la tecnica di controllo. Quest'ultima va tarata poiché il valore di  $\varphi_{M5}$  calcolato difficilmente sarà quello veritiero che, nel caso della macchina sana restituisce un delta uguale a zero. Quindi si procede a modificare il flusso (entro dei valori limite dati dall'errore di misura) fino a quando non si ottiene un valore di delta nullo. In questo modo la macchina sana restituirà sicuro un delta nullo e nel caso di guasto si ottiene il valore di smagnetizzazione.

### 3.3.3 Sistema di modulazione

Il modello, rappresentato in arancio in Figura 3-8, risulta avere la stessa base di quello implementato nel sottosistema Inverter in simulazione, ma presenta notevoli differenze. La prima è anche la più scontata, poiché si tratta dell'implementazione dei blocchi dSpace: come descritto in precedenza, l'invio dei duty cycle all'hardware è reso possibile dai blocchi DS1104SL\_DSP\_PWM3 e DS1104SL\_DSP\_PWM, come è possibile vedere in Figura 3-14. Questi elementi prevedono in ingresso anche il segnale di avviamento/interruzione dell'esecuzione della modulazione.

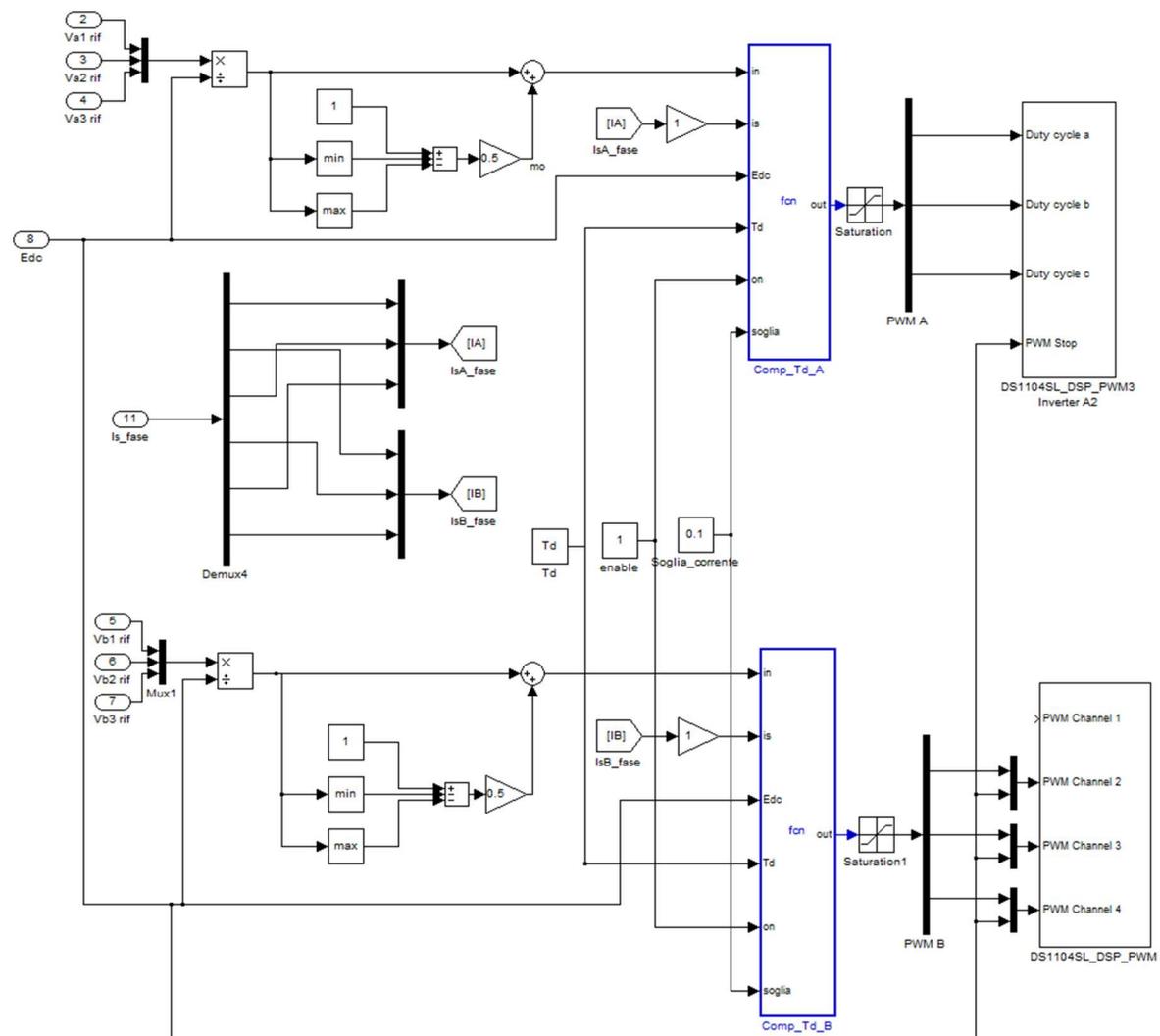


Figura 3-14 Schema di generazione delle modulanti, con compensazione dei tempi morti e cadute sui componenti.

La seconda differenza, più sostanziale dal punto di vista teorico, riguarda la generazione delle modulanti, poiché si è implementata la compensazione sia dei tempi morti che della caduta sui componenti. Si è deciso di aggiungerle per avere una precisione la più alta possibile, in quanto il sistema è molto sensibile trattando con grandezze molto piccole. Si sono introdotte le compensazioni tramite un blocco function, in azzurro in Figura 3-14,

rispettivamente per entrambe le terne. Inoltre c'è la possibilità di abilitare le compensazioni o addirittura di modificare i parametri, come la soglia e il valore tempo morto  $T_d$ , direttamente in tempo reale tramite ControlDesk.

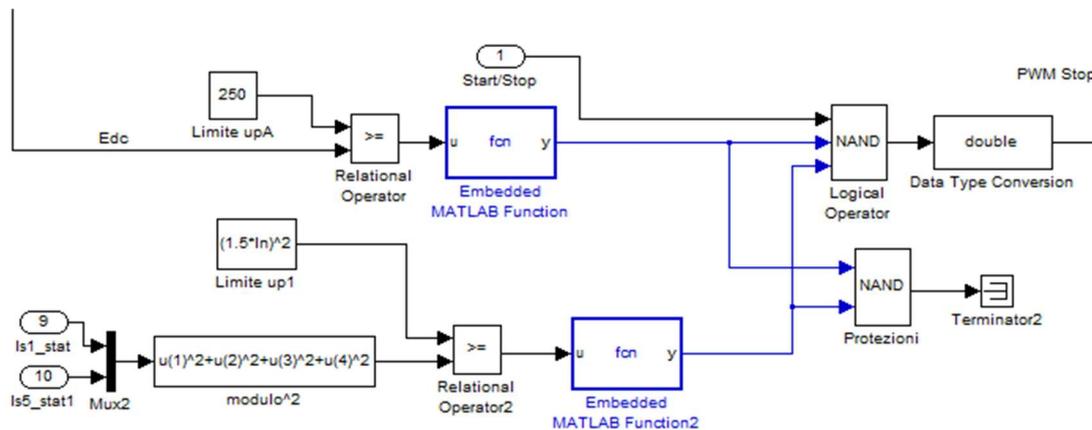


Figura 3-15 Schema di calcolo dei parametri di sicurezza.

In questo blocco è stato inserito anche il calcolo dei parametri di sicurezza in quanto possono essere inseriti come comando di stop in ingresso ai blocchi PWM. Come si vede dalla rete logica mostrata in Figura 3-15, la modulazione si ferma al verificarsi di una o più delle seguenti possibilità:

- la tensione del bus DC supera i 250V;
- il valore della corrente storica supera del 50% il suo valore nominale;
- l'utente interrompe l'esperimento attraverso ControlDesk.

## 3.4 Esperimento in ControlDesk

In questo paragrafo sono riportate le immagini dei layout che sono stati creati all'interno dell'esperimento di ControlDesk utilizzato durante le prove in laboratorio. In particolare, per una maggiore chiarezza, ne sono stati creati tre:

- Comando e taratura regolatori.
- Visualizzazione e acquisizione delle grandezze.
- Tecnica diagnostica.

In Figura 3-16 è rappresentato il primo layout che comprende degli strumenti di comando e tutti i grafici, con le relative grandezze, che descrivono i regolatori PI. Per il controllo sono presenti i pulsanti di avvio e di interruzione dell'esperimento, la casella per l'impostazione della velocità di riferimento, quelle necessarie per visualizzare la tensione del bus DC e l'intervento delle protezioni software. Per quanto riguarda i PI è possibile attivarli o disattivarli, modificare tutti i guadagni per ottenere la giusta taratura e osservare le loro grandezze caratteristiche. In figura sono rappresentati solo i regolatori per la fondamentale e l'undicesima, per questione di spazio i restanti non sono stati raffigurati ma presentano lo stesso schema.

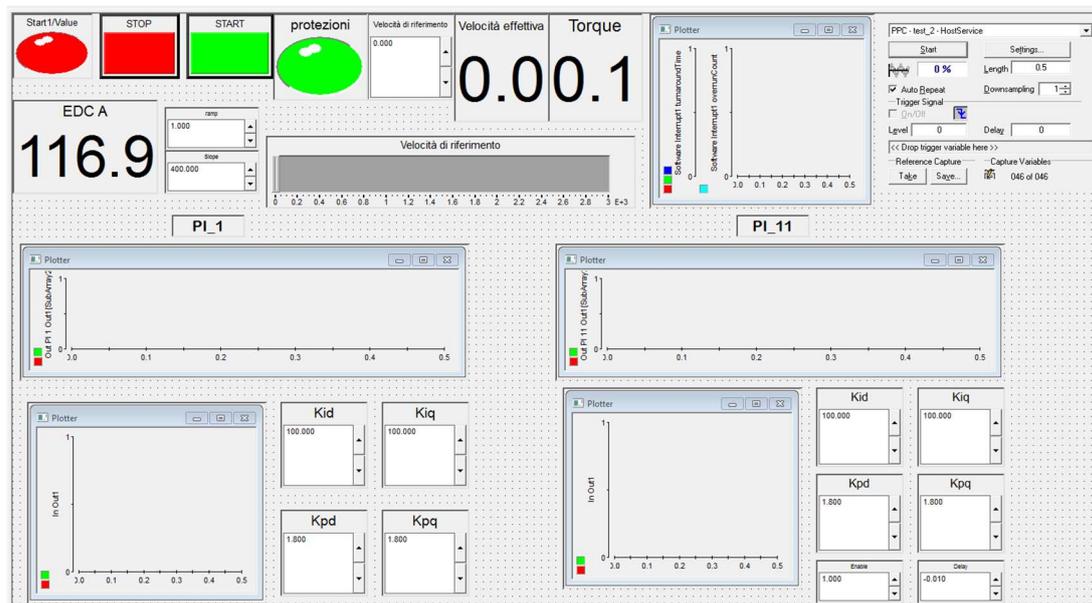


Figura 3-16 Layout 1: controllo della macchina e visualizzazione e taratura dei regolatori PI.

Per quanto riguarda la Figura 3-17 di può vedere il secondo layout che è stato realizzato, quest'ultimo più concentrato sulle grandezze tensione e corrente e sulla loro acquisizione. In rosso, infatti, nella parte alta, sono presenti quattro finestre che vanno a selezionare la grandezza di interesse che la dSpace invia in uscita. In questo particolare caso le grandezze

## Prototipazione rapida e banco prova

vengono lette dai quattro canali dall'oscilloscopio e di conseguenza acquisite come immagini e dati.



Figura 3-17 Layout 2: in rosso sono indicate le caselle per selezionare le grandezze in uscita; i restanti grafici rappresentano tutte le grandezze significative.

Nella parte appena sottostante ai blocchi per l'acquisizione sono presenti tutti i grafici raffiguranti tensioni e correnti, sia di fase che vettori di spazio. In questo modo è facile da monitorare il funzionamento della macchina durante i test.

Il terzo e ultimo layout, rappresentato in Figura 3-18, è dedicato alla tecnica diagnostica. In particolare, è possibile modificare il valore di flusso in ingresso in modo da tarare il sistema e allo stesso modo andare a variare i valori alpha, rispettivamente le grandezze limite e il valore di progetto. Inoltre, si è notato durante le prove che la compensazione dei tempi morti e le cadute sui componenti incidevano sulla riuscita della tecnica e quindi si è implementato il controllo nello stesso layout.

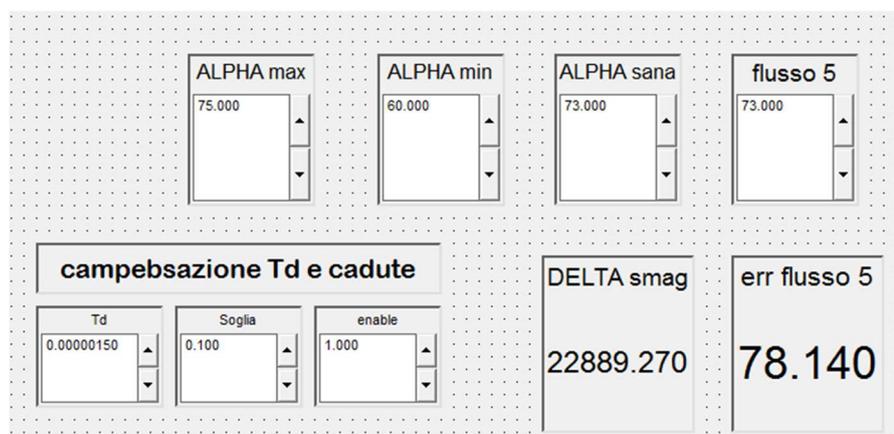


Figura 3-18 Layout 3: possibilità di modificare la compensazione dei tempi morti e delle cadute; display della tecnica diagnostica e controllo delle grandezze fondamentali.

### 3.5 Descrizione del banco prova

Il banco prova utilizzato durante le prove sperimentali è schematizzato, in modo del tutto generale, nello schema a blocchi mostrato in Figura 3-19. Esso è caratterizzato da le seguenti sezioni principali

- Il sistema di interfacciamento tra la dSPACE e l'hardware; in particolare la scheda 'DS1104' viene controllata tramite il PC con il software ControlDesk che comunica con l'esterno tramite il pannello connettore 'CP1104', il quale si occupa dell'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, dell'acquisizione delle grandezze di interesse dal banco e eventualmente dell'invio di quest'ultime all'oscilloscopio.
- L'azionamento vero e proprio, che prevede l'alimentazione da rete poi trasformata attraverso l'ausilio di un variac e di un ponte raddrizzatore, e i due inverte trifase.
- Una macchina in corrente continua calettata allo stesso albero della macchina Brushless attraverso un torsionometro, la quale funge da carico o eventualmente da motore per trascinare la macchina sotto test.

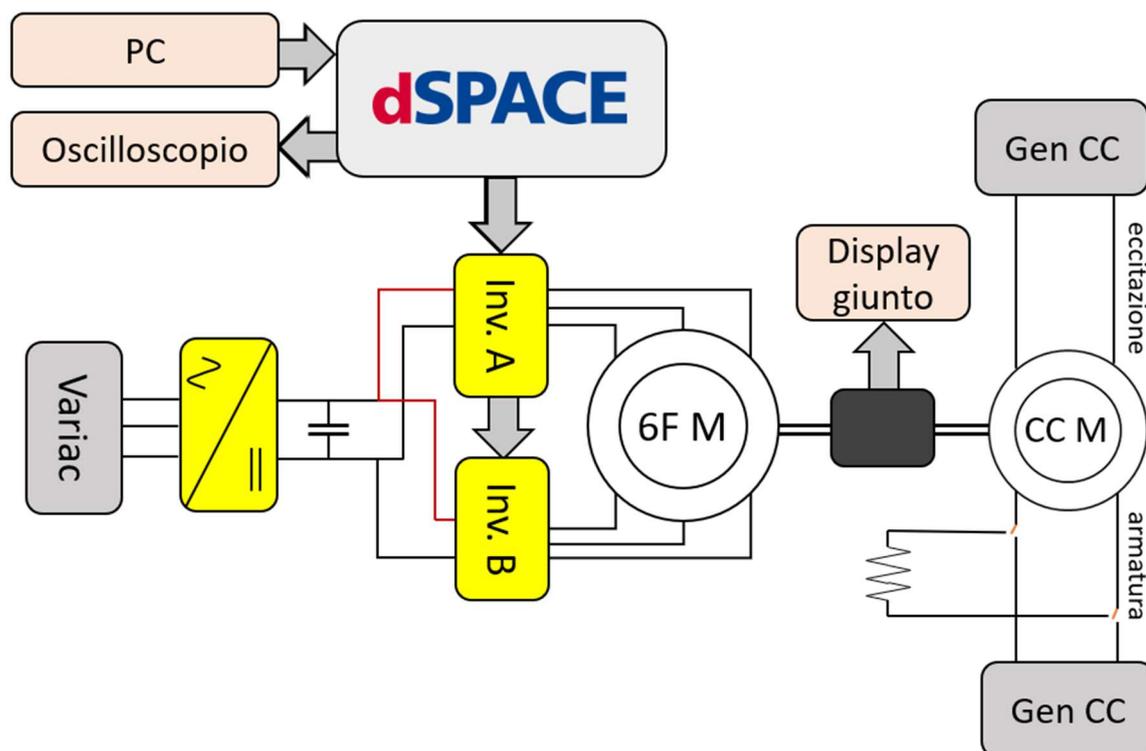
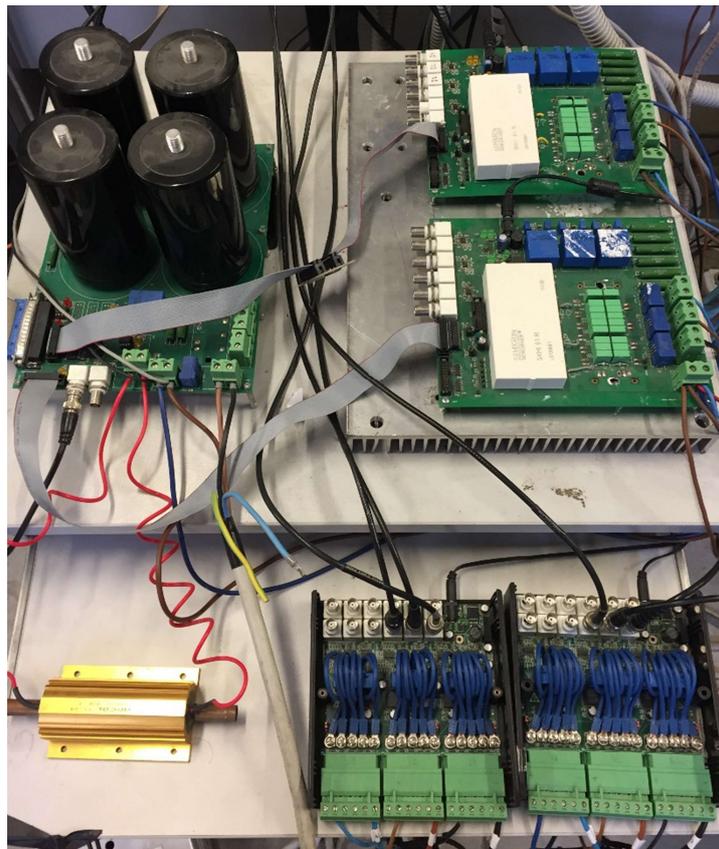
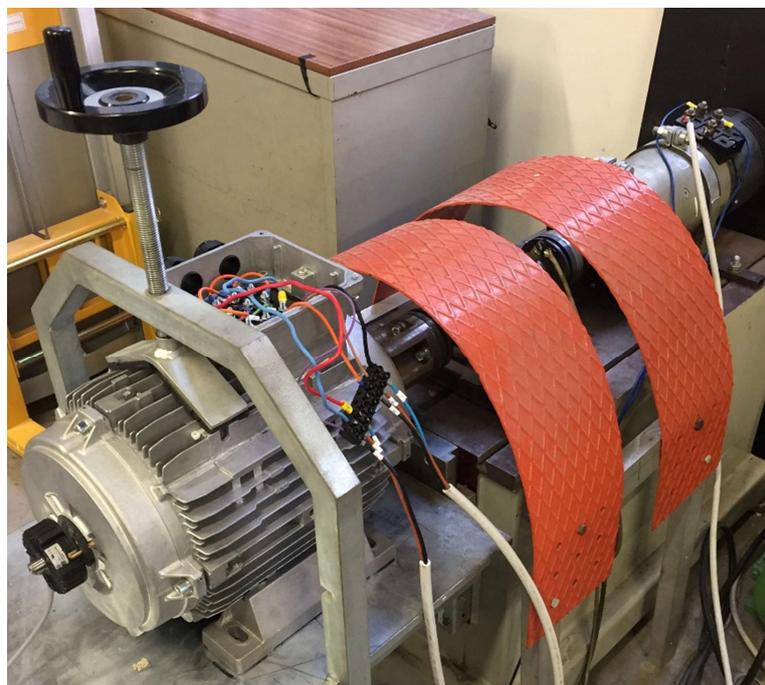


Figura 3-19 Schema a blocchi generico del banco prova utilizzato durante le prove sperimentali..

In Figura 3-20 e Figura 3-21 vengono rappresentati per chiarezza rispettivamente secondo e terzo gruppo. Di seguito si procede a descrivere singolarmente questi tre macro-gruppi, invece la descrizione accurata delle macchine brushless utilizzate per i test viene presentata nel paragrafo successivo.



*Figura 3-20 Bus-dc e ramo di frenatura, inverter, sonde di corrente.*



*Figura 3-21 Macchina brushless sotto test calettata alla macchina in cc.*

### 3.5.1 Sistema di interfaccia tra dSPACE e banco

Come già accennato precedentemente per interfacciare la parte hardware del banco alla scheda dSPACE 'DS1104' è indispensabile il pannello connettore 'CP1104', mostrato in Figura 3-2. Quest'ultimo permette l'invio dei segnali di modulazione degli inverter, ma anche l'acquisizione delle grandezze e il successivo invio di esse all'oscilloscopio. I connettori utilizzati per tale finalità sono gli ADC, i DAC e il connettore Slave I/O PWM.

Oltre a questo elemento, per acquisire le sei correnti di fase e per rendere tali segnali compatibili con il sistema dSPACE, sono state realizzate appositamente due schede di acquisizione, mostrate in Figura 3-22, in particolare quella a destra gestisce le tre correnti della terna A e di conseguenza quella a sinistra le 3 correnti della terna B. Entrambe le schede sono alimentate tramite un'alimentazione ausiliaria da 15 V.

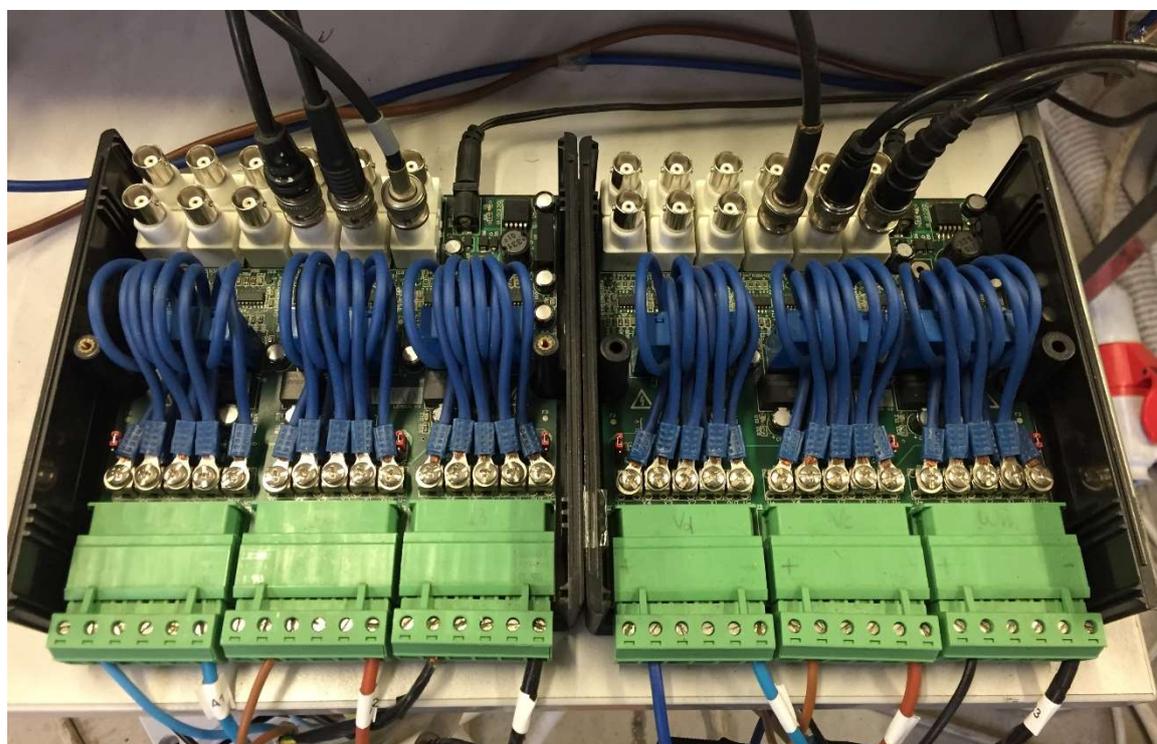


Figura 3-22 Schede di acquisizione delle 6 correnti di fase.

Si può notare che vi sono vari ingressi dove poter inserire le correnti, ciascuno di questi moltiplica la corrente misurata per un fattore. La moltiplicazione avviene grazie ai ripetuti avvolgimenti all'interno dell'anello amperometrico, in base all'ingresso si decide da quale "spira" partire e quindi il relativo fattore moltiplicativo. Si fa ciò per migliorare la sensibilità dello strumento, chiaramente bisogna tener conto dell'incremento della misura al momento dell'elaborazione dei dati.

## Prototipazione rapida e banco prova

Altra grandezza misurata e importata tramite al dSpace è la tensione di bus dc. Quest'ultima, come la corrente, viene acquisita tramite un connettore BNC solo che questa volta direttamente dalla scheda dove sono implementati anche i condensatori del bus dc, immagine riportata nel paragrafo successivo.

Nella Figura 3-23, invece, è rappresentata la postazione di controllo che è essenzialmente costituita dalla workstation sulla quale è stato installato il software ControlDesk. Ad essa è stata associata anche la strumentazione di controllo e di acquisizione delle grandezze di interesse, come l'oscilloscopio sulla sinistra.



Figura 3-23 Postazione di controllo.

### 3.5.2 Hardware dell'azionamento

L'inverter è alimentato tramite la rete elettrica del laboratorio. Naturalmente sorge la necessita di controllare la tensione di alimentazione e quindi è stato inserito un variac, come viene raffigurato in Figura 3-24.

Regolata la tensione sorge quindi la necessità di raddrizzarla per poi alimentare il bus DC, lo si fa appunto con un ponte raddrizzatore, mostrato in Figura 3-25.



Figura 3-24 Variac di alimentazione. Vista esterna (sinistra) e vista interna (destra).

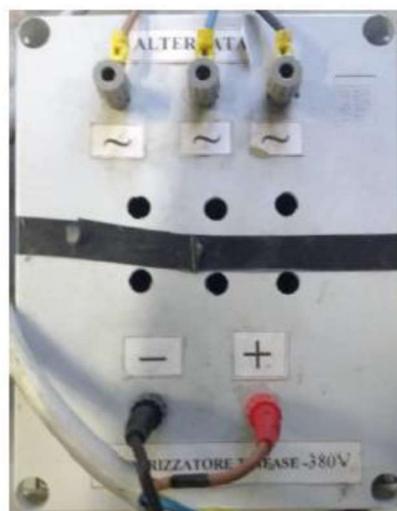


Figura 3-25 Ponte raddrizzatore trifase tra variac e bus DC.

Per garantire un adeguato livello di sicurezza durante lo svolgimento delle prove sono presenti 2 interruttori magneto-termici, posizionati rispettivamente tra la rete e il variac, e tra il variac e l'inverter principale. In Figura 3-26 è mostrato il quadro generale dove sono inserite tre protezioni di sicurezza. Ve ne sono tre e non due poiché vi è un'ulteriore protezione che non è stata utilizzata ed è quella tra l'inverter e il motore.

Si è deciso di non implementarla in quanto si poteva inserire solo tra un inverter e la macchina e questo poteva portare uno squilibrio tra le due terne. Si è presa questa precauzione siccome la macchina presenta un'impedenza molto bassa e quindi anche un interruttore magneto-termico posto solo su 3 fasi rischiava di squilibrarle.

## Prototipazione rapida e banco prova



Figura 3-26 Quadro generale con i tre interruttori: protezione motore, protezione variac, sezionatore inverter.

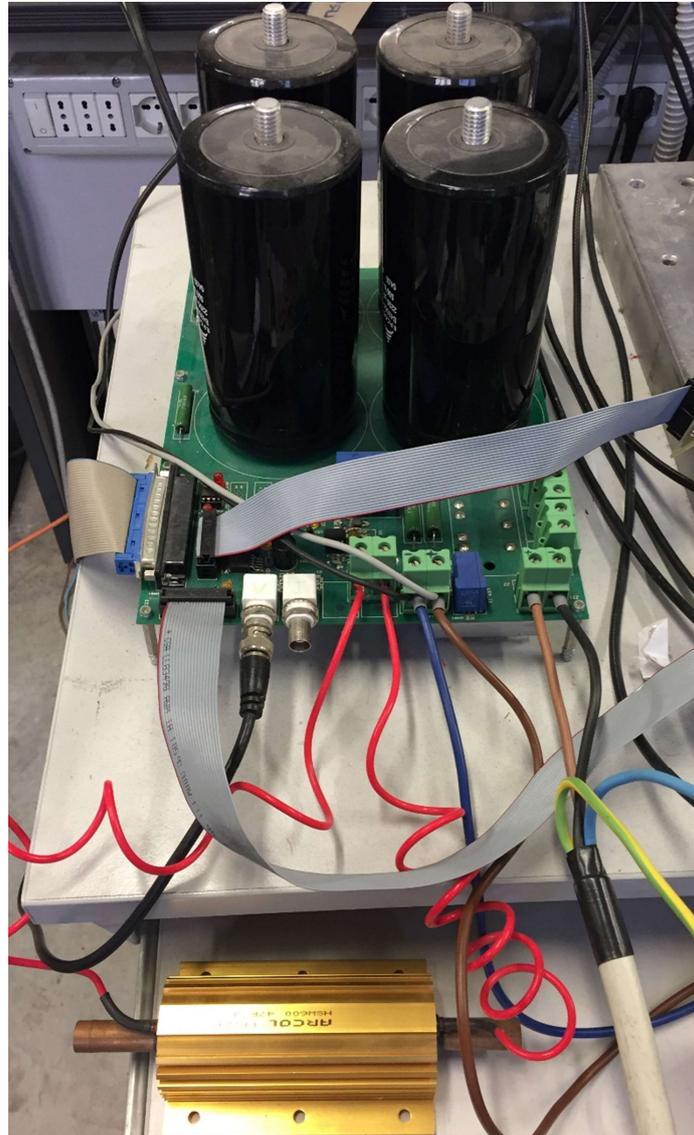
I due inverter sono formalmente identici e in principio costituivano un unico back-to-back, e per l'occasione sono stati separati, come mostrato in Figura 3-27. Essi possono essere controllati sia tramite un microprocessore che da un sistema dSpace, in particolare sono costituiti da: circuito di potenza, driver, sistema di alimentazione, interfaccia di comando e circuito di acquisizione delle misure. I componenti elettronici dell'inverter sono alimentati tramite alimentazione ausiliaria ad una tensione di 15V.

In Figura 3-28 è mostrata la scheda hardware che comprende il banco di condensatori elettrolitici che costituiscono il bus DC e alimentano gli inverter. La scheda prevede un'interfaccia di comando e le morsettiere adibite alla misura delle grandezze elettriche di interesse, come la tensione del bus DC. Il banco di condensatori è composto da quattro unità di capacità pari a 2,2 mF. In parallelo ad essi sono presenti resistenze da 10k $\Omega$  che hanno il compito di velocizzare la fase di scarica.



Figura 3-27 Inverter A (destra), Inverter B (sinistra)

Questa scheda riceve le informazioni relative alla commutazione dei due inverter direttamente dalla dSpace e provvede a inviare i relativi dati a ciascun inverter. Naturalmente anche questa scheda è alimentata a 15V da una sorgente esterna. Inoltre, la resistenza dorata visibile in basso in figura rappresenta il ramo di frenatura.



*Figura 3-28 Scheda hardware e bus DC e ramo di frenatura.*

Come detto precedentemente l'inverter A ha tutti i segnali di modulazione a disposizione, mentre il B, per mancanza di connettori nella porta Slave I/O tra dSPACE e scheda hardware, non genera i segnali negati. Quindi si è deciso di attribuire la generazione di quest'ultimi a una scheda hardware realizzata apposta, come si vede dalla Figura 3-29.

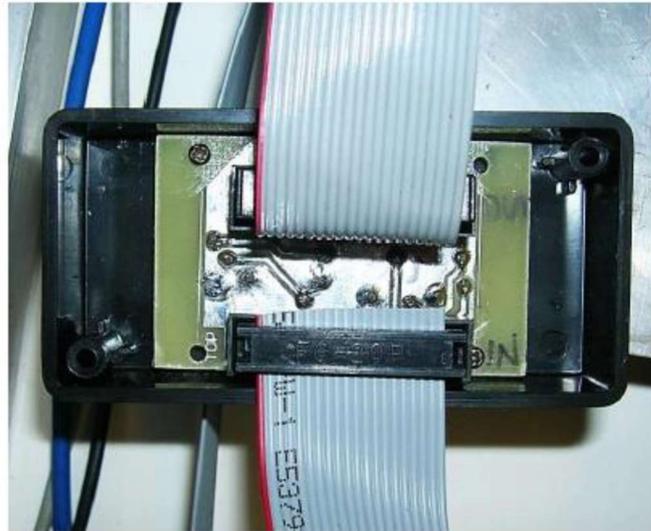


Figura 3-29 Scheda di generazione dei segnali negati delle modulanti dell'inverter B.

### 3.5.3 Macchina in corrente continua

Per condurre al meglio i vari test di diagnostica e caratterizzazione sulla macchina è stato necessario avere sia un carico frenante sia un motore che trascinasse la macchina Brushless da testare. Questo è stato fatto tramite una macchina a corrente continua con l'albero direttamente calettato all'albero della macchina Brushless tramite un giunto meccanico. La macchina in corrente continua è rappresentata in Figura 3-30.



Figura 3-30 Macchina in corrente continua usata durante i test.

L'alimentazione avviene tramite due alimentatori in corrente continua, in particolare si ha a disposizione uno da (100V-0.33A) e l'altro da (30V-10A), rispettivamente per alimentare armatura e eccitazione della macchina.

Per utilizzare la macchina in corrente continua come freno si è collegata l'armatura a delle resistenze. E per variare la coppia resistente si andava a modificare l'eccitazione direttamente dal generatore.

### 3.6 Macchina Brushless

Per eseguire i test e verificare al meglio la tecnica diagnostica di smagnetizzazione si ha a disposizione una coppia di motori brushless a sei fasi completamente identici a parte per l'arco del magnete. In accordo con la teoria descritta nel Capitolo 1 un arco di magnete ridotto in lunghezza può modellizzare una smagnetizzazione da sovracorrente. Qui di seguito viene riportata la Tabella 3-5 che riassume tutti i dati costruttivi comuni alle macchine.

Tabella 3-5 Dati costruttivi relativi alle due macchine Brushless, in arancio chiaro gli unici dati differenti tra le due macchine.

Dati statore	
Numero di cave	48
Raggio interno statore	75 mm
Raggio esterno statore	120 mm
Corona statorica	21.7 mm
Spessore dente	5.05 mm
Apertura di cava	2.5 mm
Altezza colletto	0.7 mm
Altezza colletto superiore	1.1 mm
Raggio raccordo inferiore	0.6 mm
Raggio di raccordo superiore	0.65 mm
Dati rotore	
Traferro	7 mm
Traferro meno altezza magnete	2 mm
Raggio interno rotore	45.5 mm
Raggio esterno rotore	68 mm
Corona rotorica	22.5 mm
Angolo di smussatura del magnete	0.7 mm
Spessore del magnete	5 mm
Avvolgimento	
Numero di poli	4
Resistenza di fase	0.36 $\Omega$
Conduttori per cava	20
Raccorciamento	1 cava
Lunghezza attiva macchina	70 mm
Magneti	
Disposizione	superficiali
Arco del magnete sano	73° meccanici
Arco del magnete guasto	65° meccanici
Magnetizzazione	Parallela

In rosso viene descritta l'unica grandezza differente tra le macchine, la lunghezza del magnete.

Per completezza in Figura 3-31 e Figura 3-32 vengono riportati rispettivamente gli screen del lamierino della macchina sana (quindi con arco del magnete di  $73^\circ$ ) e della macchina guasta (arco del magnete di  $65^\circ$ ). Queste immagini sono state prese dal programma ad elementi finiti FEMM, il quale è stato utilizzato per numerose simulazioni delle due macchine. Il risultato delle simulazioni verrà riportato nel capito seguente.

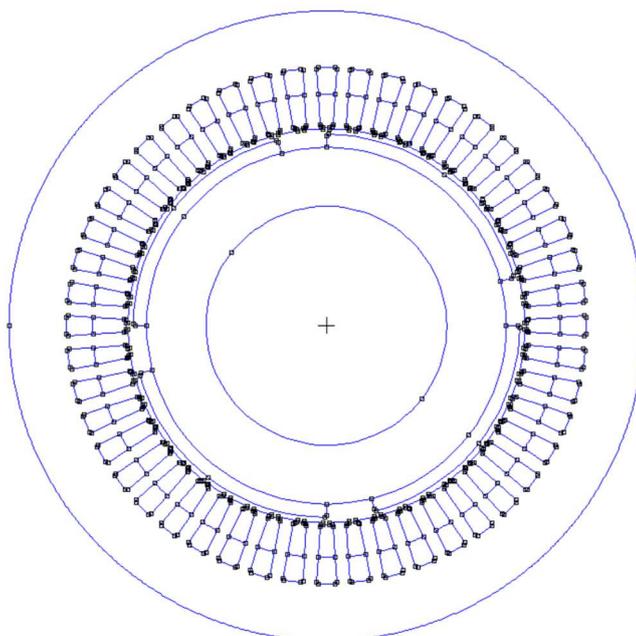


Figura 3-31 Lamierino rappresentante macchina sana ( $73^\circ$  di magnete), realizzato tramite il programma ad elementi finiti FEMM.

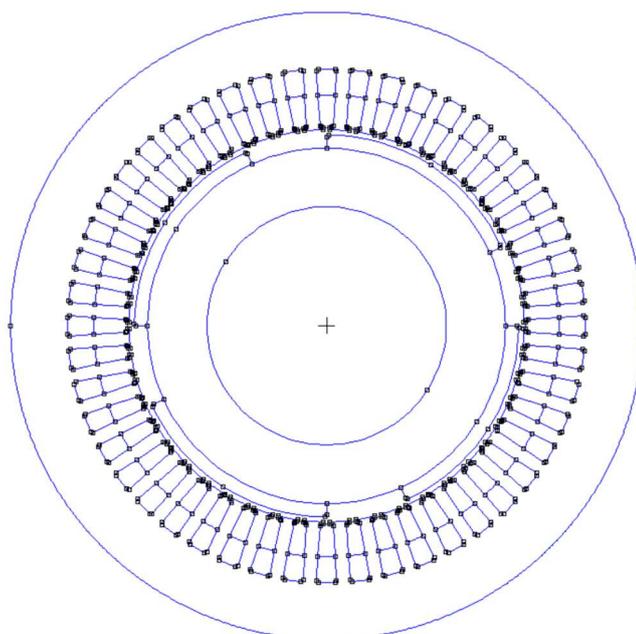


Figura 3-32 Lamierino rappresentante macchina guasta ( $65^\circ$  di magnete), realizzato tramite il programma ad elementi finiti FEMM.

Le due macchine hanno una morsettiera identica tra loro, dove è possibile accedere ad ogni capo delle singole fasi. Si è chiaramente deciso di collegare le fasi sempre a stella e, in particolar modo, di dividere i due centri stella ciascuna terna, in modo da non far circolare la componente omopolare.

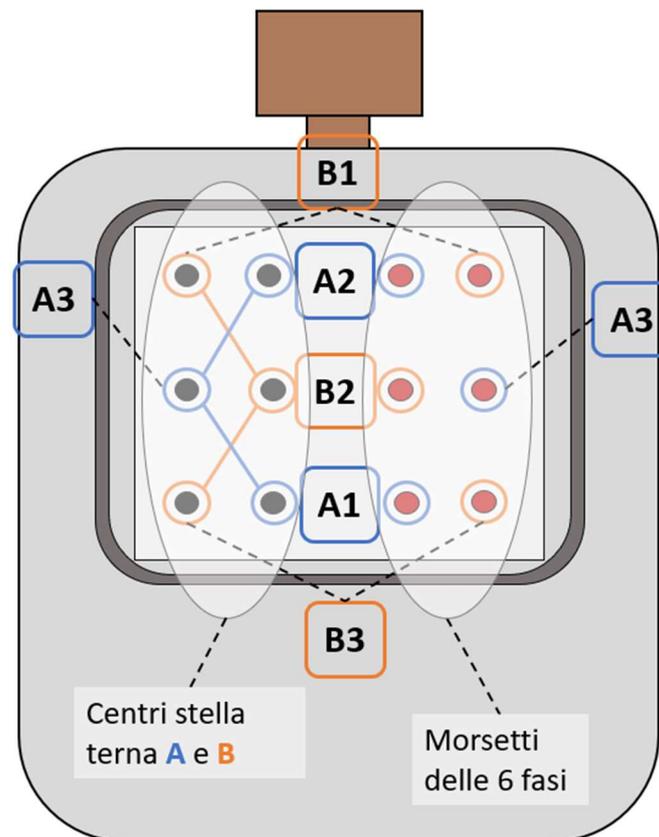
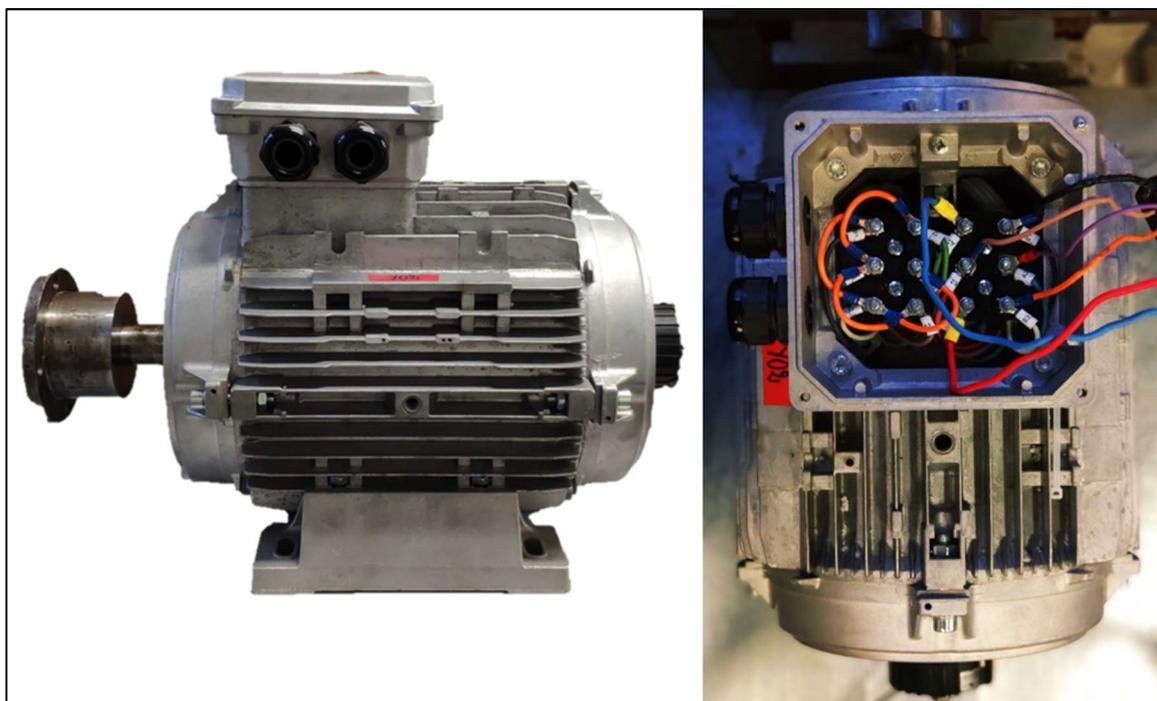


Figura 3-33 Morsettiera della macchina brushless a sei fasi, con collegamento a stella e in particolare centri separati.

In Figura 3-33 viene schematizzata la morsettiera delle macchine, in particolare in blu è rappresentata la terna A, mentre in arancio la B. Invece in Figura 3-34 è possibile vedere rappresentato il motore che è considerato guasto, dall'esterno completamente identico a quello sano, per questo motivo ne viene rappresentato solo uno. In particolare sulla destra è raffigurato un particolare della morsettiera mentre a sinistra vi è il lato del motore.



*Figura 3-34 Motore Brushless a sei fasi, visione esterna e particolare della morsettiera.*



## 4 Caratterizzazione della macchina e prove sperimentali

### 4.1 Premessa

Per le prove sperimentali si hanno a disposizione due macchine brushless gemelle a meno dell'ampiezza del magnete che in un caso è di  $73^\circ$ , rappresentante la macchina sana, e nell'altro è di  $65^\circ$ , appunto con un arco inferiore per rappresentare la macchina guasta. Nel corso del capitolo ci si riferirà alle due macchine appunto con *guasta* e *sana*. Quest'ultime presentano magneti con una magnetizzazione parallela quindi i modelli matematici usati nel corso del capitolo fanno chiaramente riferimento a questo caso, comprendendo anche le tecniche diagnostiche.

Prima di eseguire le prove sperimentali bisogna avere tutte le caratteristiche delle macchine in esame. In questo caso specifico si conosceva poco di quest'ultime, e quindi si sono eseguiti una serie di test per ottenere una caratterizzazione completa di tutte le grandezze. Qui di seguito viene riportato un elenco delle prove per una maggiore chiarezza:

- Determinazione delle fasi;
- Misura della resistenza di fase;
- Calcolo dell'induttanza sincrona di spazio 1 e 5;
- Verifica dell'ampiezza dei magneti tramite simulazioni;

## Caratterizzazione e prove sperimentali

Caratterizzate le macchine le prove sperimentali che sono state eseguite sono relativamente semplici e comprendono:

- Fem indotte;
- Correnti di fase e rispettivi vettori di spazio;
- Tensioni di fase e rispettivi vettori di spazio;
- Prove a regime;
- Prove in transitorio;

Le prove a regime e in transitorio principalmente vengono eseguite per testare la tecnica diagnostica. In pratica è stata implementata solo quella che sfrutta il PI, in quanto Taylor restituisce un risultato molto simile ma con una più scarsa precisione.

## 4.2 Determinazione delle fasi e calcolo della resistenza

Prima di tutto, in quanto non si conosceva la struttura della morsettiera, con un semplice tester si è provveduto a determinare i capi dei singoli avvolgimenti. A questo punto per identificare le fasi e attribuirle agli avvolgimenti, si è portata in rotazione la macchina, trascinandola grazie alla macchina in corrente continua a cui è calettata, e sono state acquisite tramite uno oscilloscopio le fem indotte su ogni avvolgimento.

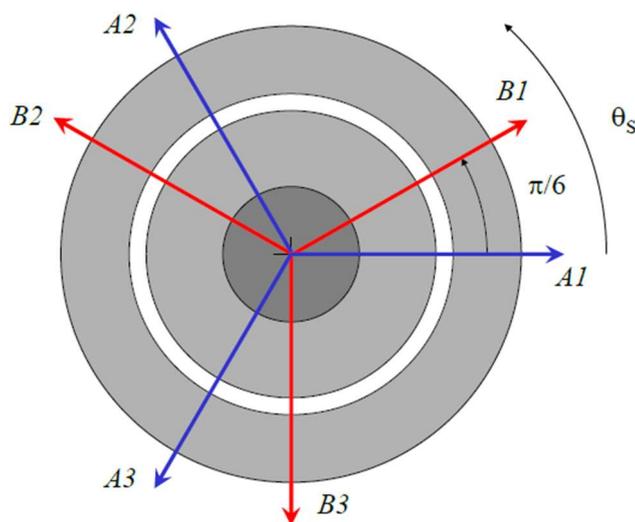


Figura 4-1 Posizione dei sei assi magnetici.

Conoscendo in linea teorica l'ordine delle fasi e di quanto dovevano essere sfasate, dopo una serie di tentativi si è arrivati all'identificazione corretta. In particolare, ogni terna deve avere le proprie fasi sfasate di  $120^\circ$  elettrici e con ordine A1-A2-A3, B1-B2-B3, presupponendo che il verso di rotazione sia concorde con quello teorico, e soprattutto le due terne devono essere sfasate di  $30^\circ$  gradi elettrici, come gli assi magnetici in Figura 4-1.

Un problema che è stato riscontrato riguarda il ridotto numero di canali dell'oscilloscopio (solo 4), e avendo 6 variabili date dalle fasi, non è semplice comprendere a pieno il problema. Quindi si sono rappresentate solo 4 grandezze, in particolare le fem ottenute per le singole terne sono rappresentate in Figura 4-2, chiaramente il risultato è equivalente per entrambe le terne. Invece in Figura 4-3 è rappresentata la terna A, insieme a una singola fase della B, dove si può notare il giusto sfasamento che quest'ultima ha in avanti.

Tenendo conto di queste caratteristiche e visualizzando sull'oscilloscopio le varie fasi, come nelle figure Figura 4-2 e Figura 4-3, si è giunta alla corretta caratterizzazione della macchina, attribuendo a ogni morsetto la giusta fase.

Naturalmente è stata eseguita la stessa prova sulla macchina con il magnete raccorciato per verificare che l'avvolgimento sia stato eseguito allo stesso modo.

## Caratterizzazione e prove sperimentali

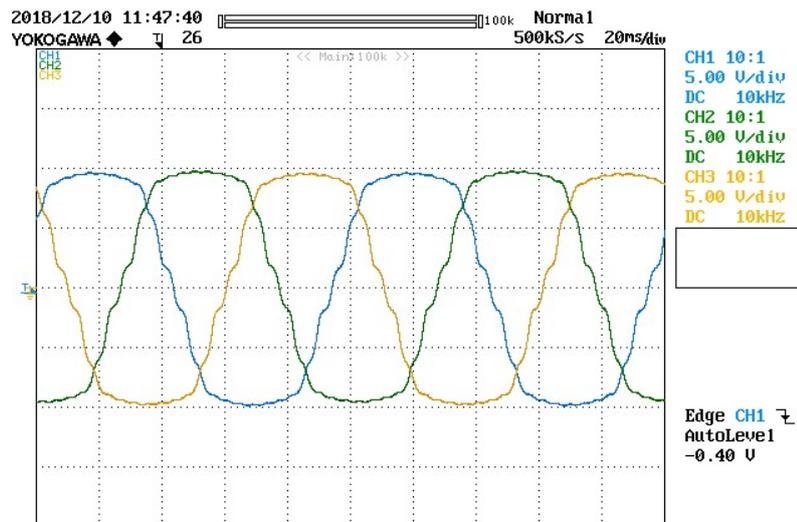


Figura 4-2 Fem indotte di una singola terna della macchina sana A1(CH1)-A2(CH2)-A3(CH3), prova eseguita a 300rpm; le grandezze sono 10V/div.

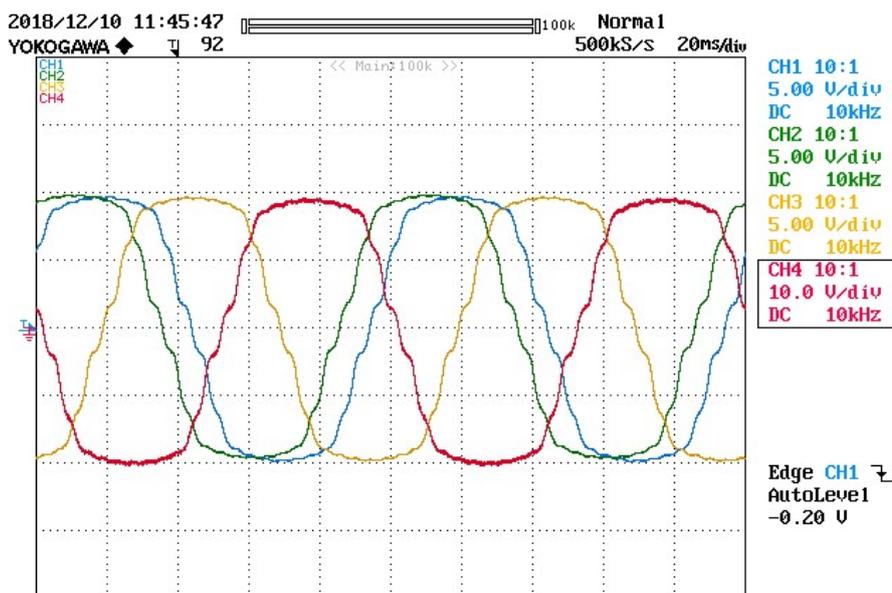


Figura 4-3 Fem di una terna (CH1 CH2 CH3), piú una fase della seconda terna (CH4); macchina sana; tutti canali sono a 10V/div.

Per determinare la resistenza di fase si è semplicemente collegato un impedenziometro (Figura 4-4) ai capi del relativo avvolgimento, andando a determinare appunto il valore della resistenza.

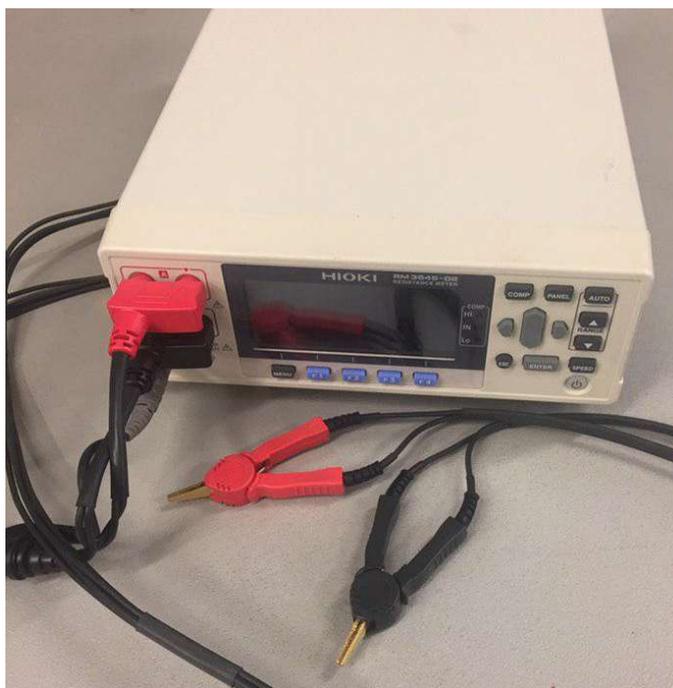


Figura 4-4 Impedenziometro HIOKI.

Di seguito viene rappresentata la Tabella 4-1 con tutti i valori trovati di resistenza di fase, per entrambe le macchine. Si può notare che, per ciascuna fase della singola macchina, si è trovato lo stesso valore, invece c'è una lieve differenza (meno di  $0.02 \Omega$ ) se si guardano le medie delle rispettive macchine, attribuibile a una lieve differenza costruttiva.

Tabella 4-1 Valori di resistenza di fase per la macchina sana e guasta.

Macchina sana ( $\alpha_m = 73^\circ$ )		Macchina guasta $\alpha_m = 65^\circ$	
Fase	Valore di R [ $\Omega$ ]	Fase	Valore di R [ $\Omega$ ]
A1	0.3627	A1	0.3486
B1	0.3625	B1	0.3476
A2	0.3625	A2	0.3496
B2	0.363	B2	0.3445
A3	0.3613	A3	0.3483
B3	0.3662	B3	0.349
<b>Media</b>	<b>0.3630</b>	<b>Media</b>	<b>0.3479</b>

### 4.3 Calcolo dell'induttanza sincrona

Modellizzando il sistema tramite i vettori di spazio c'è la necessità di determinare il valore delle resistenze di fase (misurate nel paragrafo precedente) ma soprattutto dell'induttanze sincrone. Ottengo  $L_{s1}$  e  $L_{s5}$  non è così facile, in quanto non si è trovata nessuna tecnica applicabile off line, poiché sono grandezze che dipendono da molti contributi e quindi c'è la necessità di trovare un metodo che isoli le grandezze. Si è dovuti ricorrere appunto all'implementazione on line, in particolare sfruttando la potenza attiva.

Si riporta prima il metodo per la determinazione di  $L_{s1}$ , e subito di seguito per  $L_{s5}$ .

Ci si pone in un riferimento sincrono con il rotore (trasformata Park) l'equazione vettoriale di spazio 1 di una macchina brushless è la (4.1).

$$\bar{V}_{s1} = R_s \bar{i}_{s1} + \frac{d\bar{\varphi}_{s1}}{dt} + j\omega \bar{\varphi}_{s1} \quad (4.1)$$

Andando a sostituire il valore del flusso  $\bar{\varphi}_{s1}$ , che vale (4.2), si ottiene l'equazione vettoriale (4.3).

$$\bar{\varphi}_{s1} = L_s \bar{i}_{s1} + \bar{\varphi}_e \quad (4.2)$$

$$\bar{V}_{s1} = R_s \bar{i}_{s1} + L_s \frac{d\bar{i}_{s1}}{dt} + \frac{d\bar{\varphi}_e}{dt} + j\omega L_{s1} \bar{i}_{s1} + j\omega \bar{\varphi}_e \quad (4.3)$$

Chiaramente il contributo  $L_s \frac{d\bar{i}_{s1}}{dt} + \frac{d\bar{\varphi}_e}{dt}$  è uguale a zero, in quanto si va a considerare una situazione di regime e quindi  $\bar{i}_{s1}$  non varia, invece  $\bar{\varphi}_e$  è sempre costante.

Dalla teoria è noto che la potenza reattiva è esprimibile tramite la (4.4).

$$Q_1 = \frac{6}{3} \bar{V}_{s1} \cdot j \bar{i}_{s1} \quad (4.4)$$

Andando a sostituire la (4.3) nella (4.4), si ottiene la (4.5).

$$Q_1 = 3 [R_s \bar{i}_{s1} \cdot j \bar{i}_{s1} + j\omega L_{s1} \bar{i}_{s1} \cdot j \bar{i}_{s1} + j\omega \bar{\varphi}_e \cdot j \bar{i}_{s1}] \quad (4.5)$$

Il contributo  $(R_s \bar{i}_{s1} \cdot j \bar{i}_{s1})$  è chiaramente nullo in quanto si esegue un prodotto scalare tra due vettori in quadratura. Per lo stesso motivo la quantità  $(j\omega \bar{\varphi}_e \cdot j \bar{i}_{s1})$  è zero, poiché la corrente di asse d è nulla, essendo in orientamento di campo, e  $i_q$  si trova in quadratura rispetto al flusso di eccitazione. Quindi l'unico contributo che si ottiene è dato dalla (4.6), che può essere facilmente scritta come nella (4.7).

$$Q_1 = 3\omega jL_{S1} \bar{i}_{S1} \cdot j \bar{i}_{S1} \quad (4.6)$$

$$Q_1 = 3\omega L_{S1} |\bar{i}_{S1}|^2 \quad (4.7)$$

Invertendo la (4.7) per determinare  $L_{S1}$  e sostituendo la (4.4) si ottiene la (4.8).

$$L_{S1} = \frac{\bar{V}_{S1} \cdot j \bar{i}_{S1}}{\omega |\bar{i}_{S1}|^2} \quad (4.8)$$

La (4.8) è l'equazione fondamentale per determinare l'induttanza sincrona di spazio 1. Chiaramente è stata implementata nel file Simulink collegato alla dSPACE che controlla la macchina, come mostrato in Figura 4-5.

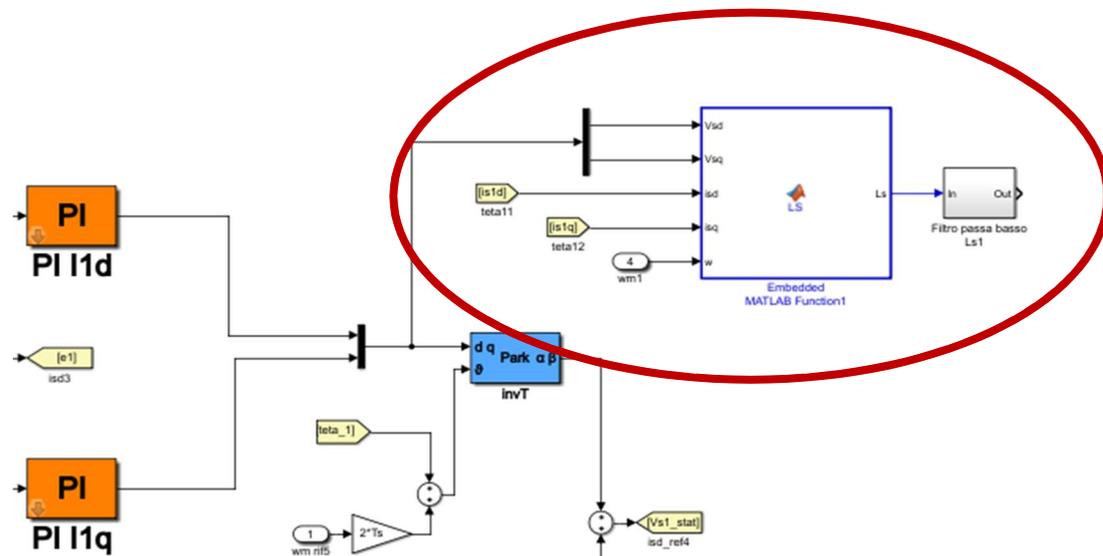


Figura 4-5 Implementazione dell'algoritmo per la determinazione di  $L_{S1}$ .

All'interno della *function* si svolgono i calcoli della (4.8), mentre è stato posto un filtro in uscita in modo da ottenere un valore costante di  $L_{S1}$ , poiché si ottenevano delle oscillazioni che non permettevano una lettura chiara. Il valore è stato letto tramite ControlDesk che appunto permette in real-time di osservare le grandezze all'interno dello schema Simulink, in particolare è stato ottenuto un  $L_{S1} = 0.0072 H$ .

Ottenuto il valore per lo spazio 1 si procede a determinare  $L_{S5}$ . Chiaramente per la determinazione di questa grandezza si va a sfruttare lo spazio 5 e in particolare lo stesso metodo descritto per  $L_{S1}$ , solo che qui si dovrà iniettare un'armonica di asse q poiché il riferimento standard è normalmente posto a zero. Questo procedimento può essere fatto sia con la quinta che con la settima armonica e chiaramente deve restituire lo stesso valore di  $L_{S5}$ . Per una maggiore affidabilità si sono implementati entrambi i metodi, si procede a descrivere prima quello con la quinta poi con la settima.

L'equazione di partenza, come già detto, è la (4.8) solo per la quinta armonica si ottiene la (4.9).

$$L_{s5} = \frac{\bar{V}_{s5} \cdot j\bar{i}_{s5}}{5 \omega |\bar{i}_{s5}|^2} \quad (4.9)$$

Iniettando il contributo armonico tramite  $i_{sq5}$ , si produce una corrente di fase notevolmente distorta, come si può vedere rappresentato in Figura 4-7. Invece in Figura 4-6 si può apprezzare lo schema a blocchi realizzato per implementare la (4.9).

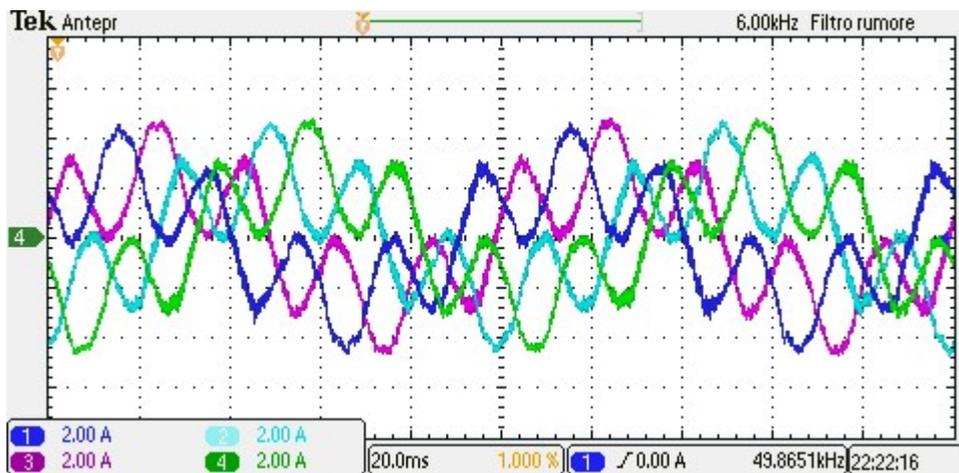


Figura 4-7 Correnti di fase con l'iniezione della quinta armonica per determinare  $L_{s5}$ ;  $iA1(CH1)$ - $iA2(CH2)$ - $iB1(CH3)$ - $iB2(CH4)$ ; per tutti i canali si hanno 2A/div.

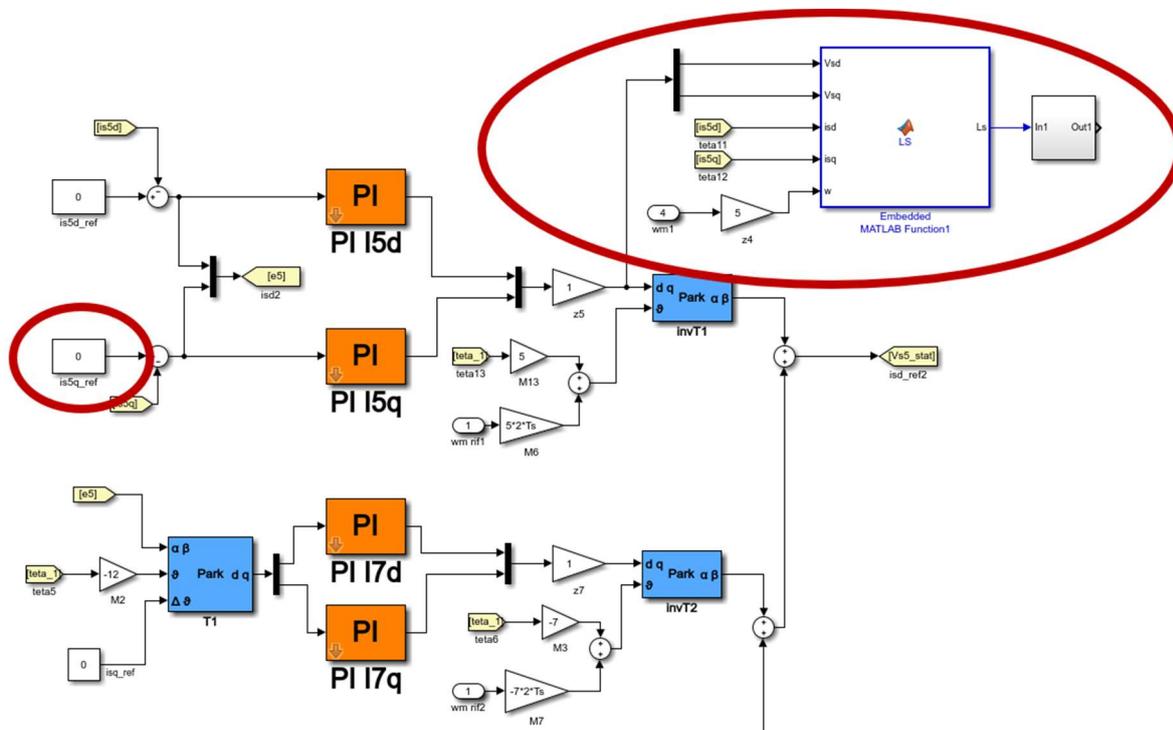


Figura 4-6 Schema per determinare  $L_{s5}$  tramite la quinta armonica; a sinistra vi è il blocco per l'inserimento dell'armonica di quinta, invece a destra vi è l'algoritmo che determina  $L_{s5}$ .

Il valore di riferimento della corrente  $i_{sq5ref}$  inizialmente è posto a zero, ma durante la prova, è stato modificato live dal ControlDesk, in modo da poter provare più valori e verificare la non influenza su  $L_{S5}$ . Il valore che è stato calcolato è di  $L_{S5} = 0.00074 H$ .

Analogamente è stato implementato lo stesso algoritmo risolutivo ma sulla settima armonica. L'unica differenza, rispetto al caso precedente, è che si è andati a controllare lo spazio 5 direttamente con la settima, come mostrato in Figura 4-8. Il discorso del riferimento è analogo a quello fatto per la quinta armonica e chiaramente il valore di  $L_{S5}$  calcolato è coincidente al precedente. Dalla Figura 4-9 si può apprezzare la distorsione introdotta dall'iniezione della settima armonica nelle correnti di fase.

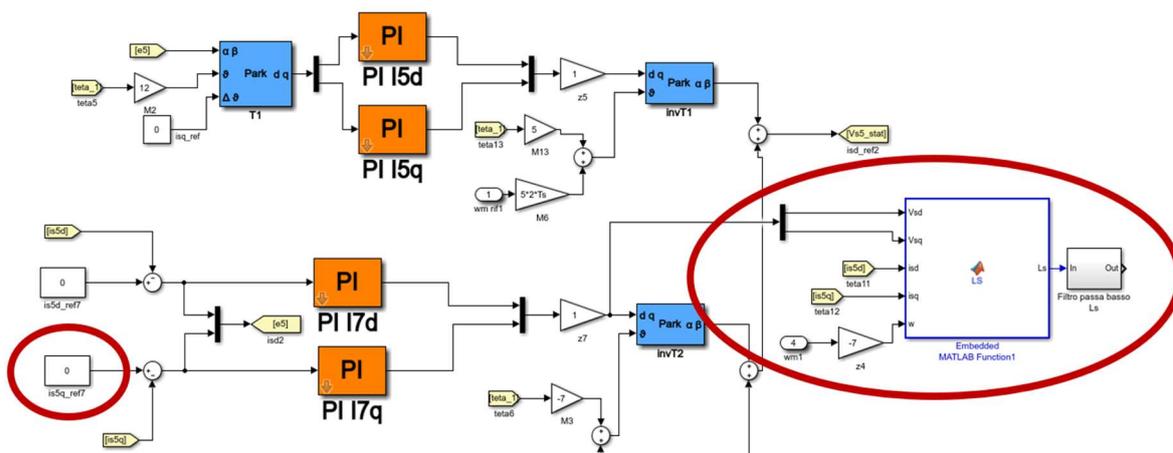


Figura 4-8 Schema per determinare  $L_{S5}$  tramite la settima armonica; a sinistra vi è il blocco per l'inserimento dell'armonica di settima, invece a destra vi è l'algoritmo che determina  $L_{S5}$ .

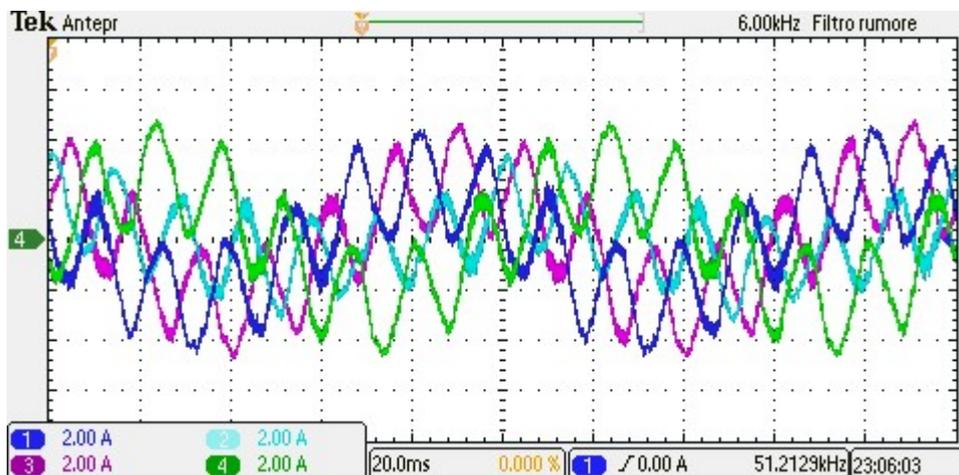


Figura 4-9 Correnti di fase con l'iniezione della quinta armonica per determinare  $L_{S5}$ ;  $iA1(CH1)$ - $iA2(CH2)$ - $iB1(CH3)$ - $iB2(CH4)$ .

Volendo si potrebbe implementare con la stessa logica anche il calcolo dell'induttanza sincrona con la diciannovesima armonica, introducendo un'ulteriore verifica. In questo caso si è ritenuto superfluo.

## 4.4 Misura della fem indotta

Elemento fondamentale per caratterizzare la macchina è appunto la fem indotta. Verrà utilizzata per verificare la lunghezza dell'arco  $\alpha_m$ , ma soprattutto per la diagnostica. Infatti, studiare il suo contenuto armonico, permette già di estrarre molte informazioni sul magnete.

Per misurare le fem chiaramente bisogna prime generarle, e per far ciò si è trascinato il rotore tramite la macchina a corrente continua a cui è calettato. La misura in sé viene eseguita da sonde di tensione, come quella in Figura 4-10, che restituiscono un ventesimo del valore misurato. Invece per quanto riguarda l'acquisizione, la situazione è più complessa poiché, se si vuole utilizzare l'oscilloscopio, si ha sempre il problema di poter acquisire da 4 canali, quando invece le grandezze sono sei. Chiaramente non è possibile prendere due tensioni di fase per ogni terna in quanto la somma delle tre fem non è zero e quindi è impossibile determinare la mancante. Per ovviare a questo si è pensato di acquisire direttamente due tensioni concatenate, rispettivamente per ciascuna terna, e calcolare la terza per differenza, in quanto la loro somma è zero e poi riportare tutto a grandezze di fase. Oppure si è pensato di usare il trigger dello strumento, che permette di prendere come riferimento una tensione e acquisire in due tempi tutte le altre, usando quest'ultima come riferimento per ottenere un risultato sincrono.



Figura 4-10 Sonda di tensione con scala 1/20.

Sono stati implementati entrambi i metodi, riscontrando una lieve differenza. Si può dire però che usare le grandezze concatenate permette di ottenere un risultato più preciso in quanto si possono acquisire un numero molto elevato di periodi, fondamentale in un'analisi del contenuto armonico. Mentre triggerando le grandezze di fase si riescono a prendere solo due periodi a causa della limitazione dello strumento. Per questo motivo si è dato più peso ai risultati ottenuti con le tensioni concatenate poi riportate a grandezze di fase.

Infine, si sono calcolate le fem anche con un terzo metodo, meno ingegnoso rispetto ai precedenti, ma sicuramente più funzionale. Si sono acquisite tutte e sei le grandezze di fase mediante sei sonde di tensione direttamente collegate ai canali di ingresso della dSpace. Quest'ultima ha la possibilità di salvare un elevato numero di campioni per ciascun canale

in alta frequenza e con un'ottima precisione. Per queste motivazioni quest'ultimo metodo è il più attendibile, i quali dati sono stati utilizzati per le prove successive.

Per completezza e paragone vengono riportate le immagini acquisite tramite i 4 canali dell'oscilloscopio. In particolare quelle ottenute misurando le fem di fase la macchina sana sono state precedentemente riportate in Figura 4-2 e Figura 4-3, invece per quanto riguarda la macchina guasta la fem è rappresentata nella Figura 4-11. In quest'ultima è rappresentata interamente la terna A e solamente B1 della seconda. È possibile identificare queste grandezze in quanto si nota che A1 è in anticipo rispetto a B1 di  $30^\circ$  elettrici.

Si può osservare, confrontando le forme d'onda delle fem ottenute dalle due macchine, che in quella guasta si ha una distorsione al passaggio dello zero che non è presente in quella sana. Quest'ultima è imputabile alla riduzione del magnete che quindi aumenta l'arco tra un magnete e l'altro creando questa distorsione.

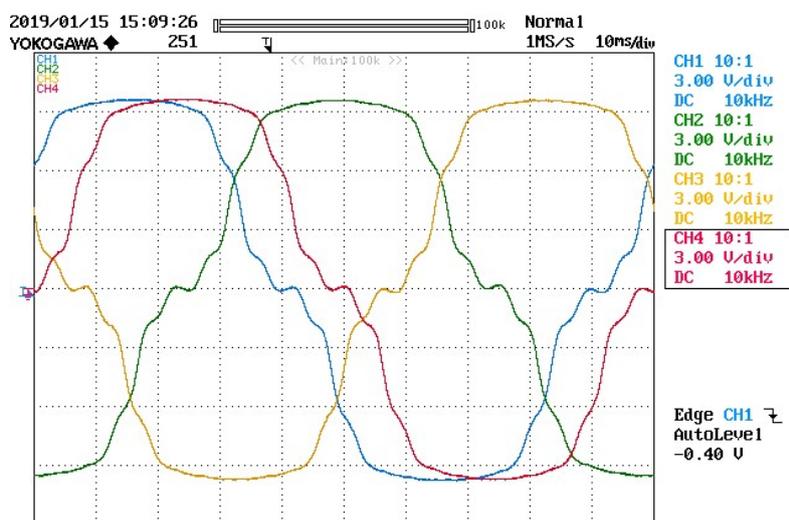


Figura 4-11 Fem terna A (CH1 CH2 CH3), più B1 della terna B (CH1); prova eseguita a 150rpm; macchina guasta; tutti canali sono a 3V/div.

Invece per quanto riguarda l'analisi del contenuto armonico, essendo molto sensibile, si farà fede ai dati più attendibili, cioè ai risultati delle fem calcolate mediante tensione concatenata, e a quelli acquisiti con la dSpace (non vengono riportati i dati con fem triggerata appunto poiché poco affidabili). Infatti, qui di seguito, verranno riportati tutti i dati relativi a entrambe queste misurazioni, tramite l'analisi dei relativi vettori di spazio 1 e 5, chiaramente sia per macchina sana che guasta. È fondamentale ricordare che ogni spazio andrà a mappare determinate armoniche, in particolare lo spazio 1 ha la  $1^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $23^\circ$  e  $25^\circ$ , mentre lo spazio 5 ha  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $17^\circ$  e  $19^\circ$ . Sono state considerate le armoniche fino alle  $25^\circ$  poiché considerare un ordine armonico superiore sarebbe superfluo.

## Caratterizzazione e prove sperimentali

- Contenuto armonico delle fem indotte nella macchina sana ( $\alpha_m = 73^\circ$  mecc) da tensione concatenata a 150 rpm.

Si riporta per completezza il luogo dei punti e il contenuto armonico delle fem acquisite tramite tensione concatenata anche se successivamente verrà fatta fede all'acquisizione tramite dSapce (fatta direttamente delle 6 fasi con maggiore precisione). Considerare un secondo metodo è sempre utile per un discorso di affidabilità e eventuale confronto di risultati.

In questo caso vengono acquisiti campioni per più di 100 periodi, tramite sonde di tensione collegate all'oscilloscopio, per poi implementare tutti questi dati in matlab, dove si è utilizzato uno script che provvedesse a calcolare prima la trasformata, rispettivamente per lo spazio uno e cinque, per poi calcolarne il suo contenuto armonico. Si è eseguito solo per i due spazi fondamentali escludendo il terzo. In Figura 4-13 viene rappresentato il risultato dell'analisi in matlab, sia il luogo dei punti che un grafico logaritmico rappresentante il contenuto armonico dello spazio 1. In particolare, per il primo si ottiene correttamente una circonferenza di cui si possono apprezzare delle irregolarità date dal forte contenuto armonico in  $23^\circ$  e  $25^\circ$  armonica dovuto allo slotting. Quest'ultimo contributo si mappa in questo ordine armonico poiché si hanno 48 cave e 2 poli, quindi in un periodo si presentano 24 ripetizioni, e non essendoci le armoniche pari, questo effetto si riflette sulla  $23^\circ$  e  $24^\circ$ . Per il resto delle armoniche sono state trovate, come ci si aspettava,  $11^\circ$  e  $13^\circ$  con un'intensità abbastanza abbattuta (in particolare si vedrà che l'avvolgimento ha una forte incidenza su questi ordini armonici). L'unico risultato anomalo è stato riscontrato nel trovare un contributo sia positivo che negativo della terza armonica, comunque di valore molto piccolo. Questo risultato è attribuibile a errori di misura e disturbi.

Invece in Figura 4-12 viene rappresentato il luogo dei punti e il contenuto armonico dello spazio 5. Si nota subito che la figura ottenuta è fortemente diversa da quella di spazio 1. Questa struttura è imputabile al forte contenuto armonico diverso dalla fondamentale, soprattutto di quinta e settima, che porta alla creazione di queste particolari forme. Inoltre, il risultato che subito colpisce, è che vi sia una sostanziosa settima e diciannovesima armonica, mentre la quinta è notevolmente ridotta. Quest'ultima, come si analizzerà meglio in seguito, viene notevolmente abbattuta dall'ampiezza del magnete, che di conseguenza lascia più spazio alla settima. Invece la diciannovesima è così presente poiché l'avvolgimento è stato progettato per abbattere la 11 e 13, e in più non viene neanche abbattuta dal magnete. I confronti con i vari fattori di avvolgimento e raccorciamento si faranno nel paragrafo successivo. Anche qui ci sono delle piccole anomalie che si mappano nella fondamentale e di nuovo della terza armonica.

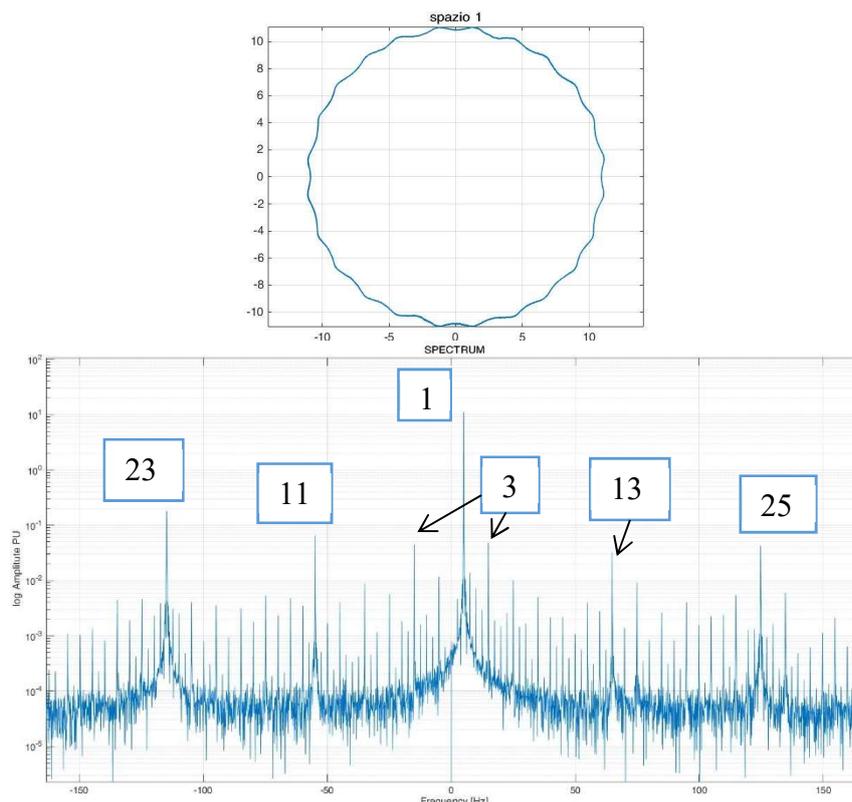


Figura 4-13 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 1 delle fem indotte a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina sana.

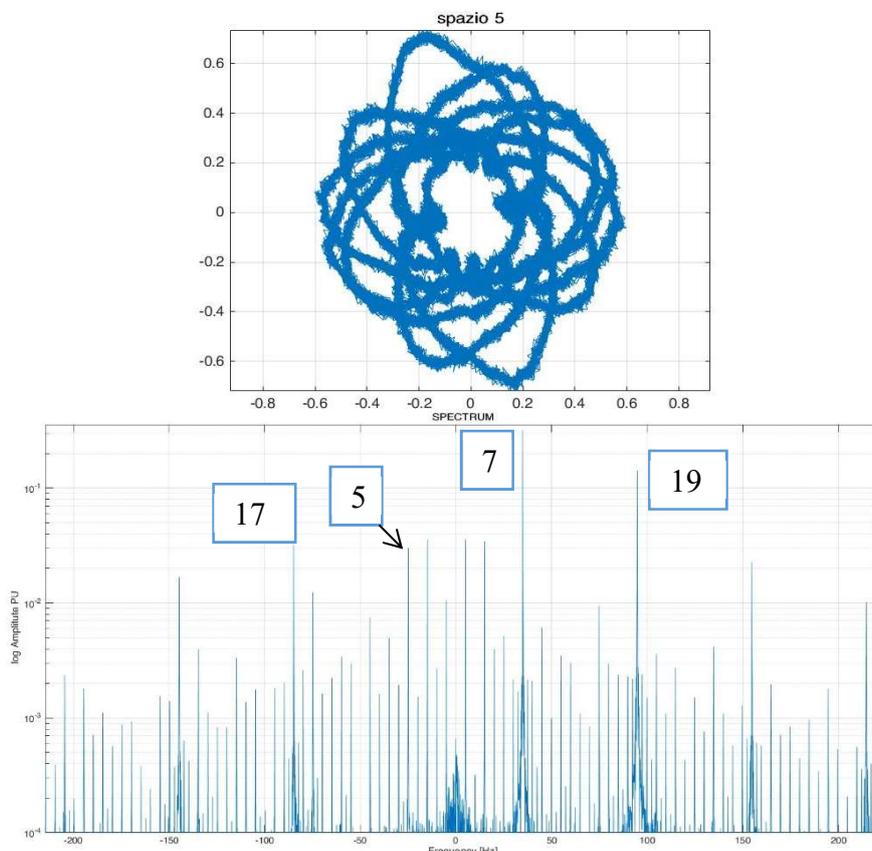


Figura 4-12 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 5 delle fem indotte a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina sana.

## Caratterizzazione e prove sperimentali

Tabella 4-2 Contenuto armonico delle fem indotte prese dalle tensioni concatenate (100 periodi); prova effettuata a 150rpm sulla macchina sana; tutte le grandezze sono in Volt e le caselle colorate rappresentano le armoniche proprie di quello spazio.

Ar	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
S1	11.04	0.045	0	0	0	0.066	0.032	0	0	0	0	0.17	0.043
S5	0.035	0.035	0.031	0.32	0	0	0	0	0.032	0.14	0	0	0

Nella Tabella 4-2 vengono riportate tutte le armoniche fino alla 25° analizzate in Figura 4-13 e Figura 4-12, per rendere il risultato più leggibile rispetto a un grafico logaritmico. In particolare, vengono evidenziate le armoniche appartenenti ai relativi spazi.

- Contenuto armonico delle fem indotte sulla macchina guasta ( $\alpha_m = 65^\circ$  mecc) da tensione concatenata a 150 rpm.

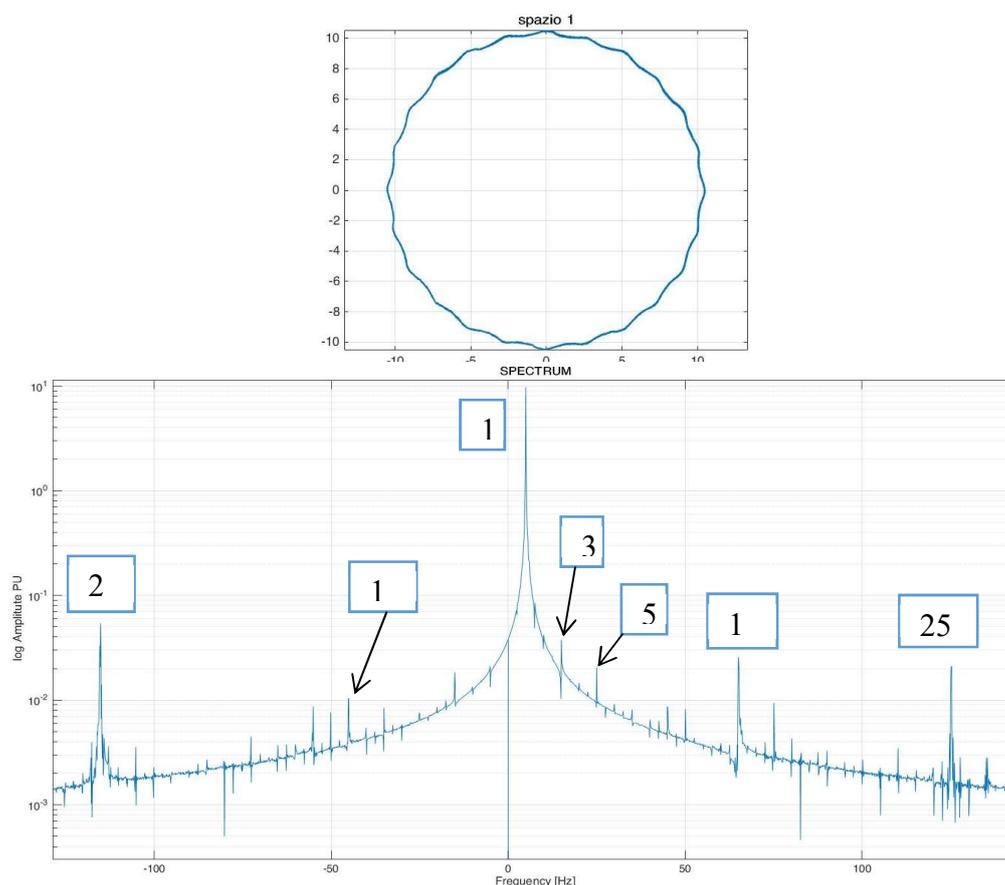


Figura 4-14 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 1 delle fem indotte a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina guasta.

In Figura 4-14 e Figura 4-15, come nel caso precedente, vengono riportati i luoghi dei punti e gli spettri degli spazi 1 e 5. Bisogna tener conto che le macchine sono identiche e l'unica cosa che cambia tra i due casi appunto è la lunghezza del magnete che simula un guasto per

smagnetizzazione. Per quanto riguarda la fondamentale, come ci si poteva aspettare, risulta leggermente abbattuta rispetto alla macchina sana, in quanto togliendo una porzione di magnete il flusso chiaramente è più debole. Invece un elemento che aumenta è la quinta armonica poiché il nuovo  $\alpha_m$  non l'abbatte, ma si concentra maggiormente sull'undicesima, che infatti risulta più abbattuta. Questa importante variazione nel contenuto armonico porta a un cambiamento non indifferente nel luogo dei punti, che si trova aumentato in ampiezza (macchina sana 0.65, macchina guasta 1.5), ma anche in geometria, acquisendo delle forme più squadrate. Sono anche presenti dei disturbi che si manifestano nella fondamentale e terza, armoniche che chiaramente non dovrebbero mapparsi in questo spazio. Nella Tabella 4-3 vengono riportati i contenuti armonici della macchina guasta, per una maggiore chiarezza e leggibilità.

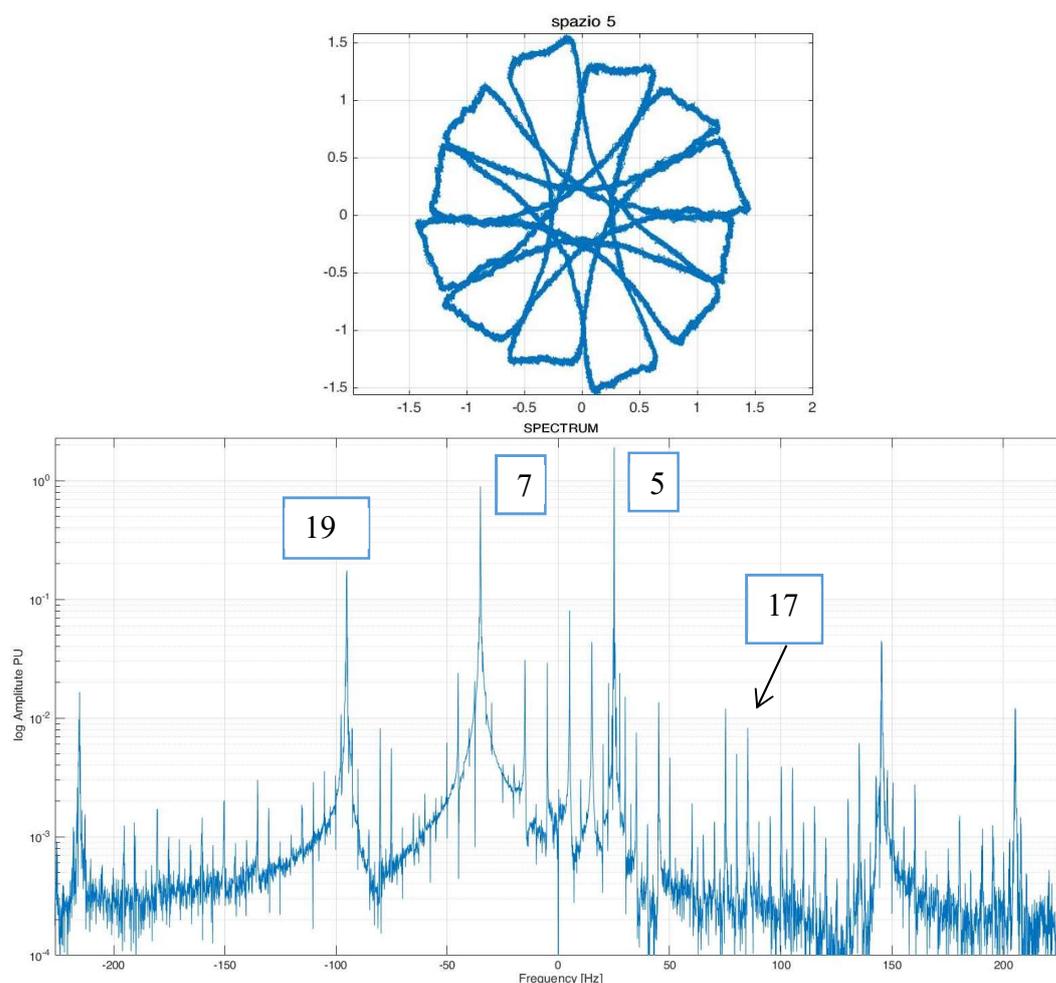


Figura 4-15 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 5 delle fem indotte a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina guasta.

Tabella 4-3 Contenuto armonico delle fem indotte prese dalle tensioni concatenate (100 periodi); prova effettuata a 150rpm sulla macchina guasta; tutte le grandezze sono in Volt e le caselle colorate rappresentano le armoniche proprie di quello spazio.

Ar	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
S1	9.736	0.038	0.02	0	0	0.009	0.026	0	0	0	0	0.046	0.02
S5	0.04	0.022	0.96	0.45	0	0.084	0	0	0.001	0.11	0	0	0

## Caratterizzazione e prove sperimentali

- Fem indotte acquisite con la dSPACE sulla macchina sana.

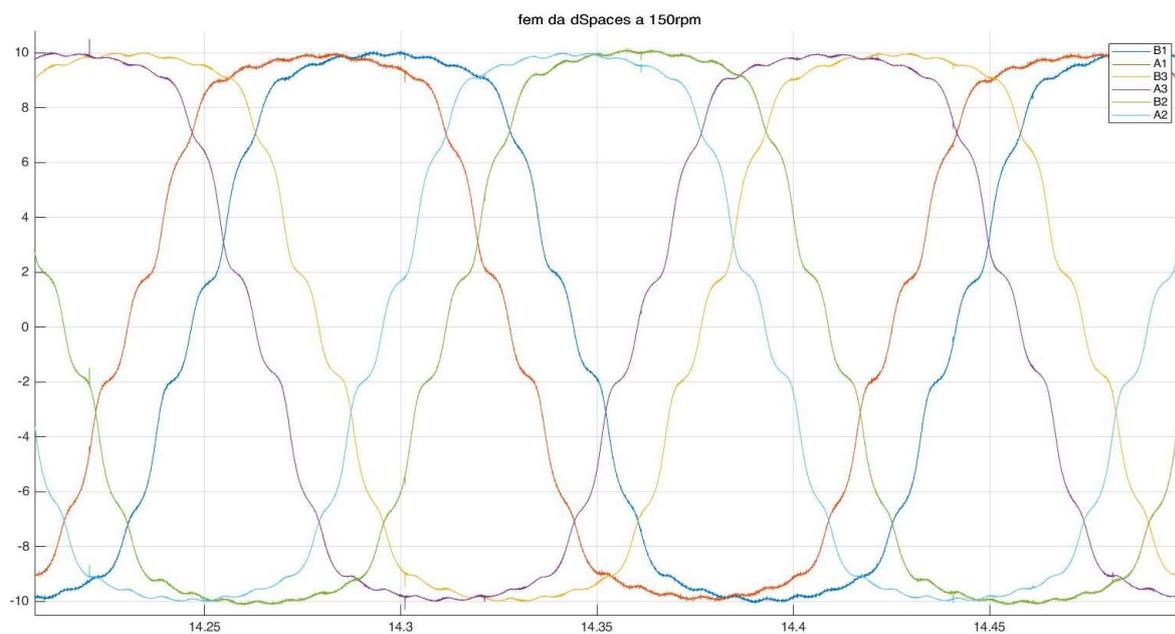


Figura 4-17 Fem indotte ottenute dall'acquisizione tramite dSpace, prova eseguita a 150rpm, macchina sana.

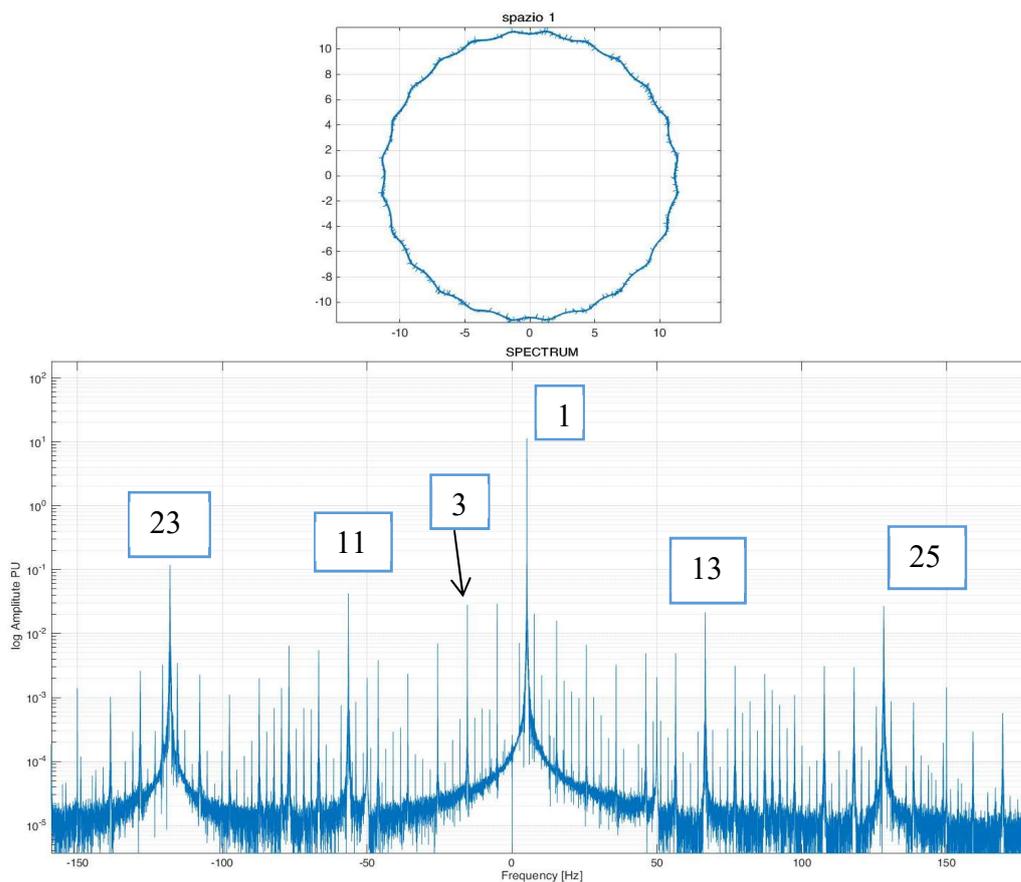


Figura 4-16 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 1 delle fem indotte ottenute tramite dSpace a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina sana.

Come già introdotto, in questo caso si sono misurate le grandezze di fase delle fem tramite sei sonde di tensione direttamente collegate alla dSPACE. Quest'ultima è in grado di acquisire segnali analogici e campionarli a 24bit e 50kHz. In particolare, per essere il più

precisi possibile, sono stati acquisiti più di 3 milioni di campioni per ogni canale, equivalenti a un minuto di misure, e quindi più di 300 periodi a 150rpm. Tutti i dati elaborati dalla dSPACE sono stati poi implementati in matlab, come nel caso precedente, e studiati, calcolandone la trasformata e il contenuto armonico.

In Figura 4-17 si è mostrato un periodo e mezzo delle sei fem. Si può notare subito la distorsione attribuibile allo slotting delle cave, visibile anche nel contenuto armonico. Le considerazioni per quanto riguarda la Figura 4-16 e Figura 4-18, sono le medesime fatte anche nel caso precedente. Il luogo dei punti dello spazio 5 risulta molto simile, ma chiaramente diverso in piccoli aspetti, a quello in Figura 4-12. Queste differenze possono essere attribuite alla più alta precisione nella misura. Invece per quanto riguarda il contenuto armonico si riscontra una notevole somiglianza, sia per lo spazio 1 che per il 5.

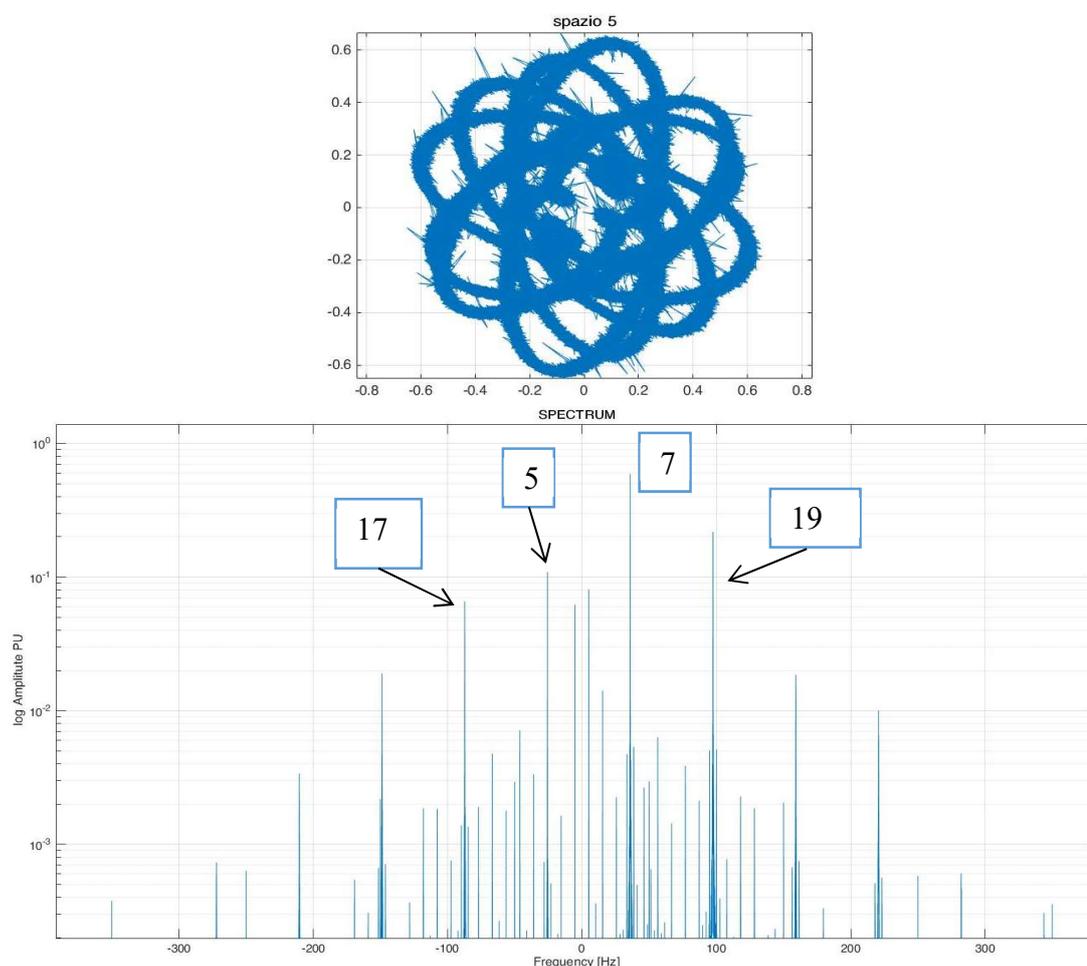


Figura 4-18 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 5 delle fem indotte ottenute tramite dSpace a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina sana.

Tabella 4-4 Contenuto armonico delle fem indotte ottenute tramite dSPACE; prova effettuata a 150rpm sulla macchina sana; tutte le grandezze sono in Volt e le caselle colorate rappresentano le armoniche proprie di quello spazio.

Ar	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
S1	11.31	0.02				0.042	0.021					0.1177	0.027
S5	0.08		0.11	0.59					0.066	0.22			

## Caratterizzazione e prove sperimentali

- Fem acquisite con la dSpace macchina guasta

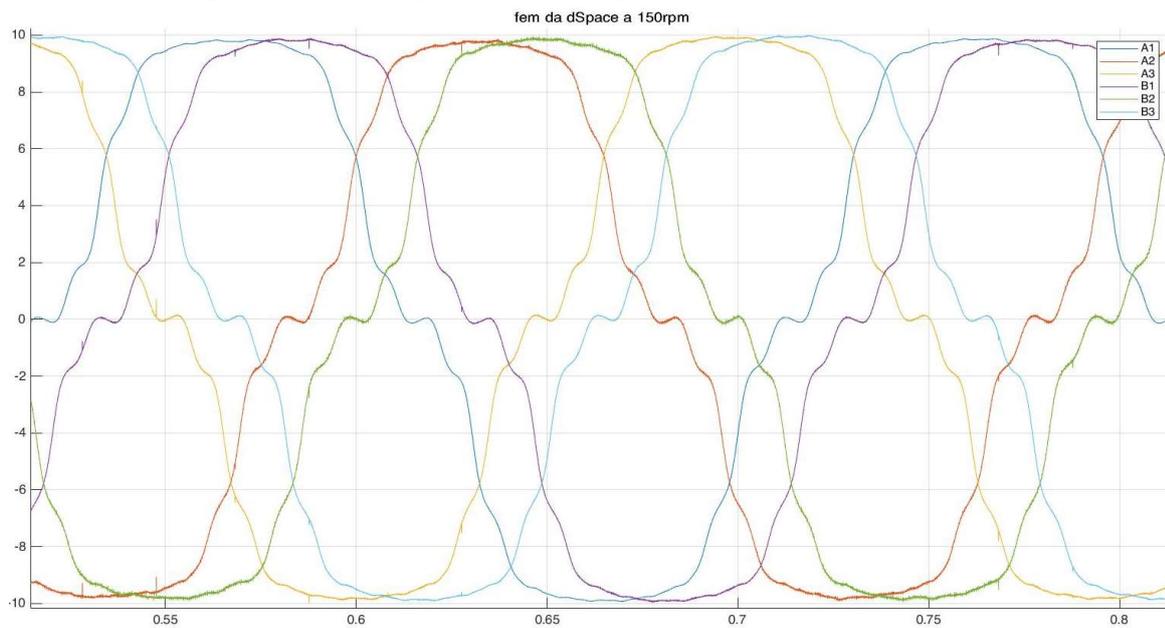


Figura 4-20 Fem indotte ottenute dall'acquisizione tramite dSpace, prova eseguita a 150rpm, macchina guasta.

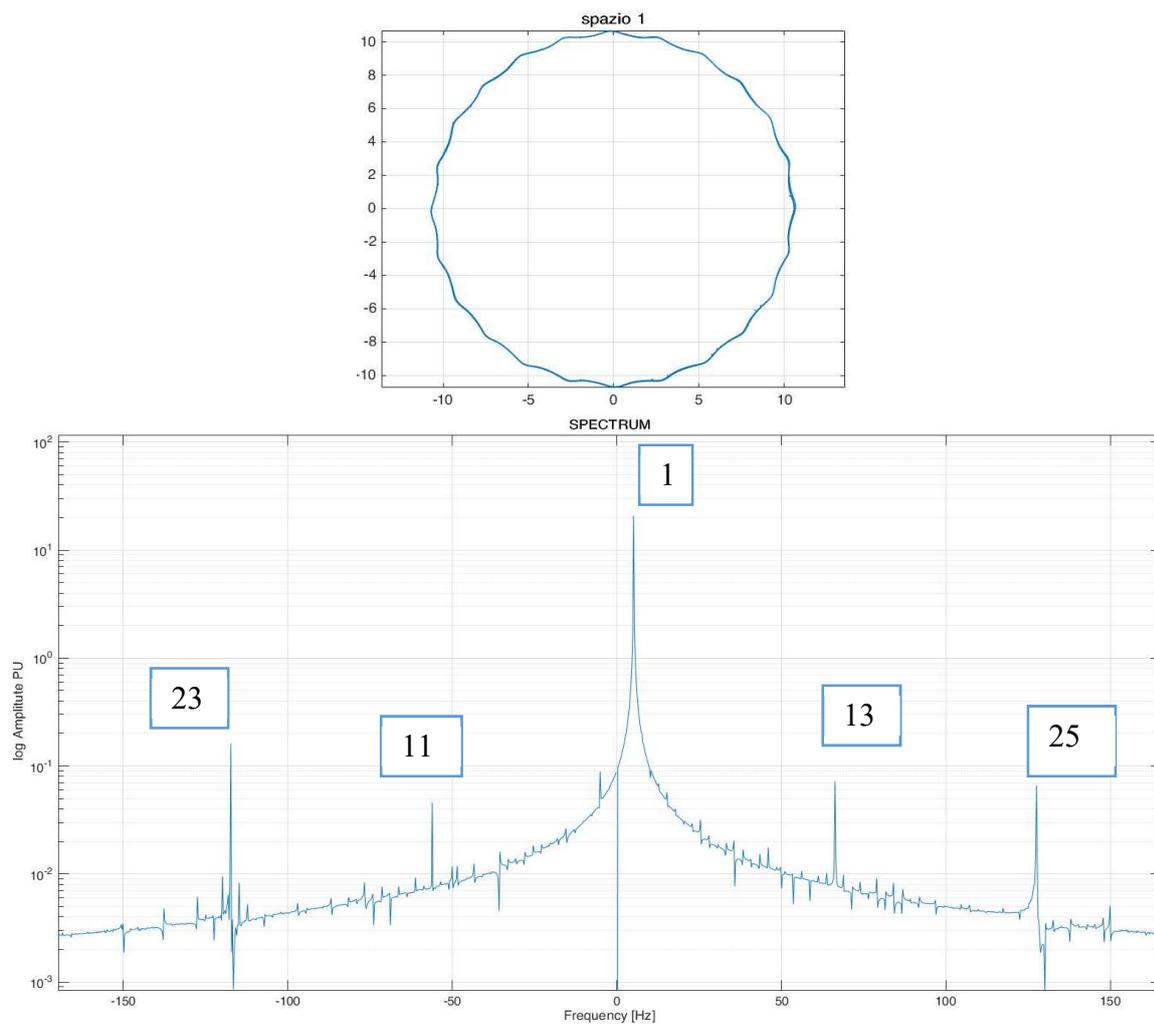


Figura 4-19 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 1 delle fem indotte ottenute tramite dSpace a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina guasta.

In Figura 4-20 si possono apprezzare le sei fem della macchina guasta. Subito si notano le differenze con il precedente caso sano. In particolare il contenuto armonico, rappresentato nella Figura 4-19, come noto già dall'analisi precedente, diminuisce il termine fondamentale e in generale aumenta per le restanti armoniche. La differenza con le fem ottenute dalle tensioni concatenate è, una riduzione delle irregolarità e delle armoniche indesiderate. Anche qui si è introdotta la Tabella 4-5 che riporta tutti i valori delle armoniche.

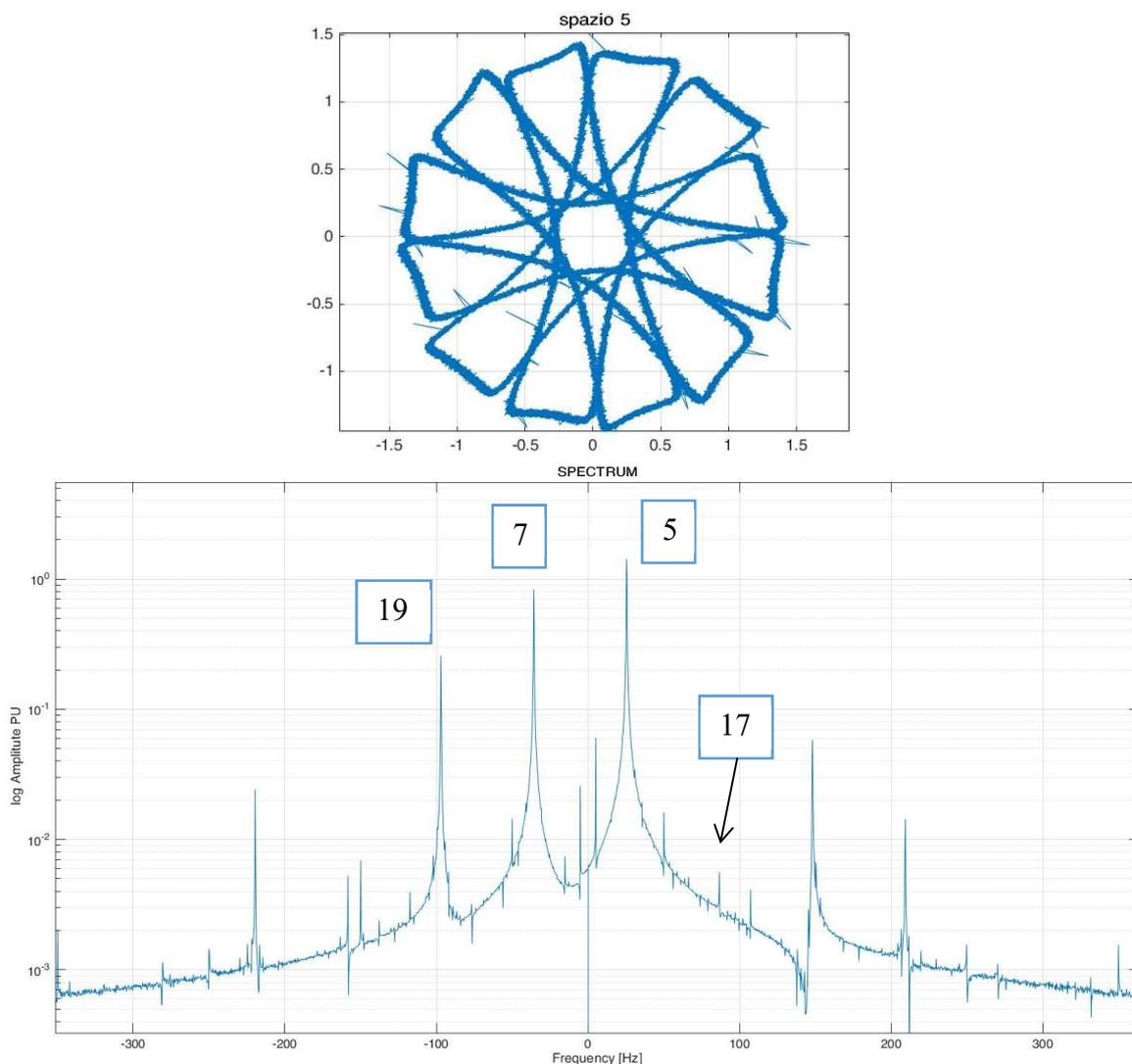


Figura 4-21 Luogo dei punti (in alto) e contenuto armonico in scala logaritmica (in basso), dello spazio 5 delle fem indotte ottenute tramite dSpace a 150rpm, 5Hz di fondamentale; macchina guasta.

Tabella 4-5 Contenuto armonico delle fem acquisite tramite dSPACE, prova effettuata a 150rpm, macchina guasta.

Ar	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
S1	10.4					0.022	0.036					0.081	0.033
S5	0.06		0.713	0.42					0	0.12			

#### 4.4.1 Confronto e calcolo dei flussi

Per una maggiore visione di insieme si è realizzata la tabella complessiva di tutti i contenuti armonici delle Fem.

Tabella 4-6 Confronto del contenuto armonico di tutte le Fem.

Ar	1	5	7	11	13	17	19	23	25
<b>Fem concatenate sana</b>									
S1	11.04			0.066	0.0321			0.18	0.043
S5		0.03	0.32			0.032	0.14		
<b>Fem dSPACE sana</b>									
S1	11.31			0.042	0.021			0.12	0.027
S5		0.10	0.59			0.066	0.22		
<b>Fem concatenata guasta</b>									
S1	9.74			0.0087	0.026			0.046	0.023
S5		0.96	0.44			0.001	0.11		
<b>Fem dSPACE guasta</b>									
S1	10.4			0.022	0.036			0.081	0.033
S5		0.71	0.416			0	0.12		

Chiaramente ci si aspetta che i risultati ottenuti con il metodo delle concatenate e dSPACE siano coincidenti. In linea di massima lo sono, o meglio, sono coerenti poichè le differenze possono essere approssimabili a errori di misura, e non c'è nessun valore che stona particolarmente. In aggiunta bisogna considerare che si stanno utilizzando grandezze relativamente piccole dove gli errori di misura agiscono maggiormente.

Per essere il più corretti possibile, come già detto, per qualsiasi considerazione futura si farà fede ai valori ottenuti tramite la dSPACE, presentando un'accuratezza maggiore.

Inoltre, partendo dalle tensioni indotte, equazione (4.10), è molto semplice calcolarsi il valore dei flussi complessivi  $\varphi_{tot}$  prodotti da ogni armonica, grandezza che tornerà utile successivamente.

$$e_{\rho} = j\omega_{\rho} \varphi_{M\rho} f(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) \quad (4.10)$$

$$\varphi_{tot\rho} = \varphi_{M\rho} f(\alpha_1, \alpha_2, \rho, p) = \frac{e_{\rho}}{\omega_{\rho}} \quad (4.11)$$

Come si vede dall'equazione (4.11) basta dividere per la rispettiva velocità  $\omega_{\rho}$  e si ottiene il valore di  $\varphi_{to\rho}$ .

In particolare, questo contributo non dipende dalla velocità della macchina, ma è una proprietà del magnete, che chiaramente varia in base all'arco  $\alpha_m$ . Nella Tabella 4-7 sono stati raccolti tutti i valori del flusso calcolati tramite le tensioni indotte della Tabella 4-6.

Tabella 4-7 Confronto dei flussi per ogni armonica, calcolati dalle tensioni indotte, grandezze espresse in [Wb].

Ar	1	5	7	11	13	17	19	23	25
<b>Flussi da fem concatenate sana</b>									
S1	0.35			1.8e-4	7.8e-5			2.5e-4	5.4e-5
S5		2e-4	1.5e-3			6e-5	3e-4		
<b>Flussi da fem dSPACE sana</b>									
S1	0.36			1e-4	5.3e-5			2e-4	3e-5
S5		7e-4	2.7e-3			1.2e-4	4e-4		
<b>Flussi da fem Concatenata guasta</b>									
S1	0.31			2.5e-5	6.3e-5			6.3e-5	2.9e-5
S5		6e-3	1.5e-3			2e-6	2e-4		
<b>Flussi da fem dSPACE guasta</b>									
S1	0.33			6.6e-5	8.8e-5			1e-4	4.2e-5
S5		4.5e-3	1.9e-3			0	2e-4		

Come per le tensioni si reputano più corretti, e quindi anche utilizzati in seguito, i valori di flusso ottenuti dalle tensioni acquisite con la dSPACE.

## 4.5 Verifica lunghezza arco del magnete $\alpha_m$

Si è voluta implementare questa verifica in quanto avendo misurato la tensione indotta, e in particolare il suo contenuto armonico, la si è messa a paragone con il fattore di raccorciamento del magnete e di avvolgimento dello statore, calcolati teoricamente dal modello matematico. Questi contributi non corrispondono ai valori sperimentali se calcolati con l'ampiezza del magnete del progetto iniziale della macchina. In particolare, questa differenza era più evidente nella macchina considerata sana, dove il valore di  $\alpha_m$  di progetto era di  $75,5^\circ$  meccanici.

Per comprendere al meglio questa problematica si procede a descrivere come si sono calcolati i contenuti armonici per il modello matematico. Per il calcolo del fattore di avvolgimento dello statore si è presa l'equazione (4.12), mentre come fattore di raccorciamento del magnete si è preso il contributo di  $fp(\alpha_1, \alpha_2, \rho)$ , descritto nel Capitolo 1 dedicato al modello matematico. Naturalmente il magnete non presenta skew, quindi il contenuto armonico è abbattuto solo in base alla sua ampiezza.

$$ka_\rho = \frac{\sin(\rho \gamma)}{2 \sin\left(\frac{\rho \gamma}{2}\right)} \cos\left(\frac{\rho \gamma}{2}\right) \quad (4.12)$$

$\gamma$  è il passo di cava e invece  $\beta$  è l'angolo di raccorciamento statorico (quindi un multiplo di  $\gamma$ ). Siccome si ha uno statore da 48 cave e quattro poli, si ottiene  $\gamma = 2 \frac{2\pi}{48} = \frac{\pi}{12}$ , inoltre si è eseguito un raccorciamento di una sola cava e quindi  $\beta = \gamma$ .

Per comprendere al meglio, per quanto riguarda la macchina sana, si sono realizzati dei diagrammi a barre. In Figura 4-22 si mette in risalto  $ka$  e  $fp$  e in particolare il loro contributo totale.

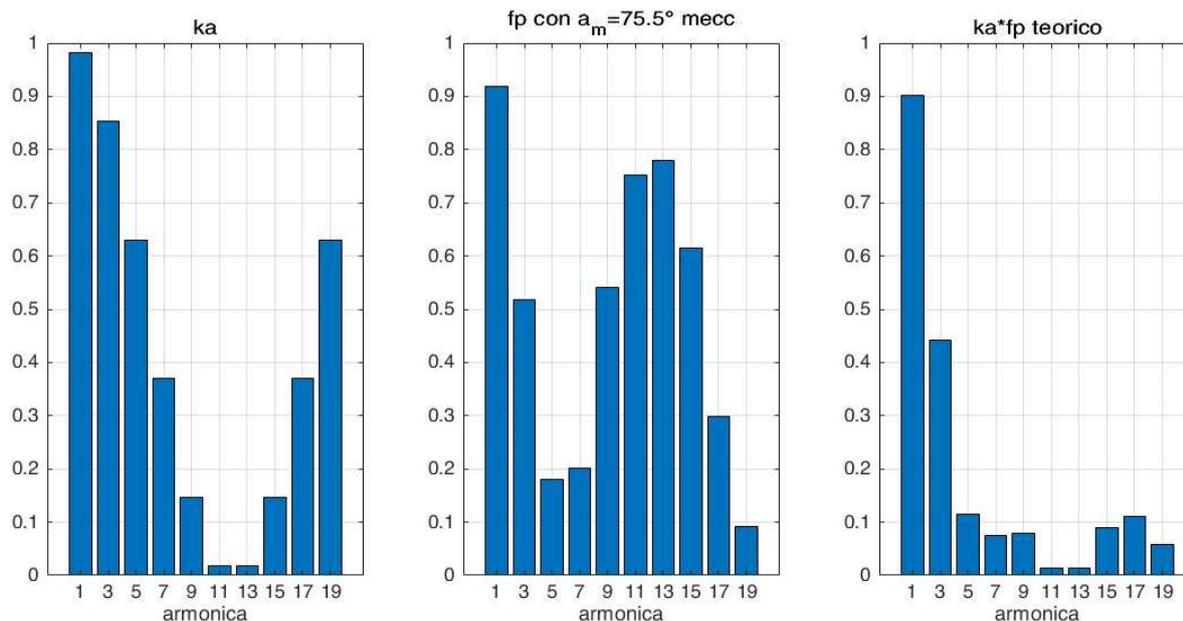


Figura 4-22 Contenuto armonico ottenuto dal modello matematico di: Fattore di avvolgimento statorico(sinistra); Fattore di raccorciamento del magnete con  $\alpha_m = 75,5^\circ$  mecc (centro); Contributo totale (destra). tutte le grandezze in p.u.

Dalla Figura 4-22 si evince che l'avvolgimento abbate particolarmente l'undicesima e tredicesima, mentre il magnete quinta e settima. Il loro contributo totale quindi tende a uniformare il contenuto armonico. Se si prende come riferimento la quinta e la settima, si nota che la prima è leggermente maggiore della seconda.

Analizzando i dati ottenuti sperimentalmente si ottiene una situazione molto differente, la settima risulta di molto più grande della quinta. Per capire al meglio si è andati a ricostruire questo contributo in Figura 4-23. In particolare, lo si è ottenuto sulla base dei flussi riportati in Tabella 4-7, costruendo il valore percentuale in relazione alla fondamentale.

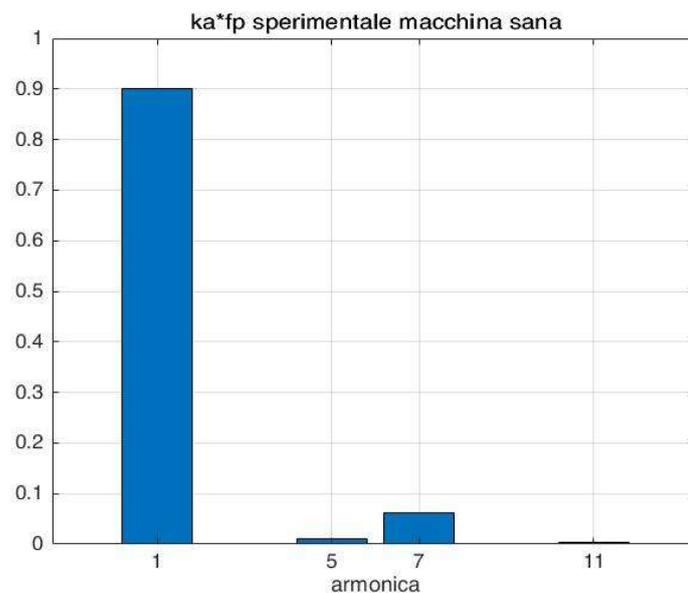


Figura 4-23 Coefficienti di abbattimento delle armoniche calcolati su base sperimentale della macchina sana.

Si può facilmente intuire che i risultati non sono compatibili, in particolare il contributo dello statore chiaramente non è possibile modificarlo, mentre c'è la possibilità che nella fase di realizzazione della macchina,  $\alpha_m$  possa subire un errore rispetto al dato di progetto. Provate varie soluzioni si è giunti alla conclusione che  $\alpha_m = 73^\circ$  meccanici risulti il più adeguato, come si può anche vedere dalla Figura 4-24. In questo caso la quinta armonica risulta notevolmente più abbattuta e al contrario la settima è più preponderante. Andando a confrontare la Figura 4-23 e la Figura 4-24 si notano appunto delle notevoli somiglianze, non si ottiene una corrispondenza perfetta a causa di eventuali errori di misura, però se si andasse a considerare un angolo del magnete superiore o inferiore, le rispettive proporzioni di ampiezza delle armoniche non risulterebbero più vere. Quindi alla luce di queste prove si è deciso di considerare  $\alpha_m = 73^\circ$ , in quanto l'ampiezza del magnete sano è fondamentale che sia il più accurata possibile in un contesto diagnostico.

## Caratterizzazione e prove sperimentali

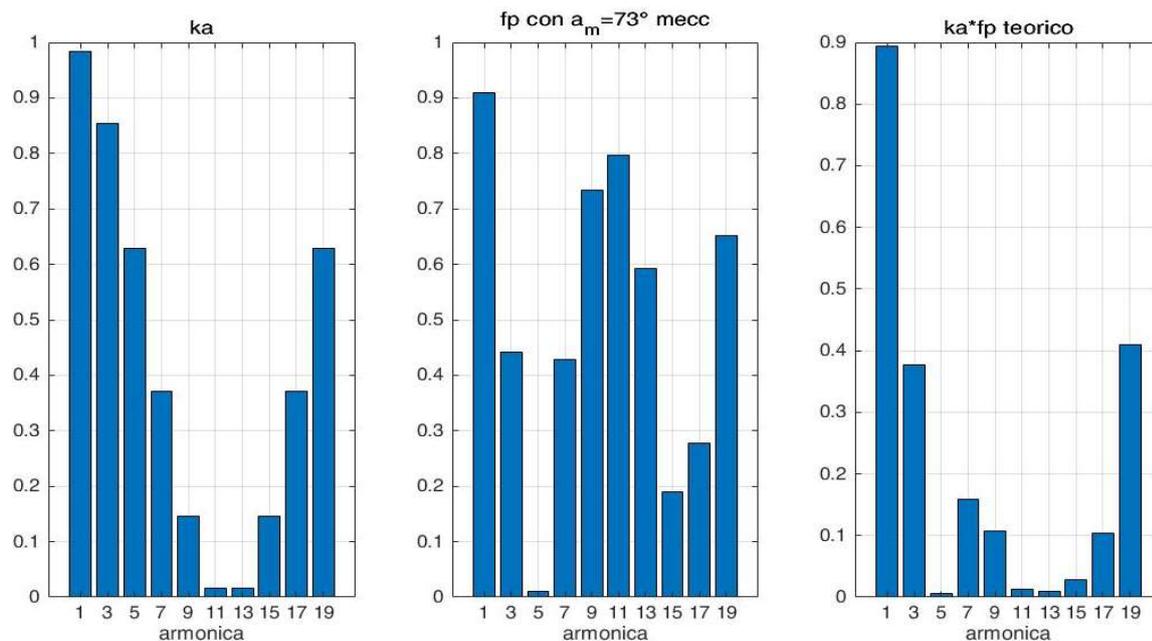


Figura 4-24 Contenuto armonico ottenuto dal modello matematico di: Fattore di avvolgimento statorico (sinistra); Fattore di raccorciamento del magnete con  $\alpha_m = 73^\circ$  mecc (centro); Contributo totale (destra).

Per porre un'ulteriore verifica (in quanto è da tener conto anche di eventuali errori nei modelli matematici) si sono andati a eseguire dei test che mettevano a paragone il contenuto armonico della fem indotta misurata sperimentalmente con la stessa quantità ma simulata tramite FEMM (programma a elementi finiti) per diversi valori di  $\alpha_m$ .

Prima di riportare e commentare tutti i dati si procede a spiegare in linea di massima come si sono realizzate le simulazioni. FEMM è un programma a elementi finiti, ottimizzato per le macchine elettriche, che permette di simulare una moltitudine di aspetti relativi a quest'ambito. La funzione che interessa in questo caso è simulare la rotazione del rotore per  $360^\circ$  gradi elettrici e andare a prelevare i valori del flusso concatenato con lo statore. Si considera quest'ultimo per poi calcolarne il rapporto incrementale, e quindi la tensione indotta, in quanto il programma ha la possibilità di restituire solo il flusso.

Il primo passo per la simulazione è quello di realizzare il lamierino statorico e rotorico. Nel caso in esame si è realizzato solo uno statore, in quanto l'unico valore che si vuole modificare da una simulazione all'altra è l'ampiezza del magnete. Quindi si è andati sempre ad aggiornare il valore del rotore senza mai cambiare lo statore. Naturalmente sono state implementate tutte le caratteristiche della macchina conosciute e descritte nel capitolo precedente (numero di cave, poli, traferro, larghezza corona, ecc). Invece, per quanto riguarda i valori propri del magnete, come l'induzione residua, si è impostato un valore arbitrario in quanto non ci interessa il valore della singola armonica ma si prende in considerazione il valore normalizzato con la fondamentale. Per essere più chiari, il confronto tra simulazione e caso sperimentale, avverrà sì con la tensione indotta, ma ogni armonica verrà divisa per la sua fondamentale. In questo modo si prende in considerazione una percentuale con la fondamentale e quindi un valore normalizzato del contenuto armonico, trascurando le grandezze effettive di macchina.

Per il caso della macchina sana si sono simulate varie ampiezze del magnete (73°-75°-76°). Per rendere il risultato più leggibile, per ogni  $\alpha_m$ , si è calcolato un delta di errore sottraendo al valore della fem indotta normalizzato ottenuta sperimentalmente, la quantità simulata, come si vede nell'equazione(4.13).

$$\Delta Err_{\rho} = \frac{e_{dSpace \rho}}{e_{dSpace 1}} - \frac{e_{FEMM \rho}}{e_{FEMM 1}} \quad (4.13)$$

Si è riportato in Figura 4-25 un grafico con i valori di  $\Delta Err_{\rho}$  per le varie ampiezze del magnete. Come si può notare l' $\alpha_m$  che genera meno errore è 73°meccanici, valore che va a supportare la tesi del modello matematico precedentemente esposta.

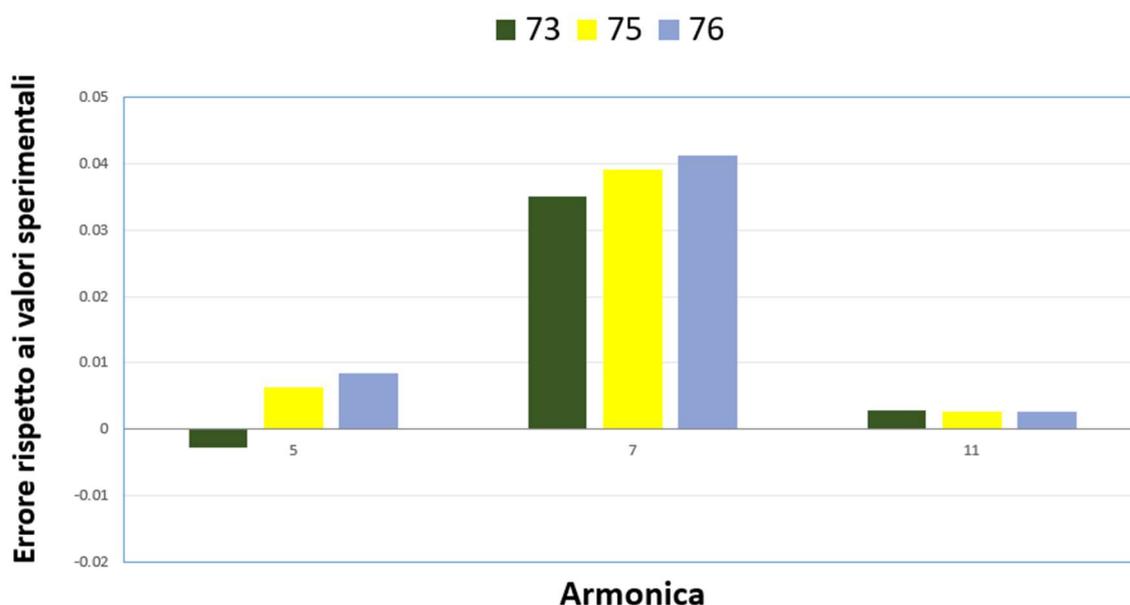


Figura 4-25 Errore della simulazione FEMM rispetto ai dati sperimentali per valori di ampiezza 73,75,76° mecc, calcolati rispettivamente per quinta, settima e undicesima.

Tutta questa verifica chiaramente è stata eseguita anche sulla macchina guasta. In questo caso il valore di progetto originale era di  $\alpha_m = 65.5^\circ$ . Il contributo che si ottiene, in termini di  $ka$  e  $fp$  calcolati con il modello matematico, è rappresentato in Figura 4-26. Subito sotto, in Figura 4-27, è riportato invece l'equivalente prelevato dai dati sperimentali con cui si può fare il confronto.

Subito si nota che nel caso teorico ( $\alpha_m = 65.5^\circ$ ) la quinta e settima armonica hanno lo stesso contributo, cosa che non accade analizzando i dati sperimentali, dove la settima è circa tre quarti della quinta. Invece l'undicesima armonica corrisponde perfettamente, dando in entrambi i casi un risultato praticamente nullo.

Eseguendo vari confronti, tra modello e dati sperimentali, anche con le simulazioni FEMM, si è arrivati alla conclusione che l'arco del magnete più corretto sia  $\alpha_m = 65^\circ$  gradi meccanici. Come si può vedere dalla Figura 4-28 la differenza tra quinta e settima non è

## Caratterizzazione e prove sperimentali

così accentuata, ma comunque più pronunciata rispetto al caso precedente. Se si provasse a diminuire il passo del magnete si otterrebbero dei risultati che potrebbero rispecchiare meglio la Figura 4-27. Ma prendendo in esame anche le simulazioni agli elementi finiti si ottengono risultati opposti, che portano in conclusione alla scelta di un  $\alpha_m$  che limiti gli errori per le due tecniche di verifica.

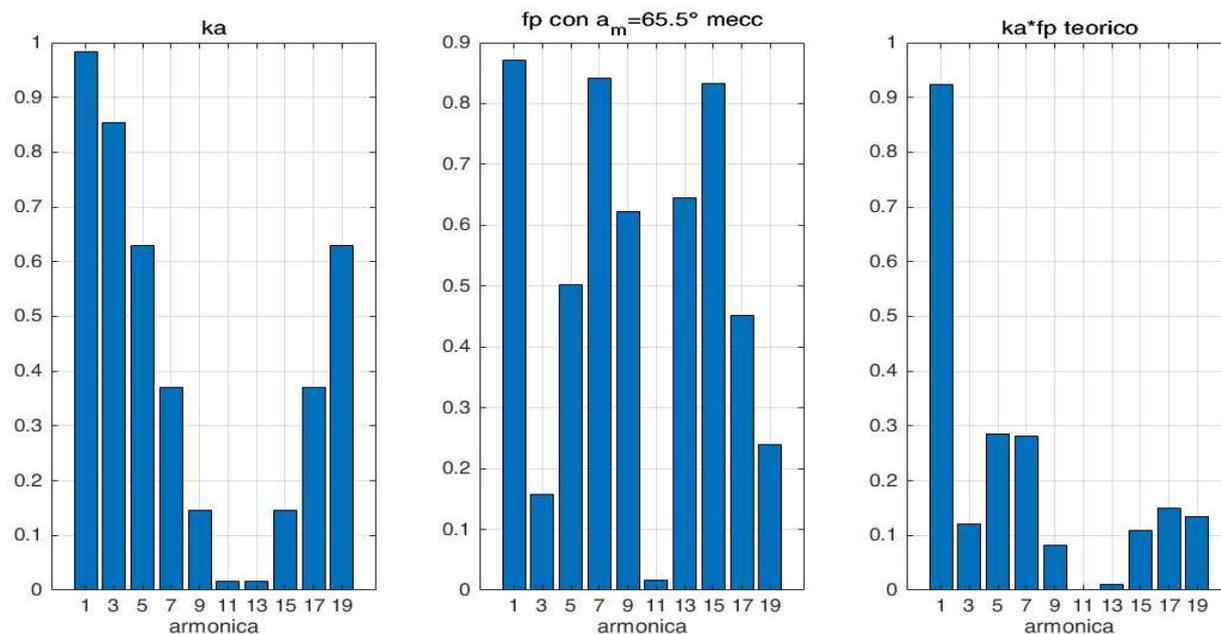


Figura 4-26 Contenuto armonico ottenuto dal modello matematico di: Fattore di avvolgimento statorico (sinistra); Fattore di raccorciamento del magnete con  $\alpha_m=65.5^\circ$  mecc (centro); Contributo totale (destra).

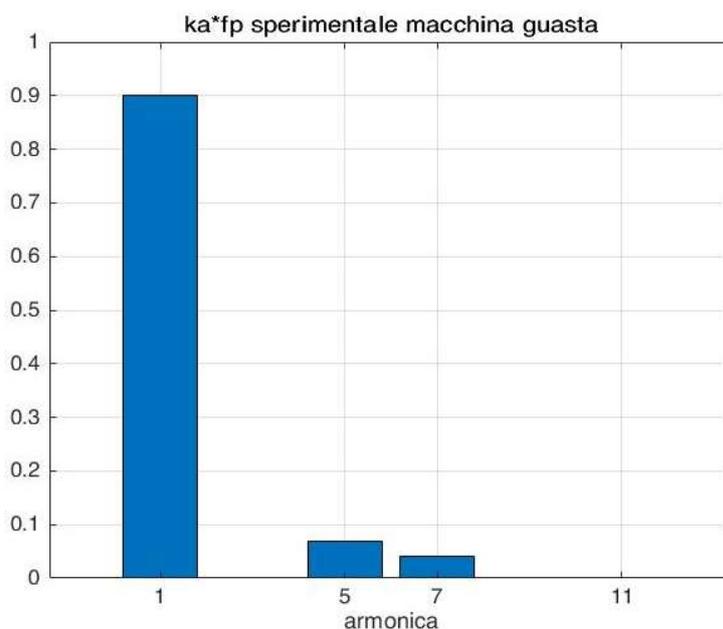


Figura 4-27 Coefficienti di abbattimento delle armoniche calcolati su base sperimentale della macchina guasta.

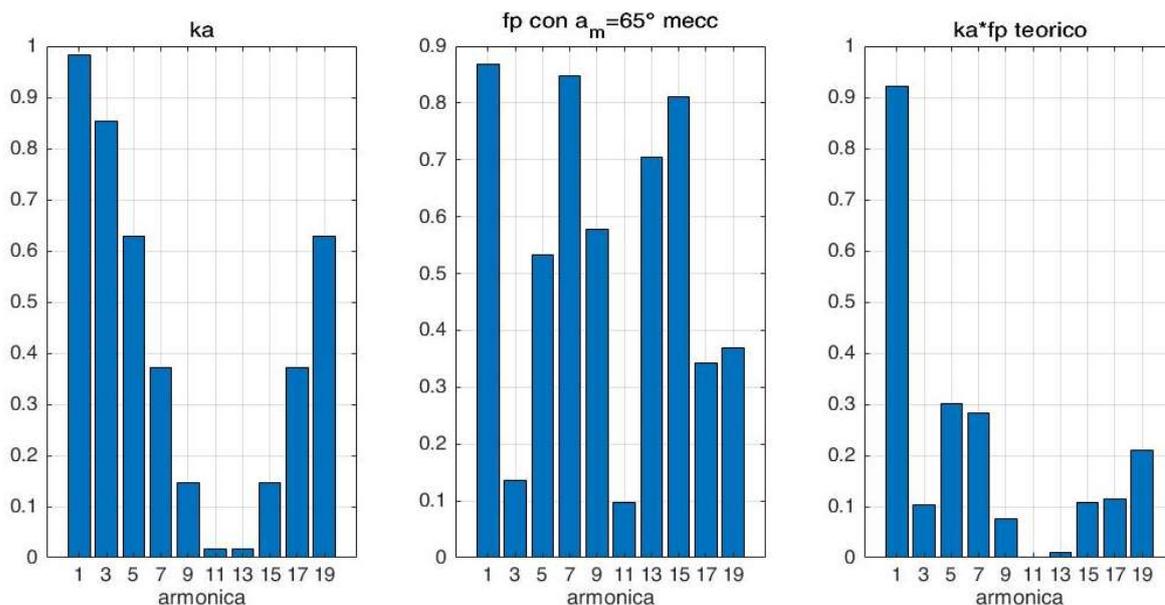


Figura 4-28 Contenuto armonico ottenuto dal modello matematico di: Fattore di avvolgimento statorico (sinistra); Fattore di raccorciamento del magnete con  $\alpha_m = 65^\circ$  mecc (centro); Contributo totale (destra).

Infatti, dalla Figura 4-29 si evince che più si scende con il valore di  $\alpha_m$  e più aumenta l'errore di quinta e viceversa con la settima armonica, anche se quest'ultimo rimane abbastanza contenuto. Data questa situazione si è optato per una situazione di compromesso che limitasse gli errori della simulazione FEMM, ma che allo stesso modo rispecchiasse il più possibile anche il modello matematico, e quindi si è scelto  $\alpha_m = 65^\circ$  meccanici per la macchina guasta.

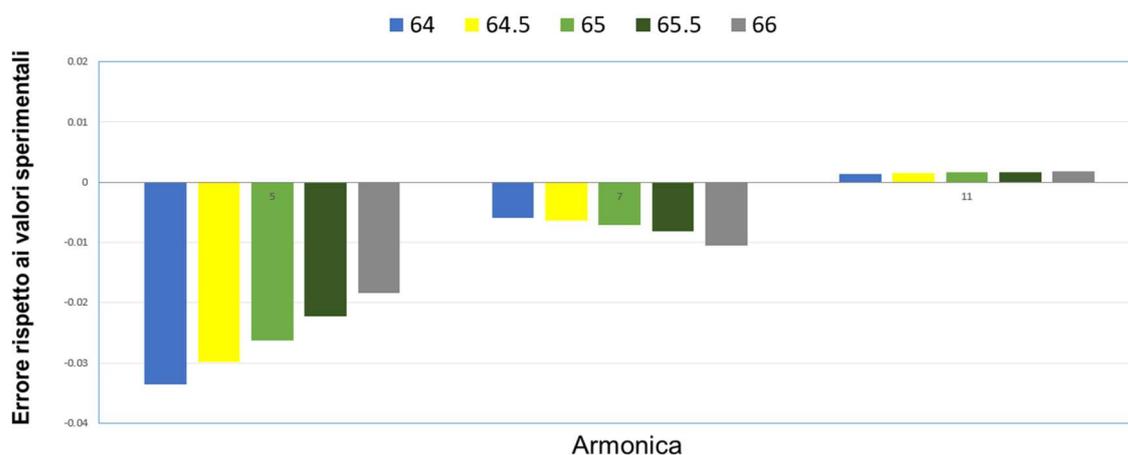


Figura 4-29 Errore della simulazione FEMM rispetto ai dati sperimentali per valori di ampiezza  $64^\circ$ - $64.5^\circ$ - $65^\circ$ - $65.5^\circ$ - $66^\circ$  mecc., calcolati rispettivamente per quinta, settima e undicesima.

## 4.6 Risultati sperimentali

In questo paragrafo si riportano tutte le grandezze misurate sperimentalmente, sia quelle che caratterizzano la macchina che i risultati delle prove.

In primo luogo, si introducono le grandezze di fase, tensione e corrente. In particolare, quest'ultime appartengono alla macchina guasta, in quanto non si riesce ad apprezzare la differenza con il caso sano (semplicemente si ottiene una lieve variazione del valor massimo) e quindi mostrare entrambi i casi risulterebbe superfluo.

Le fem indotte sono naturalmente considerate come risultati sperimentali ma vengono citate precedentemente per poter introdurre la verifica dell'ampiezza del magnete.

Infine, vengono riportate le prove a regime e quelle in transitorio che rappresentano il fulcro della verifica, dove si potranno apprezzare i risultati della tecnica diagnostica.

Tutte le grandezze riportate in questo paragrafo vengono acquisite tramite il programma di controllo realizzato in ambiente Simulink descritto nel capitolo precedente. Poi tramite i canali di uscita della dSPACE si riesce a visualizzare le grandezze d'interesse sull'oscilloscopio e quindi infine acquisire l'immagine.

### 4.6.1 Grandezze di fase (prove a regime)

Come già introdotto le grandezze si riferiscono alla macchina guasta, in particolare nella Figura 4-30 si possono osservare le tensioni di fase. Nello specifico, avendo a disposizione solo quattro ingressi nell'oscilloscopio, nel grafico in alto vengono rappresentate le fasi A1 e A2, appunto appartenenti alla prima terna, mentre in quello in basso B1 e B2, fasi appartenenti alla seconda terna.

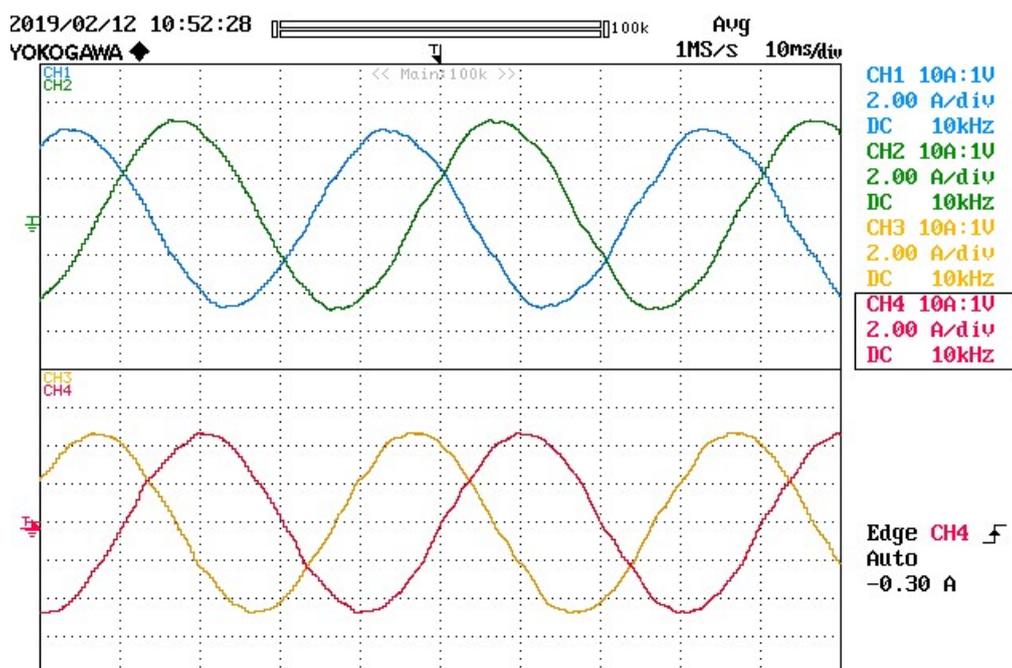


Figura 4-30 Correnti di fase; nel grafico in alto: fase A1(CH1) A2(CH2); grafico in basso fase B1(CH3) fase B2(CH4); tutte le grandezze sono 2 A/div.

Si può ulteriormente notare che la forma d'onda della corrente è abbastanza sinusoidale, nei limiti dell'implementazione sperimentale. Questo è un indice di buon funzionamento dei PI che abbattano l'alto contenuto armonico prodotto da questa macchina.

La misurazione delle grandezze di fase è stata eseguita a 750 rpm con una coppia frenante di circa 10 Nm. Si sono implementate queste condizioni in quanto si riescono a limitare numerosi disturbi che a vuoto e a basse velocità sarebbero molto influenti.

Chiaramente se la corrente risulta sinusoidale la tensione di fase non deve esserlo, in quanto viene generata dai PI appunto per abbattere il contenuto armonico in corrente. In Figura 4-31 si può vedere questo fenomeno. In tale figura vengono rappresentate una coppia di tensioni per ogni terna, in particolare fasi A1-A2 nel grafico in alto e B1-B2 in quello in basso.

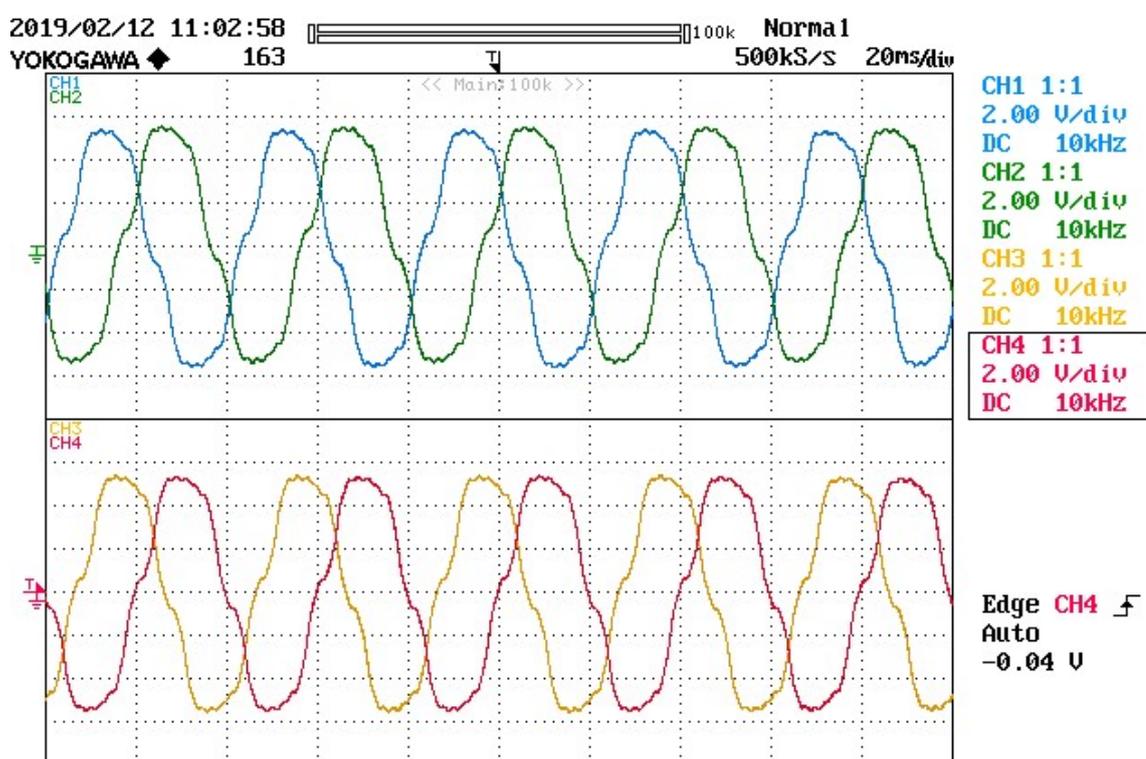


Figura 4-31 Tensioni di fase; nel grafico in alto: fase A1(CH1) A2(CH2); grafico in basso fase B1(CH3) fase B2(CH4); tutte le grandezze sono 20 V/div.

## 4.6.2 Vettori di spazio (prove a regime)

- Macchina sana

Si parte dai vettori di spazio delle correnti della macchina sana. Chiaramente vengono mostrate le correnti dopo la trasformazione di Clarke e quindi si trovano in un riferimento sincrono con lo statore. In Figura 4-32 è riportato lo spazio 1 e 5 sia in un grafico con le componenti  $d_s$  e  $q_s$  (parte alta della figura) in funzione del tempo che nell'equivalente luogo dei punti (parte inferiore).

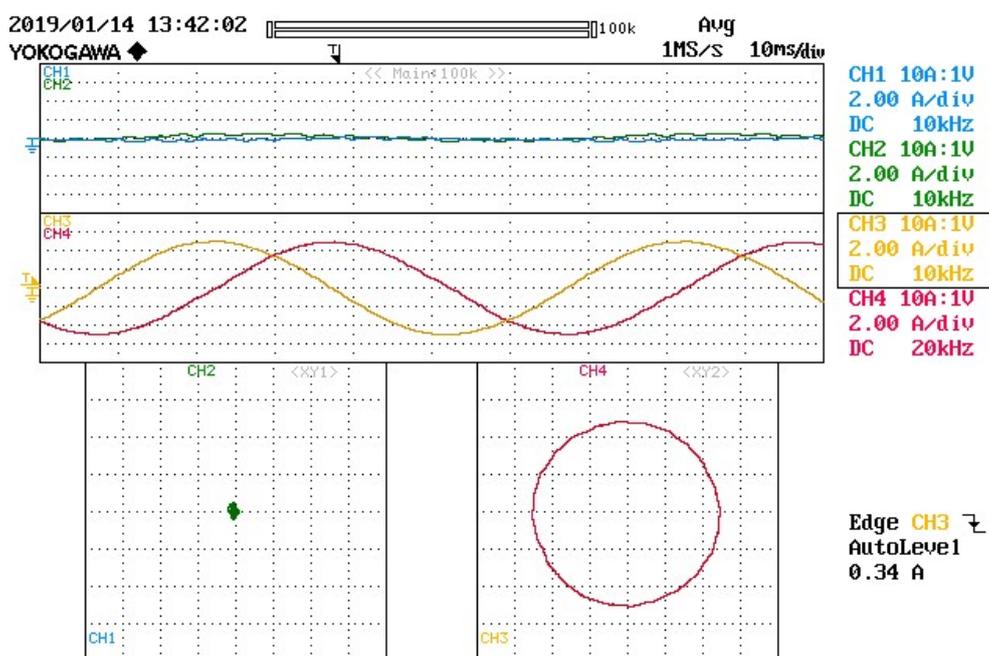


Figura 4-32 Vettori di spazio della corrente acquisiti a 500rpm con 10Nm; componente  $d_s$ - $q_s$  spazio 5 in funzione del tempo (in alto CH1-CH2),  $d_s$ - $q_s$  spazio 1 in funzione del tempo (sotto CH3-CH4); luogo dei punti di spazio 5 (in basso a sinistra CH1-CH2), luogo dei punti spazio 1 (in basso a destra CH3-CH4); tutte le grandezze sono 2 A/div.

Subito si può notare che la corrente di spazio 5 segue il riferimento nullo, mentre nello spazio 1 si hanno delle sinusoidi, grazie all'azione dei regolatori di corrente che abbattano tutto il contenuto armonico.

Più interessanti delle correnti sono sicuramente le tensioni, poiché contengono il contenuto armonico e tutte le informazioni necessarie per la diagnostica. In particolare, in Figura 4-33, sono rappresentati i vettori di spazio della tensione, acquisiti a 500rpm e 10 Nm di coppia resistente. Si nota che lo spazio 5 ha correttamente una forma d'onda lontana dalla classica sinusoide, in particolare a causa di una forte settima armonica. Mentre il risultato più strano, ma facile da giustificare, è la perfetta sinusoidalità dello spazio 1 che rappresenta solo l'inseguimento della componente di prima armonica. Lo spazio 1 come noto mappa principalmente, oltre alla fondamentale, l'undicesima e la tredicesima, ma, come dimostrato precedentemente, l'avvolgimento statorico abbatte completamente queste due armoniche, quindi non si apprezza il loro contributo.

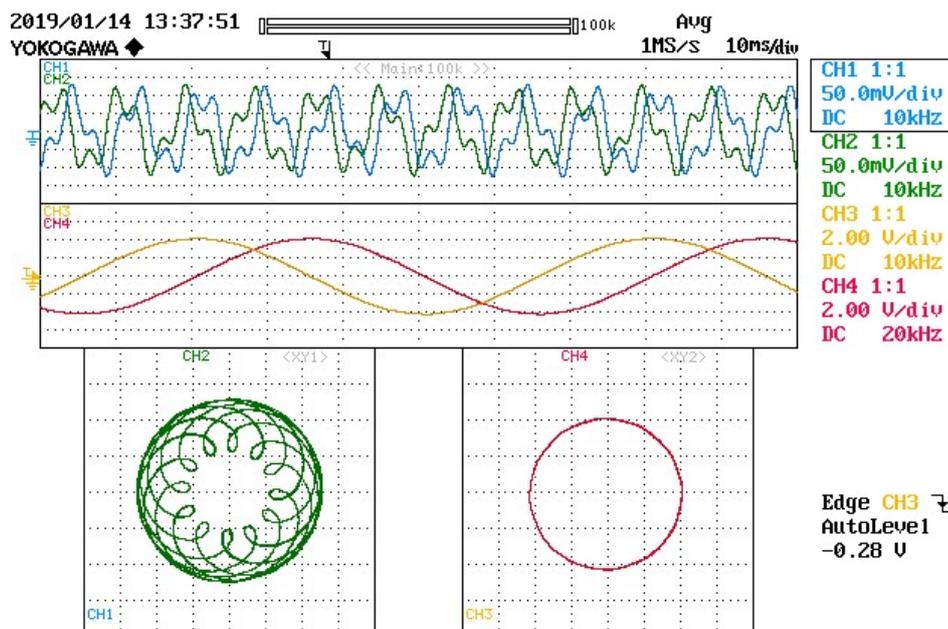


Figura 4-33 Vettori di spazio della tensione acquisiti a 500rpm con 10Nm; componente ds-qs spazio 5 (in alto CH1-CH2), ds-qs spazio 1 (sotto CH3-CH4); luogo di spazio 5 (in basso a sinistra CH1-CH2), luogo spazio 1 (in basso a destra CH3-CH4); le grandezze per CH1-CH2 sono 0.5 V/div, per CH3-CH4 sono 20V/div.

Una particolarità non indifferente è rappresentata dalla singolare forma che ha il luogo dei punti dello spazio 5. In particolare, sappiamo che la forma è legata all'intensità e all'armonica presente. Si può apprezzare, tramite la Tabella 4-8 di confronto, che al variare della coppia resistente, l'intensità cambia ma la forma rimane la stessa. Questo fenomeno è imputabile a due motivi. Il primo, che è anche il principale, riguarda una non perfetta compensazione dei tempi morti e quindi al variare della velocità si ottengono risultati diversi. Il secondo, più lieve, è il fatto che più sia bassa la corrente (quindi la coppia) più i disturbi sono accentuati e quindi vengono mappati all'interno dello spazio 5 sottoforma di quinta e settima armonica.

Tabella 4-8 Confronto tra i luoghi dei punti dello spazio 5 delle tensioni a diversi valori di coppia; tutte le scale sono a 0.5V/div.

	0 Nm	5 Nm	10 Nm
500rpm	<p>CH1 0.5 V/div</p>	<p>CH1 0.5 V/div</p>	<p>0.5 V/div</p>

- Macchina guasta

Come nel caso della macchina sana si analizzano prima i vettori di spazio delle correnti, nel riferimento statorico ds-qs. Infatti, dalla Figura 4-34, si può notare facilmente la sinusoidalità delle componenti dello spazio 1 e il corrispondente luogo dei punti circolare. Mentre le componenti dello spazio 5, come impostato nel riferimento, risultano nulle, e di conseguenza anche il luogo dei punti.

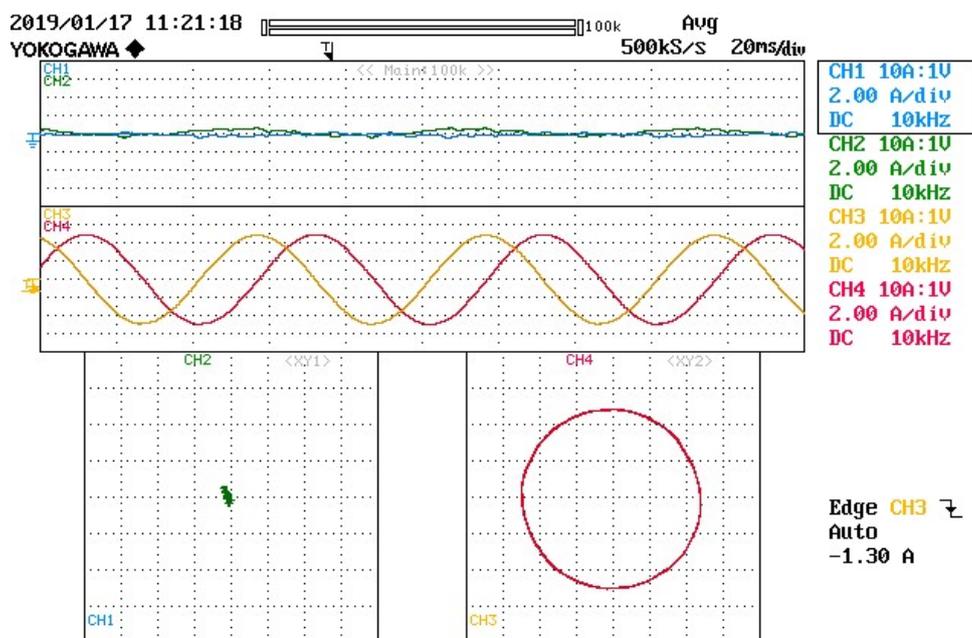


Figura 4-34 Vettori di spazio della corrente acquisiti a 550rpm con 10Nm; componente ds-qs spazio 5 (in alto CH1-CH2), ds-qs spazio 1 (sotto CH3-CH4); luogo di spazio 5 (in basso a sinistra CH1-CH2), luogo spazio 1 (in basso a destra CH3-CH4); tutte le grandezze sono 2 A/div.

La prova è stata eseguita nelle stesse condizioni rispetto alla macchina sana. L'unica differenza nei risultati, che poco si riesce ad evincere rispetto alla Figura 4-32, è che il valor massimo della corrente in caso di guasto aumenta leggermente. Questo risultato rientra perfettamente nei fenomeni previsti, in quanto la macchina guasta, presentando una porzione di magnete in meno, ha un'eccitazione inferiore e quindi, a parità di coppia, deve compensare con più corrente nello statore.

Allo stesso modo è stata eseguita la prova sul vettore di spazio della tensione, come si può vedere nella Figura 4-35. In questo caso le differenze sono più che evidenti, non tanto nello spazio 1 poiché è sempre predominante il contenuto armonico della fondamentale, ma per lo spazio 5. Infatti, come è stato dimostrato precedentemente, il contenuto armonico cambia profondamente al variare della lunghezza del magnete. In questo caso una riduzione di circa 8° gradi elettrici porta ad un notevole incremento della quinta e un più contenuto aumento della settima armonica. Questa variazione viene dimostrata da un notevole innalzamento, di circa l'80% del valore massimo della tensione di spazio 5.

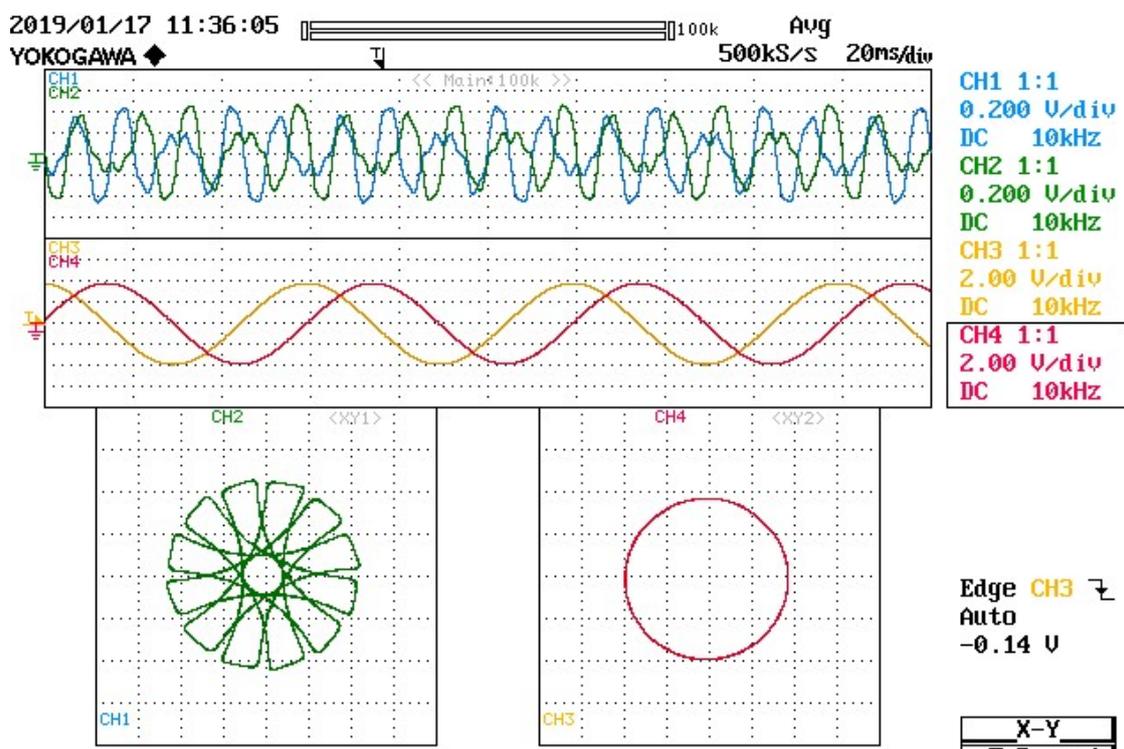
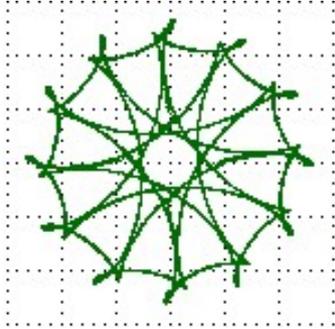
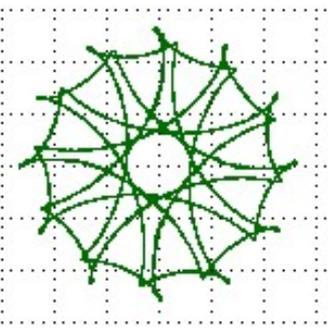
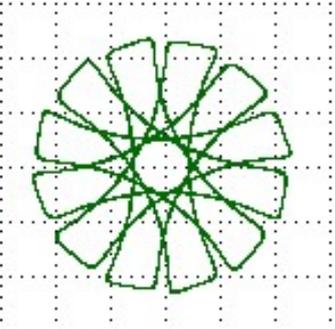
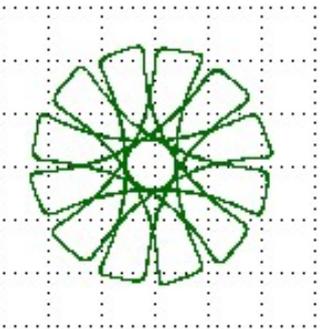
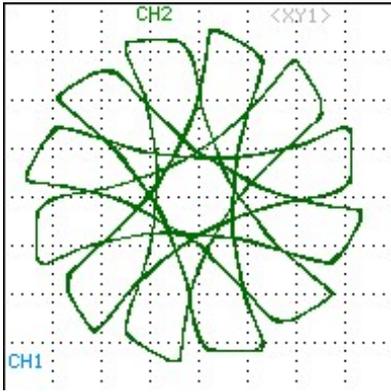
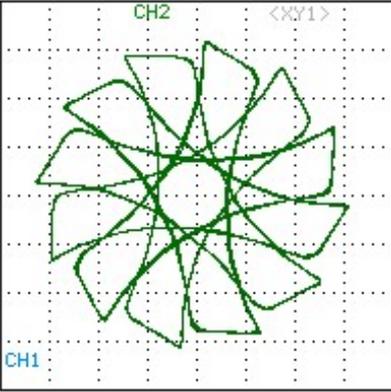


Figura 4-35 Vettori di spazio della tensione acquisiti a 500rpm con 10Nm; componente ds-qs spazio 5 (in alto CH1-CH2), ds-qs spazio 1 (sotto CH3-CH4); luogo di spazio 5 (in basso a sinistra CH1-CH2), luogo spazio 1 (in basso a destra CH3-CH4); le grandezze per CH1-CH2 sono 2 V/div, per CH3-CH4 sono 20V/div.

Sono state eseguite numerose prove a varie velocità e con diverse coppie resistenti. Il dato che appunto più è interessante naturalmente è il luogo dei punti di spazio 5. Per questo motivo è stata realizzata la Tabella 4-9 di confronto che presenta tutti i casi. Si può notare che il contenuto armonico genera più o meno sempre la stessa geometria. Le variazioni nella forma ci sono principalmente a 250rpm, questo perché a basse velocità si presentano più disturbi che si manifestano appunto modificando quest'ultima. Invece, come ci si aspettava, si nota solo una lieve differenza tra 500 e 700rpm, dove i contributi sono abbastanza simili. Si nota, come anche nel caso sano, che all'aumentare della coppia il contenuto armonico diminuisce leggermente.

## Caratterizzazione e prove sperimentali

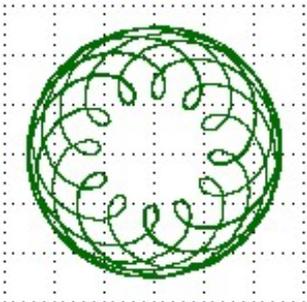
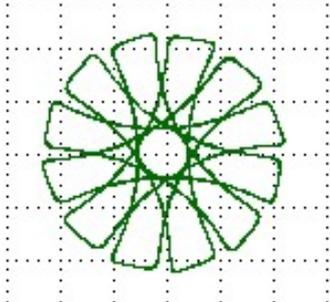
Tabella 4-9 Confronto a diverse velocità e coppie resistenti del luogo dei punti dello spazio 5 del vettore di spazio delle tensioni.

	5 Nm	10 Nm
250rpm	 <p>0.5 V/div</p>	 <p>0.5 V/div</p>
500rpm	 <p>2 V/div</p>	 <p>2 V/div</p>
750rpm	 <p>2 V/div</p>	 <p>2 V/div</p>

- Confronto

Come si può vedere dalla Tabella 4-10 di confronto, passando dal caso della macchina sana a quella guasta, ci sono delle diversità notevoli. Soprattutto il luogo dei punti descrive una geometria completamente diversa. Questo perché, come noto, il luogo dei punti della tensione di spazio 5 descrive il contenuto armonico del sistema, quindi quando la macchina è sana vi si rilette una piccola quinta armonica e una settima leggermente più pronunciata. Con il guasto, cambiando l'ampiezza del magnete, e quindi il suo fattore di raccorciamento, varia come vengono abbattute le armoniche e in questo specifico caso la quinta aumenta notevolmente superando la settima, che anch'essa accresce.

Tabella 4-10 Confronto tra luogo dei punti di spazio 5 della macchina guasta e sana, a 500rpm 10Nm.

	Sana	Guasta
500rpm 10 Nm	 <p>0.5 V/div</p>	 <p>2 V/div</p>

Questa modifica del luogo dei punti chiaramente è un notevole sintomo di guasto, però non può essere presa come una tecnica diagnostica in quanto il risultato della smagnetizzazione può dare luogo a un contenuto armonico comunque simile a quello di partenza e quindi non visualizzare una differenza. Quindi si potrebbe presentare al caso paradossalmente peggiore dove in seguito a una smagnetizzazione di un'entità abbastanza elevata si potrebbe ottenere un luogo dei punti simile che appunto nasconde il guasto. Inoltre, nel caso attuale, si ha un aumento del contenuto armonico, ma in generale potrebbe anche esserci una diminuzione, quindi bisogna fare attenzione ad attribuire al guasto semplicemente una variazione e non solo un peggioramento.

### 4.6.3 Verifica della tecnica diagnostica (prove in transitorio)

In questo paragrafo si andrà nel concreto a verificare la tecnica diagnostica, verificando in primis che restituisca un valore sensato e soprattutto che a differenti velocità e condizioni il risultato ottenuto sia costante e veritiero. Nello specifico è stata implementata solo nello spazio 5 in quanto è dove si riesce ad ottenere un'informazione più attendibile. Si ricorda che la tecnica diagnostica ha sole due ipotesi: velocità della macchina costante e corrente di spazio 5 nulla. Chiaramente durante i transitori queste condizioni non si ottengono e i risultati non sono veritieri.

Prima di tutto si è implementata la tecnica sulla macchina sana andando a tarare perfettamente le grandezze per far sì che restituisse un valore di smagnetizzazione pari a zero. In quanto si è scelto di visualizzare direttamente il delta, cioè il valore di  $\alpha_m$  calcolato tramite la tecnica diagnostica meno quello di progetto. Per essere più precisi si intende con il termine “tarare” andare a introdurre un valore di flusso che restituisce appunto un delta nullo, come descritto nel Capitolo 3 paragrafo 3.3.2. In questo caso il valore teoricamente corretto, facendo riferimento alla Tabella 4-7, è di 0.0007 [Wb]. Chiaramente con quest'ultimo la tecnica non restituisce un delta uguale a zero ma sbaglia di un paio di gradi. Questo perché la grandezza con cui si sta lavorando è molto piccola e quindi si ha un alto valore di incertezza e eventuali disturbi. Quindi, dopo alcuni tentativi si è trovato 0.00015 [Wb].

Tarato il sistema di diagnostica si è andati a sostituire la macchina con quella avente un arco magnetico più corto, andando così a simulare il guasto. Si è applicato esattamente lo stesso controllo, e il risultato trovato è stato quello rappresentato in Figura 4-36.

Il valore teorico che la tecnica deve restituire è  $8^\circ$  gradi meccanici e come si vede dalla figura si ottiene un valore di circa  $7,5^\circ$ .

Si è andati a modificare il riferimento di velocità, e, durante ogni transitorio, come ci si aspetta, il valore restituito è completamente sbagliato. Però appena terminato, la tecnica diagnostica è in grado di fornire il valore esatto, in particolar modo uguale e costante per ogni valore di velocità e coppia.

Si può dire con certezza che la tecnica funziona, unica limitazione, come anche descritto nei capitoli precedenti, è che presenta un range di validità all'infuori del quale non si può più fare affidabilità sul valore che si ottiene. Infatti, come già anticipato, si potrebbe avere un delta uguale a zero con una smagnetizzazione anche del 50% del magnete. In questo caso infatti è fortemente consigliabile sfruttare tutti i gradi di libertà della macchina implementando questa tecnica su almeno un'altra armonica. In questo modo quando si ottengono due valori diversi di delta indubbiamente è presente un guasto.

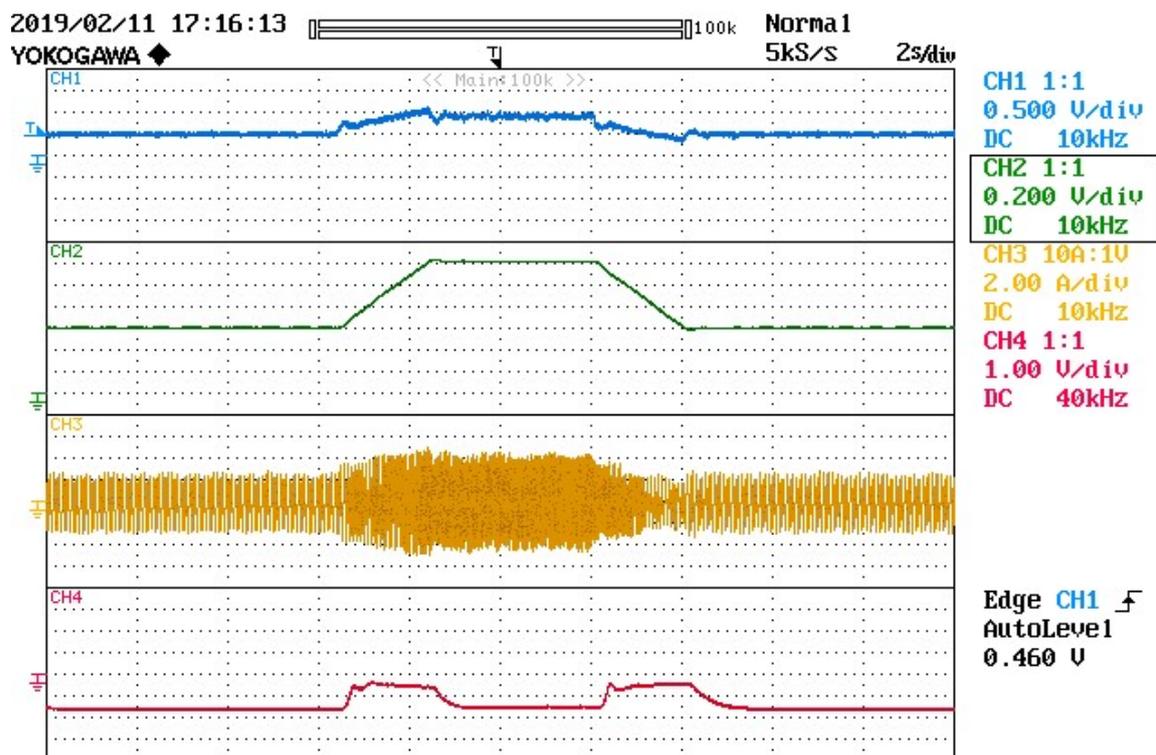


Figura 4-36 Prova in transitorio sulla macchina guasta da 300-600-300rpm; Coppia 5Nm/div (CH1); Velocità 100 rpm/div (CH2); Corrente di fase 2 A/div (CH3);  $\Delta\alpha$  5°/div (CH4).



## Conclusione

L'obiettivo principale per questo elaborato, è, sfruttando il modello matematico della macchina, di definire una tecnica diagnostica in grado di determinare un guasto da smagnetizzazione generato da sovracorrenti, nello specifico in macchine brushless a sei fasi. In particolare, ci si è prefissati di capire l'entità, ma soprattutto di elaborare una tecnica che potesse essere applicata nel più vasto range di casi possibile (sia per la tipologia di macchina, ma anche per le condizioni di guasto).

Inizialmente si è presentato tutto il modello matematico della macchina brushless esafase, con particolare attenzione a come modellizzare il rotore. Il primo problema a cui si è fatto fronte è stato riscontrato proprio durante questa parte. In particolare, non ci si aspettava una così forte differenza tra un caso di magnetizzazione radiale e parallela (c'è da dire che il caso preso in esame sperimentalmente presenta, tra tutte le possibili situazioni, quella dove la differenza è più accentuata). Quindi, a causa di ciò, si è dovuto sviluppare un doppio modello del magnete. Siccome la tecnica diagnostica sfrutta quest'ultimo ci si è ritrovati a dover sviluppare tecniche differenti per i due casi, ma che comunque avevano la stessa idea alla base. Essendo sviluppate allo stesso modo hanno in comune le condizioni di utilizzo: la macchina deve essere a regime, con riferimento di velocità costante e corrente di spazio 5 nulla. Queste condizioni sono facilmente implementabili tramite un normale azionamento, altro obiettivo che ci si era prefissati.

Successivamente è stata implementata tutta la simulazione in ambiente Simulink, sia la parte del modello di macchina che le tecniche diagnostiche. Questo ha fatto sì di verificare la validità di tutte le componenti descritte nel capitolo precedente, in modo tale da eliminare errori e imprecisioni prima di una vera e propria implementazione sperimentale.

In seguito, si sono descritti gli strumenti con sono state realizzate le prove, cioè, il banco e la prototipazione rapida. Mentre, nella parte conclusiva, chiaramente si sono realizzate le prove sperimentali sulla macchina, in particolari le prime riguardano la caratterizzazione, mentre le restanti si concentrano sulla verifica della tecnica diagnostica.

La tecnica diagnostica che si basa sul modello di magnete radiale (e le sue varie sfaccettature in base alle condizioni) presenta una notevole precisione e nello specifico assolve tutti gli obiettivi prefissati. Infatti, si riescono ad ottenere i due angoli di completamento a  $\pi$ ,  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , che identificano l'intensità e la causa del guasto (in qualsiasi funzionamento ma soprattutto per qualsiasi intensità). L'unico problema riguarda la verifica di quest'ultima, poiché è stato possibile testare la sua stabilità solo in simulazione. Questo perché, per le prove sperimentali, si avevano a disposizione solo una coppia di macchine con magneti magnetizzati parallelamente.

Per quanto riguarda la tecnica diagnostica basata sul modello di magnete parallelo è stato possibile testarla in simulazione e chiaramente, avendo tutti i mezzi necessari, anche sperimentalmente. La situazione rispetto al caso radiale è differente, in quanto si è dovuto affrontare un problema, dal punto di vista matematico, più complesso. Sono state elaborate due tecniche che naturalmente hanno una radice comune ma che elaborano il problema in maniera differente: Taylor e regolatore PI. I risultati ottenuti non sono così differenti e in particolare, in entrambi i casi non si sono rispettati alcuni tra gli obiettivi prefissati. Infatti, al contrario del modello radiale, queste due tecniche riescono sempre nell'identificazione del guasto, ma solo in un determinato range restituiscono anche l'entità di quest'ultimo. Inoltre, non si riesce mai a capire se il guasto avviene durante un funzionamento da generatore o motore.

I risultati dove bisogna prestare una maggiore attenzione naturalmente sono quelli sperimentali. Tutta la parte simulativa, basandosi sul modello matematico, verifica sì la tecnica diagnostica, ma non il modello in sé. Si è implementata sperimentalmente solo la tecnica per i magneti paralleli che sfrutta i PI, avendo visto dalla simulazione essere più accurata. Il risultato ottenuto, a meno di errori di misura e incertezze date dal caso sperimentale, è più che positivo e verifica a pieno la sua validità. In questo modo si verifica anche tutto il modello matematico su cui è realizzata, e di conseguenza anche le tecniche basate sul caso radiale, in quanto la radice è comune.

Quindi in generale si può dire che si è riusciti in gran parte degli obiettivi prefissati, individuando e implementando una tecnica diagnostica applicabile a qualsiasi macchina brushless a sei fasi, che in qualsiasi caso, restituisca un valore attribuibile alla salute dei magneti rotorici. Tutto ciò eseguibile tramite un semplice azionamento e semplici condizioni di funzionamento.

## Bibliografia

- [1] Y. Gritli, A. Tani, C. Rossi e D. Casadei, “Detection of Rotor Magnet Demagnetization in Asymmetrical Six-Phase Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive” 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2018, pp. 1809 - 1814
- [2] A. Tani, Dispense del corso di "Conversione Statica dell'Energia Elettrica M", Università di Bologna, 2016.
- [3] A. Tani, Dispense "Modello Six-Phase PM", Università di Bologna
- [4] G. Tedesco, Tesi magistrale “Controllo di una macchina asincrona alimentata tramite un inverter funzionante in sovrarmodulazione e un compensatore reattivo con tensione del bus dc variabile”, Università di Bologna, 2018