

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

**Analisi e test di sistemi multi-trifase con  
avvolgimento stella-triangolo**

*Relatore:*  
PROF. NICOLA BIANCHI

*Laureando:*  
ALESSANDRO BELGI  
2014995

Anno Accademico 2022/2023



# Introduzione

In questa tesi si analizzano le prestazioni di un motore elettrico a magneti superficiali (SPM) con 18 cave e 16 poli.

Viene scelta una configurazione a cave frazionarie, in cui ogni bobina è avvolta attorno ad un dente di statore, al fine di diminuire la mutua iterazione tra le fasi.

Vengono progettate e testate differenti tipologie di avvolgimento, con l'obiettivo di ottenere dei vantaggi rispetto al classico avvolgimento a stella trifase.

Lo scopo è di incrementare la ridondanza del sistema, per permettere al motore di poter lavorare anche in condizioni di guasto, in particolare nel caso di cortocircuito e nel caso di eventuali aperti all'interno dell'avvolgimento.

Nella prima parte vengono analizzati sistemi multi-trifase, in particolare sistemi doppio e triplo trifase, dove ogni terna viene alimentata da un inverter indipendente, permettendo al motore di poter lavorare nel caso in cui una o più terne siano guaste.

Nella seconda parte si analizzano sistemi con avvolgimento stella-triangolo, che permettono al motore di poter lavorare nel caso in cui vi siano degli aperti nell'avvolgimento.

Per ogni tipologia di sistema viene eseguita un'analisi a vuoto, dove si calcolano i flussi concatenati e le forze elettromotrici, e un'analisi a carico, dove vengono calcolate le coppie elettromotrici sviluppate.

Vengono inoltre stimate e misurate le resistenze e le induttanze degli avvolgimenti.

Per ogni configurazione viene calcolata la corrente di cortocircuito, la quale riveste un ruolo critico per queste tipologie di motori, e, per i sistemi stella-triangolo, viene inoltre calcolata la coppia nel caso di aperti.

Vengono eseguite delle simulazioni tramite software FEMM, alcune delle quali confrontate con le misure ottenute in laboratorio su un motore reale.



# Indice

<b>1 Sistemi multi-trifase</b>	<b>1</b>
1.1 Sistema trifase	3
1.2 Sistema doppio-trifase	6
1.3 Sistema triplo-trifase	8
<b>2 Confronto simulazioni e misure</b>	<b>11</b>
2.1 Sistema trifase	12
2.1.1 Analisi a vuoto	13
2.1.2 Analisi a carico	15
2.1.3 Verifica di cortocircuito	18
2.2 Sistema doppio-trifase	25
2.2.1 Analisi a vuoto	25
2.2.2 Analisi a carico	27
2.2.3 Verifica di cortocircuito	29
2.3 Sistema triplo-trifase	30
2.3.1 Analisi a vuoto	31
2.3.2 Analisi a carico	33
2.3.3 Verifica di cortocircuito	36
<b>3 Sistemi trifase con avvolgimento SD</b>	<b>37</b>
3.1 Sistemi SSD e SDD	38
3.2 Sistema DD  S	43
<b>4 Confronto simulazioni e misure SSD/SDD</b>	<b>47</b>
4.1 Sistema SSD	47
4.1.1 Analisi a vuoto	47
4.1.2 Analisi a carico	52
4.1.3 Verifica di cortocircuito	56
4.1.4 Tolleranza ai guasti di aperto	57
4.2 Sistema SDD	63
4.2.1 Analisi a vuoto	63
4.2.2 Analisi a carico	64
4.2.3 Verifica di cortocircuito	65
4.2.4 Tolleranza ai guasti di aperto	65
<b>5 Confronto simulazioni e misure DD  S</b>	<b>67</b>
5.1 Sistema DD  S	67
5.1.1 Analisi a vuoto	67
5.1.2 Analisi a carico	71
5.1.3 Verifica di cortocircuito	80

5.1.4 Tolleranza ai guasti di aperto . . . . .	81
<b>A Schemi collegamenti</b>	<b>93</b>
<b>B Analisi termica</b>	<b>97</b>
<b>Ringraziamenti</b>	<b>101</b>

# Capitolo 1

## Sistemi multi-trifase

In questo capitolo viene evidenziato come costruire l'avvolgimento di un motore trifase e le varie configurazioni multi-trifase possibili [1]. Una configurazione con più terne che lavorano in parallelo in modo indipendente permette di avere un sistema ridondante e il motore è in grado di lavorare anche in condizioni di guasti parziali.

Una soluzione alternativa è l'utilizzo di sistemi multi-fase [2], ma risultano essere più costosi a causa della necessità di componenti customizzati, in particolare l'elettronica di potenza [3].

L'adozione di sistemi multi-trifase sembra essere la soluzione migliore: permette di avere un incremento limitato dei costi e una buona tolleranza ai guasti. In caso di guasto di una delle terne, questa viene disconnessa e il motore può continuare a lavorare a potenza ridotta, alimentato dalle altre terne sane.

Si è preso come riferimento un motore a magneti superficiali con 18 cave e 16 poli (Fig. 1.1). I dati del motore sono riportati in Tab. 1.1.

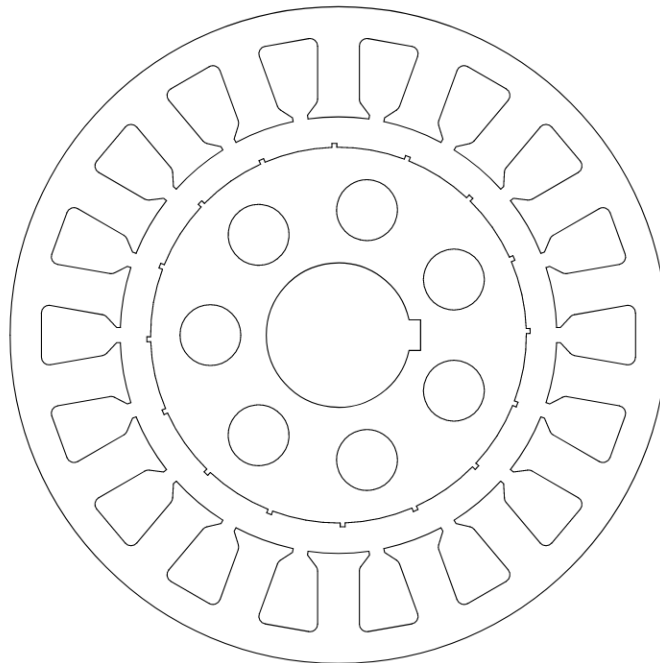


Figura 1.1: 18 cave/16 poli

---

Parametri del motore		
$Q_s$	(numero di cave)	18
$D_i$	(diametro interno)	115 mm
$D_e$	(diametro esterno)	173 mm
$L_{stk}$	(lunghezza assiale)	50 mm
$w_{so}$	(larghezza apertura cava)	4 mm
$h_{so}$	(altezza apertura cava)	1 mm
$w'_s$	(larghezza cava interna)	10.75 mm
$w_s$	(larghezza cava esterna)	16.4 mm
$h_{wed}$	(altezza bietta)	3 mm
$h_s$	(altezza cava)	16 mm
$h_t$	(altezza dente)	20 mm
$w_t$	(larghezza dente)	11 mm
$h_{bi}$	(altezza corona)	7 mm
$r$	(raggio di raccordo)	2 mm
$S_{slot}$	(area di cava)	245 mm <sup>2</sup>
$g$	(traferro)	1 mm
$D_{lr}$	(diametro lamiera rotore)	99 mm
$D_a$	(diametro albero)	38.05 mm
$D_f$	(diametro fori alleggerimento)	16.75 mm
$N_f$	(numero fori)	7
$h_{sm}$	(altezza sede magnete)	1.5 mm
$l_{sm}$	(larghezza sede magnete)	1.34 mm
$h_c$	(altezza sede chiavetta)	3.05 mm
$l_c$	(larghezza sede chiavetta)	8.05 mm

---

Tabella 1.1: Parametri del motore

I parametri del magnete vengono riportati in Tab. [1.2](#)

L'induzione residua, il campo coercitivo e il campo intrinseco variano con la temperatura di funzionamento. La temperatura di lavoro viene ipotizzata a 120°C.

$$\bullet \mu_{rec} = \frac{B_{rem}^{20^\circ}}{\mu_0 H_{cb}^{20^\circ}} \approx 1.05$$

$$\bullet B_{rem}^{120^\circ} = B_{rem}^{20^\circ} \left[ 1 + \frac{\Delta B_{rem}/\Delta T}{100} (120^\circ - 20^\circ) \right] = 1.14 T$$

$$\bullet H_{cj}^{120^\circ} = H_{cj}^{20^\circ} \left[ 1 + \frac{\Delta H_{cj}/\Delta T}{100} (120^\circ - 20^\circ) \right] = 786.05 kA/m$$

$$\bullet H_{cb}^{120^\circ} = \frac{B_{rem}^{120^\circ}}{\mu_0 \mu_{rec}} = 839.44 kA/m$$



Magnete (NdFeB 40UH)		
$B_{rem}^{20^\circ}$	(induzione residua a 20°)	1.26 – 1.32 T
$H_{cb}^{20^\circ}$	(campo coercitivo a 20°)	> 955 kA/m
$H_{cj}^{20^\circ}$	(campo intrinseco a 20°)	> 1990 kA/m
$T_{max}$	(massima temperatura)	160°C
$\Delta B_{rem}/\Delta T$	(coeff. di temperatura)	-0.10/ - 0.12
$\Delta H_{cj}/\Delta T$	(coeff. di temperatura)	-0.40/ - 0.78
$t_m$	(spessore magnete)	7 mm
$r_{out}$	(raggio esterno)	56.5 mm
$r_{in}$	(raggio interno)	49.5 mm
$\alpha$	(angolo arco associato)	20°
$L_{stk}/2$	(lunghezza assiale)	25 mm
$N_m$	(numero magneti)	16

Tabella 1.2: Magnete (NdFeB 40UH)

## 1.1 Sistema trifase

Per il dimensionamento dell'avvolgimento e la costruzione della matrice di cava si segue il seguente procedimento:

- Angolo meccanico

$$\alpha_s = \frac{360}{Q_s} = 20^\circ$$

- Angolo elettrico

$$\alpha_s^e = p\alpha_s = 160^\circ$$

- Periodicità

$$t = MCD(Q_s, p) = 2$$

- Numero di raggi

$$\frac{Q_s}{t} = 9$$

- Distanza tra lati attivi di una matassa

$$y_q = \frac{Q_s}{2p} = 1.125, \text{ approssimato a } 1 \text{ con angolo di raccorciamento elettrico}$$

$$\beta_r^e = 0.125\alpha_s^e = 20^\circ$$

- Cave-polo-fase

$$q = \frac{Q_s}{2pm} = 0.375$$

Inoltre si adotta un doppio strato, con  $y_q = 1$ , in cui ogni bobina è avvolta intorno al dente. I dati dell'avvolgimento sono riportati in Tab. [1.3](#).

**Avvolgimento**

$n_c$	(numero di conduttori in cava)	54
$n_t$	(numero di conduttori attorno al dente)	27
$k_{fill}$	(coefficiente di riempimento)	0.3
$d_c$	(diametro del conduttore)	1.32 mm

Tabella 1.3: Parametri dell'avvolgimento

In Fig. 1.2 viene riportata la stella di cava insieme alla matrice di cava.

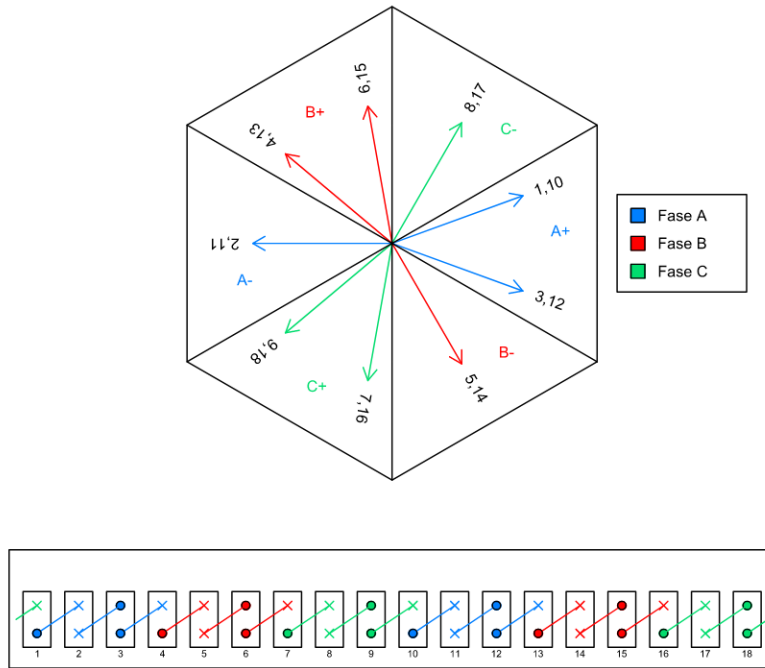


Figura 1.2: Stella di cava e matrice di cava

La stella di cava è suddivisa in sei settori uguali e ogni settore identifica una fase (A,B o C) e la convenzione (+ o -). Dalla stella di cava si definisce la matrice di cava che individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche; con  $\bullet$  si indica il settore positivo mentre con  $\times$  il settore negativo.

La matrice di cava viene scritta in forma vettoriale, utile successivamente per eseguire le simulazioni su FEMM. Si identifica per ogni fase quali cave occupa: se una cava è occupata interamente da una fase si mette +1/-1, a seconda della convenzione adottata se positiva o negativa, invece se la cava è occupata per metà da una fase si mette +0.5/-0.5. La matrice di cava in questo caso è la seguente:

$$\begin{aligned}
 ka &= [0.5 \ -1 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\
 kb &= [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 1 \ -0.5 \ 0] \\
 kc &= [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ 1 \ -1]
 \end{aligned}$$

In Fig. 1.3 viene riportata la disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi nella configurazione a stella.

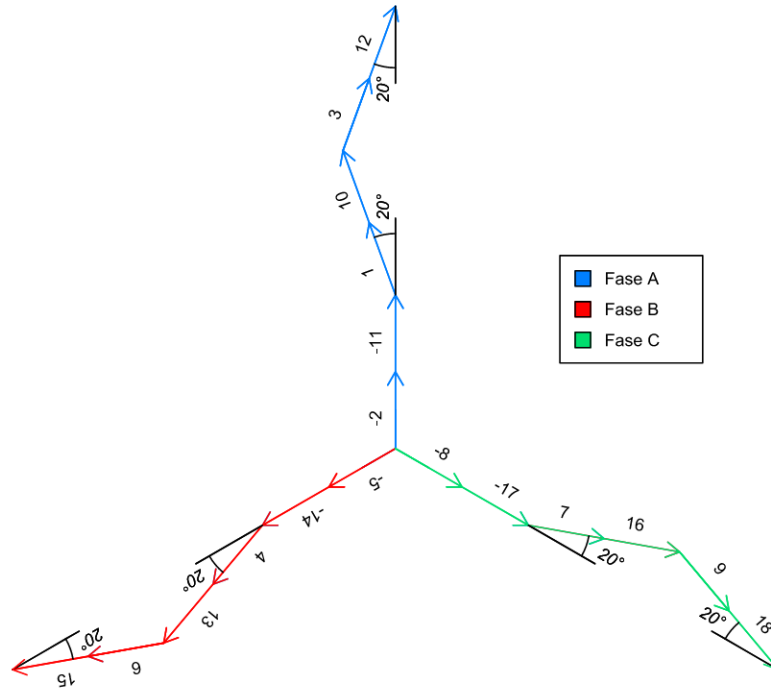


Figura 1.3: Disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi

Per il calcolo del coefficiente di avvolgimento  $k_w$  bisogna tener conto sia del coefficiente di passo  $k_p$  sia del coefficiente di distribuzione  $k_d$ .

In questo caso il coefficiente di distribuzione non può essere calcolato con la classica formula  $k_d = \frac{\sin(q\alpha_s^e/2)}{q\sin(\alpha_s^e)}$ , in quanto si tratta di un avvolgimento frazionario, ma bisogna andare ad eseguire un rapporto tra la somma vettoriale e la somma algebrica dei vettori di una fase.

Le formule utilizzate sono riportate nel sistema (1.1).

$$\begin{cases} k_p = \cos \frac{\beta_r^e}{2} = 0.984 \\ k_d = \frac{1 + 2 \cos 20^\circ}{3} = 0.96 \end{cases} \quad (1.1)$$

Nel complesso il coefficiente di avvolgimento è  $k_w = k_p k_d = 0.945$ .

## 1.2 Sistema doppio-trifase

Una doppia terna trifase si può ottenere suddividendo l'avvolgimento di statore in due sottosistemi collegati a due inverter indipendenti di potenza ridotta.

In questo caso le due terne sono in fase: ad esempio, prendendo i vettori nella stella di cava della fase A (Fig. 1.2), le coppie di vettori (1,10)/(2,11)/(3,12) sono in fase. Quindi per ogni coppia di vettori in fase, bisogna sceglierne uno per la prima terna e uno per la seconda terna; differenti configurazioni possibili sono illustrate in Fig. 1.4

La prima soluzione in cui i due sistemi sono posizionati in due diverse metà del motore presentano un mutuo accoppiamento basso, però una forza radiale sbilanciata quando solamente uno dei due sistemi è alimentato.

La terza soluzione invece, in cui ogni bobina di uno dei due sistemi si alterna con una bobina dell'altro sistema, presenta un maggior mutuo accoppiamento, ma un maggior bilanciamento delle forze radiali quando solo un avvolgimento è alimentato.

In questa tesi viene scelta la terza soluzione.

Avremo quindi una matrice di cava per la prima terna e una per la seconda terna:

- Prima terna

$$ka = [0.5 \ -0.5 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0]$$

$$kc = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 0.5]$$

- Seconda terna

$$ka = [0 \ -0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb = [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kc = [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0.5]$$

Come si può evincere dalla Fig. 1.5, la disposizione dei vettori della stella di cava è equivalente al sistema trifase analizzato precedentemente e quindi sia il coefficiente di passo  $k_p$  sia il coefficiente di distribuzione  $k_d$  non cambiano.

Il coefficiente di avvolgimento  $k_w$  non varia e di conseguenza sia il comportamento a vuoto sia a carico del motore in condizioni di sistema sano, in cui entrambe le terne sono alimentate, è equivalente al singolo avvolgimento trifase.

Nel caso invece in cui una delle due terne venga sconnessa, il motore continua a lavorare fornendo metà coppia.

1.2. Sistema doppio-trifase

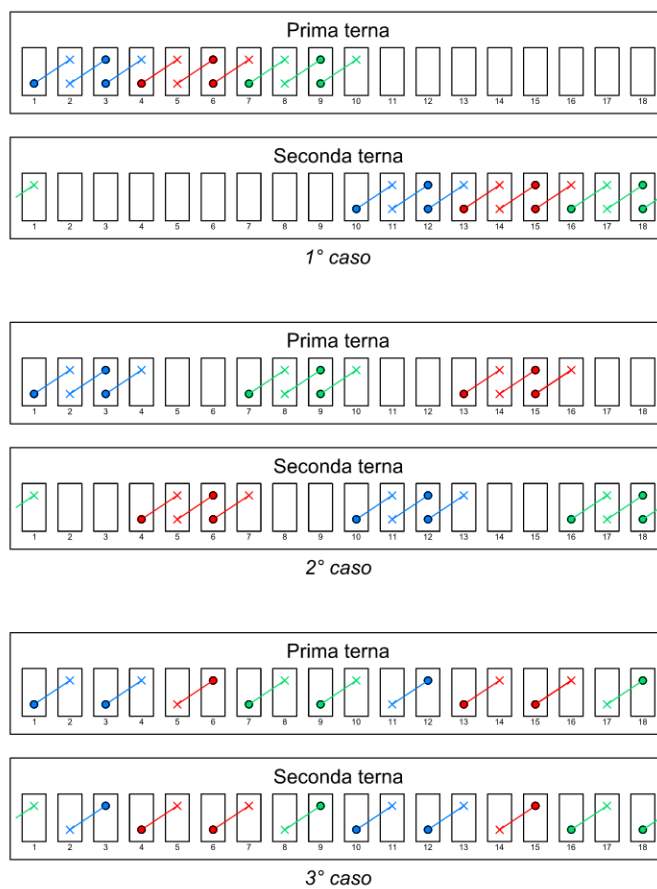


Figura 1.4: Possibili matrici di cava nel doppio-trifase

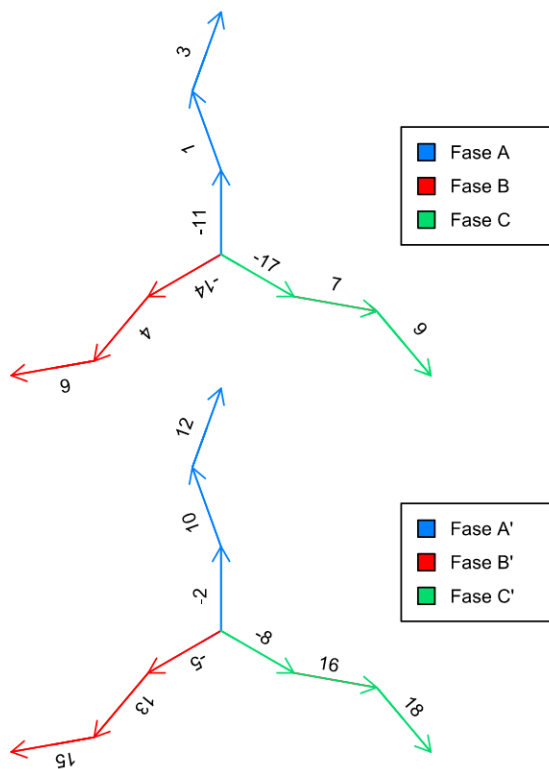


Figura 1.5: Disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi nel doppio trifase

## 1.3 Sistema triplo-trifase

L'unica configurazione disponibile per un sistema triplo trifase, con questa tipologia di avvolgimento, consiste nell'avere tre sistemi trifase sfasati e indipendenti.

La disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche è illustrata in Fig. 1.6.

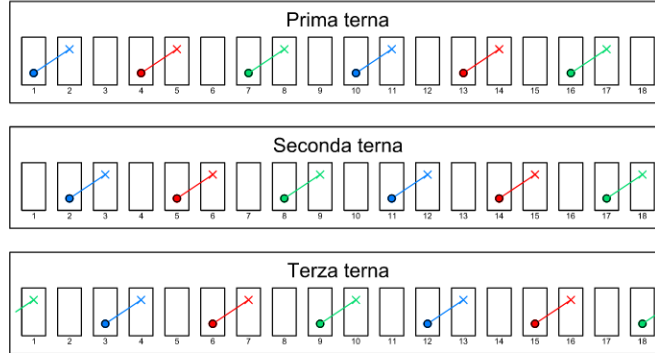


Figura 1.6: Matrice di cava nel triplo-trifase

Dalla stella di cava si definisce la disposizione dei vettori nelle tre terne in Fig. 1.7.

Prendendo come riferimento la seconda terna, lo sfasamento tra la seconda terna e la prima terna è di  $-160^\circ$ , mentre tra la seconda terna e la terza terna è di  $160^\circ$ ; di conseguenza il motore viene pilotato con tre inverter indipendenti e alimentati con opportuno sfasamento.

La matrice di cava in forma vettoriale è la seguente:

- Prima terna
 
$$ka = [0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb = [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0]$$

$$kc = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5]$$
- Seconda terna
 
$$ka = [0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0]$$

$$kc = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5]$$
- Terza terna
 
$$ka = [0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5]$$

$$kc = [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5]$$

In questo caso il coefficiente di avvolgimento è leggermente più elevato.

Il coefficiente di distribuzione  $k_d$  è pari a 1, in quanto i due vettori di una fase non sono più sfasati, mentre il coefficiente di passo  $k_p$  rimane invariato.

Il coefficiente di avvolgimento è uguale a  $k_w = 0.96$ .

Un maggior  $k_w$  implica un maggior flusso concatenato, una maggiore f.e.m. e di conseguenza una coppia maggiore. Nel caso del distacco di una terna, la coppia fornita dal motore è due terzi rispetto alla coppia fornita dal motore a sistema sano, mentre, nel caso di un'unica terna funzionante, la coppia è un terzo.

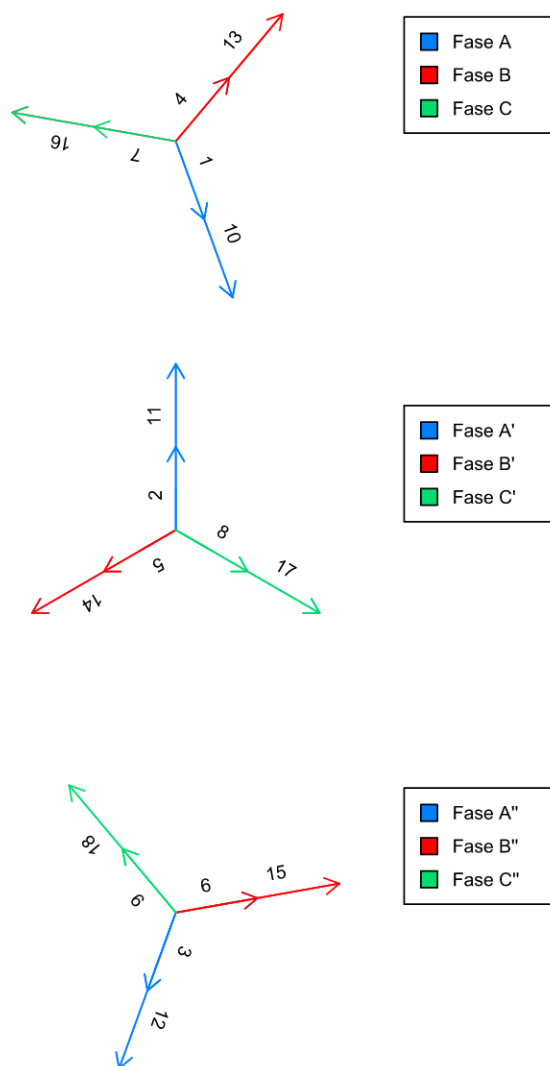


Figura 1.7: Disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi nel triplo trifase





## Capitolo 2

# Confronto simulazioni e misure

Per ogni sistema multi-trifase precedentemente analizzato, viene eseguita un'analisi tramite il software FEMM e alcuni risultati vengono confrontati con le misure eseguite sul motore in laboratorio (Fig. 2.1).

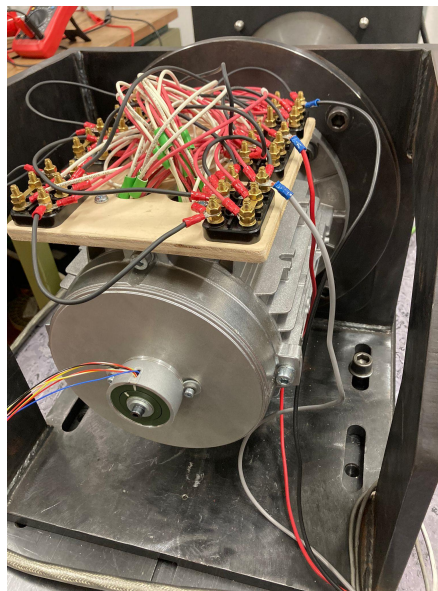


Figura 2.1: Motore in fase di test

Viene eseguita un'analisi a vuoto, in cui si calcolano i flussi concatenati e le forze elettromotrici indotte, e un'analisi a carico, in cui si calcola la coppia sviluppata.

Nell'analisi a vuoto il motore viene testato in un banco veloce, dove un motore a induzione ausiliario, accoppiato meccanicamente al motore, impone una velocità costante. La tensione viene misurata ai terminali del motore.

L'analisi a vuoto viene eseguita a 500 *rpm* e ad una frequenza  $f = \frac{pn}{60} = 66.67 \text{ Hz}$ .

Nell'analisi a carico il motore viene testato in un banco lento. La velocità è imposta da un motore brushless, collegato al motore tramite un torsionmetro e un riduttore (rapporto 59:1).

Il banco comprende un inverter standard per azionare il motore brushless e un inverter custom, interfacciato a d-Space box, per comandare le correnti del motore in prova. L'allineamento del rotore viene effettuato con una procedura automatica.

## 2.1. Sistema trifase

---

Per il calcolo della corrente nominale, avendo una  $S_{slot} = 245mm^2$  e un  $k_{fill} = 0.3$ , si calcola la sezione del conduttore  $S_c = \frac{k_{fill}S_{slot}}{n_c} \approx 1.37mm^2$  ( $d_c = 1.32mm$ ).

Imponendo una densità di corrente  $J = 5 A/mm^2$ , ottengo una corrente nominale efficace pari a  $I_{n,rms} = S_c J = 6.84 A$ , mentre una corrente nominale di picco  $\hat{I}_n = 9.67 A$ , approssimata a  $10 A$ .

## 2.1 Sistema trifase

Le equazioni di tensione di un SPM nel sistema dq sono le seguenti:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \Lambda_q \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Lambda_d \end{cases} \quad (2.1)$$

con

$$\begin{cases} \Lambda_d = \Lambda_m + L_d i_d \\ \Lambda_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.2)$$

Nel caso di un SPM, l'induttanza di asse diretto  $L_d$  e l'induttanza di asse in quadratura  $L_q$  sono uguali.

La coppia si calcola attraverso la relazione flussi-correnti:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2} p (\Lambda_d i_q - \Lambda_q i_d) \quad (2.3)$$

La condizione di MTPA si ottiene con un angolo di corrente  $\alpha_i = 90^\circ$ , di conseguenza la corrente  $i_d$  è nulla e quindi l'equazione per il calcolo della coppia in MTPA diventa:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2} p \Lambda_m i_q \quad (2.4)$$

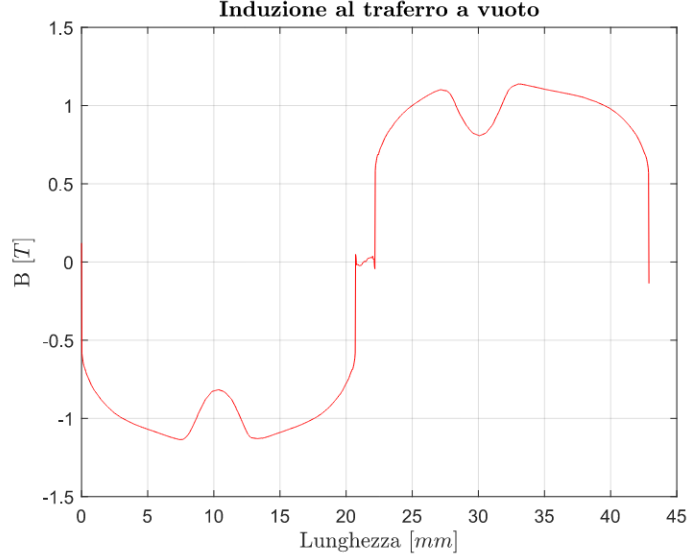


Figura 2.2: Induzione al traferro

### 2.1.1 Analisi a vuoto

Il grafico dell'induzione a vuoto al traferro in un periodo elettrico viene riportato in Fig. 2.2.

Per il calcolo dei flussi concatenati a vuoto si utilizzano le seguenti formule:

$$\Lambda_a = n_{cs} L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_a(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (2.5)$$

$$\Lambda_b = n_{cs} L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_b(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (2.6)$$

$$\Lambda_c = n_{cs} L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_c(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (2.7)$$

dove  $A_z$  è il potenziale vettore e  $n_{cs}$  è il numero di conduttori serie. Viene scelto un numero di percorsi parallelo  $n_{pp} = 1$  e di conseguenza  $n_{cs} = n_c = 54$ .

In Fig. 2.3 viene rappresentato l'andamento del flusso concatenato dalle tre fasi in un periodo elettrico ( $\alpha_e = p\alpha_m$ ) e in Fig. 2.4 il relativo contenuto armonico; c'è una componente di terza armonica a causa dell'induzione che contiene armoniche dispari. Il flusso del magnete si calcola attraverso la trasformata di Park una volta allineato il motore (in corrispondenza del valore massimo del flusso concatenato dalla fase A):

$$\begin{bmatrix} \Lambda_d \\ \Lambda_q \\ \Lambda_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_a \\ \Lambda_b \\ \Lambda_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Il flusso del magnete che viene concatenato dall'avvolgimento è  $\Lambda_m = 0.1357 \text{ Vs}$ .

## 2.1. Sistema trifase

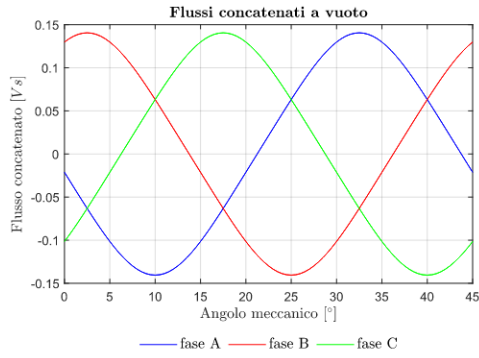


Figura 2.3: Flusso concatenato

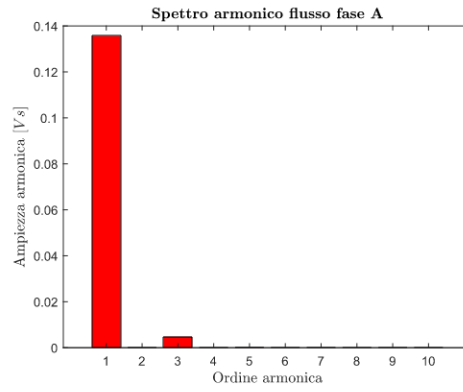


Figura 2.4: Contenuto armonico

Per il calcolo delle f.e.m. viene eseguita una derivazione rispetto alla posizione:

$$e_a = \omega \frac{d\Lambda_a}{d\theta} \quad (2.9)$$

$$e_b = \omega \frac{d\Lambda_b}{d\theta} \quad (2.10)$$

$$e_c = \omega \frac{d\Lambda_c}{d\theta} \quad (2.11)$$

In Fig. 2.5 vengono riportate le f.e.m. di fase sia simulate sia misurate in funzione del tempo, mentre in Fig. 2.6 vengono riportate le f.e.m. concatenate sia simulate sia misurate.

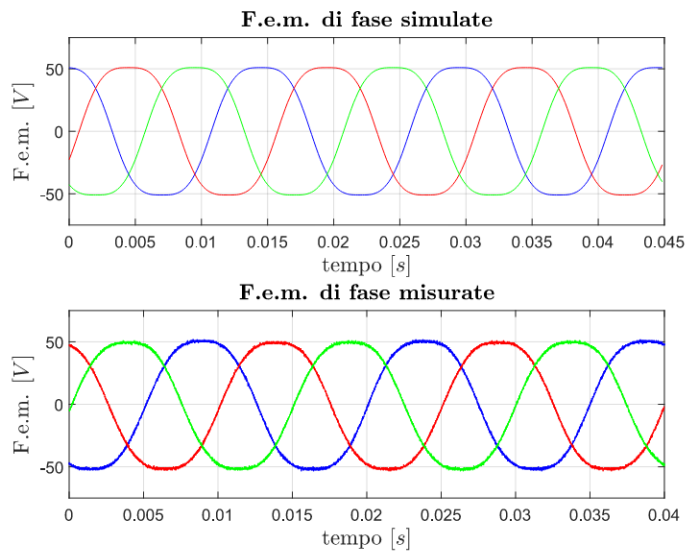


Figura 2.5: F.e.m. di fase

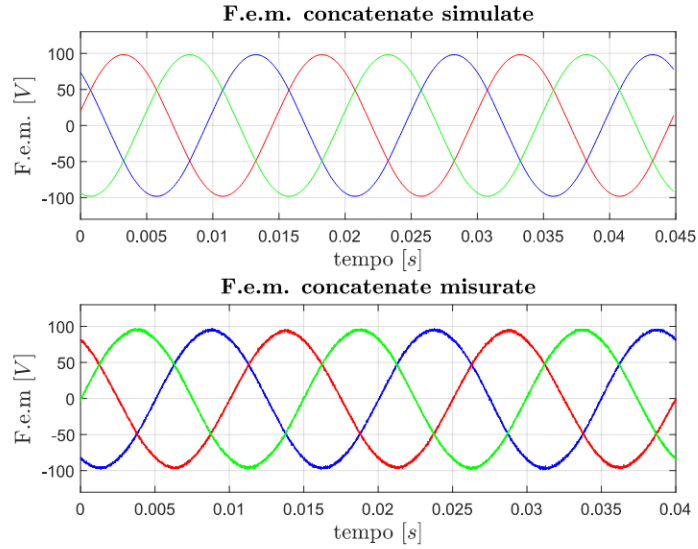


Figura 2.6: F.e.m. concatenate

### 2.1.2 Analisi a carico

Imponendo  $i_d$  e  $i_q$ , attraverso la matrice inversa della trasformata di Park (2.8), ricavo le tre correnti  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  sinusoidali da imporre nell'avvolgimento.

Con il motore allineato, si verifica la condizione di MTPA fissando il modulo del vettore di corrente a  $\hat{I}_n = 10 A$  e variando l'angolo  $\alpha_i$  da  $0^\circ$  a  $180^\circ$  (Fig. 2.7).

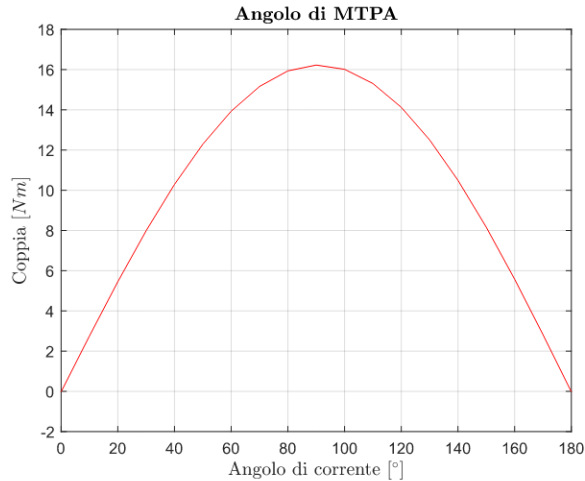


Figura 2.7: Condizione di MTPA

Successivamente viene calcolata la coppia per diversi valori di corrente e in condizione di MTPA.

La coppia viene calcolata sia attraverso i tensori degli sforzi di Maxwell e sia attraverso la relazione flussi-correnti (2.4).

Bisogna tener conto che il calcolo della coppia tramite la relazione flussi-correnti non tiene in considerazione la variazione di co-energia magnetica, ma il valore medio coincide con il valore medio della coppia calcolata tramite le equazioni di Maxwell.

In Fig. 2.8 viene graficata la coppia simulata attraverso Maxwell e la coppia misurata in laboratorio.

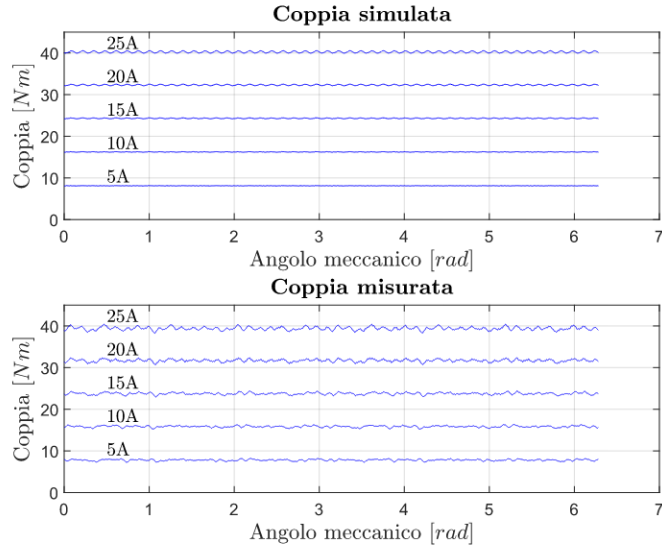


Figura 2.8: Coppia meccanica

In Tab. 2.1 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	8.12	7.8
10	16.23	15.85
15	24.30	23.76
20	32.31	31.70
25	40.23	39.4

Tabella 2.1: Coppia meccanica a confronto

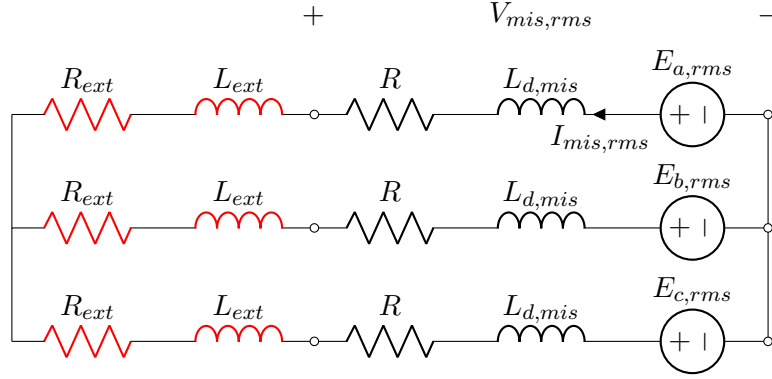
L'induttanza  $L_d (= L_q)$  viene calcolata imponendo una corrente  $i_d$ , smagnetizzando i magneti e calcolando il flusso di asse diretto.

$$L_d = \frac{\Lambda_d}{i_d} = 2.17 \text{ mH} \quad (2.12)$$

L'induttanza  $L_d$  include sia l'autoinduttanza sia la mutua induttanza ( $L_d = L + M$ ). Con un unico sistema trifase, l'induttanza sincrona risulta pari a  $L_s = L_d$ .

Inoltre l'induttanza  $L_d$  viene misurata in laboratorio facendo ruotare il rotore a 2300 rpm, in modo da trascurare l'effetto resistivo ( $R = 0.47 \Omega$  alla temperatura di  $18^\circ$ ). Vengono collegate tre induttanze esterne ( $L_{ext} = 15 \text{ mH}$ ,  $R_{ext} = 2.28 \Omega$ ) per evitare di avere delle correnti indotte troppo elevate. Si ricorda che, nel caso di un motore SPM, l'induttanza di asse diretto coincide con le induttanze di fase ( $L_d = L_a = L_b = L_c$ ).

## 2.1. Sistema trifase



Viene misurata la f.e.m. a vuoto di una fase  $E_{a,rms}$ , in valore efficace, aprendo il circuito. Viene misurata la tensione  $V_{mis,rms}$  e la corrente  $I_{mis,rms}$  ai capi di una fase. L'induttanza  $L_{d,mis}$  si può calcolare come:

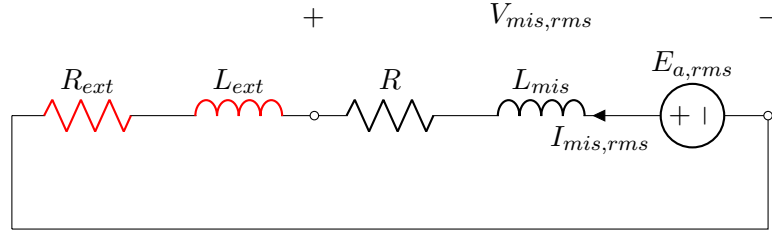
$$L_{d,mis} = \frac{60}{2\pi pn} \left( \frac{E_{a,rms} - V_{mis,rms}}{I_{mis,rms}} \right) \quad (2.13)$$

In Tab. 2.2 vengono riportati i valori ottenuti.

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{mis,rms}$ [V]	$I_{mis,rms}$ [A]	$L_{d,mis}$ [mH]
2300	181.5	158.1	5.31	2.29

Tabella 2.2: Induttanza di asse diretto

Inoltre viene calcolata l'autoinduttanza  $L$  aprendo due fasi e utilizzando la stessa formula in (2.13). La mutua induttanza è  $M = L_d - L$ .



Vengono eseguite le stesse misure fatte precedentemente. In Tab. 2.3 sono riportati i risultati.

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{mis,rms}$ [V]	$I_{mis,rms}$ [A]	$L_{mis}$ [mH]	$M_{mis}$ [mH]
2300	181.5	160.7	5.08	2.12	0.16

Tabella 2.3: Auto e mutua induttanza

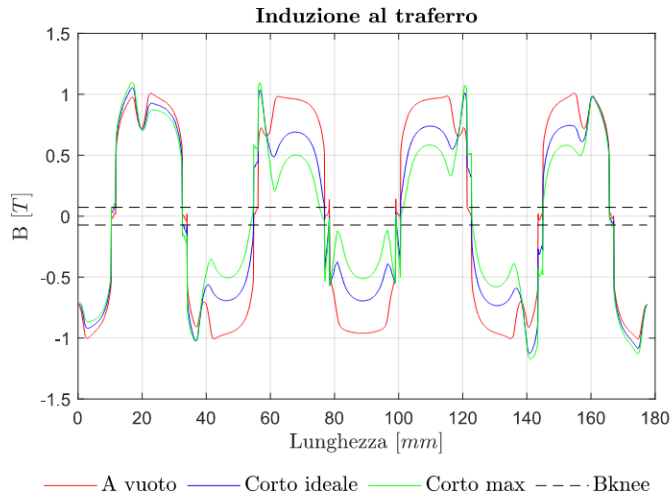


Figura 2.9: Variazione induzione al traferro

### 2.1.3 Verifica di cortocircuito

#### Cortocircuito trifase ideale

La corrente di cortocircuito trifase ideale ( $R = 0$ ) viene calcolata eseguendo il rapporto tra il flusso del magnete  $\Lambda_m$  e l'induttanza di asse diretto  $L_d$ :

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d} = 62.5 \text{ A} \quad (2.14)$$

La corrente di cortocircuito ha solo componente negativa di asse diretto e non produce coppia, ma può smagnetizzare il magnete in modo irreversibile [4]. Ipotizzando una temperatura di funzionamento di  $120^\circ\text{C}$ , l'induzione al ginocchio è:

$$B_{knee}^{120^\circ} = B_{rem}^{120^\circ} + \mu_0 \mu_{rec} H_{cj}^{120^\circ} = 0.0727 \text{ T} \quad (2.15)$$

Tale valore non deve essere superato per non smagnetizzare il magnete.

Viene eseguita un'analisi su FEMM, imponendo una corrente  $i_d = -62.5 \text{ A}$  ( $i_q = 0$ ) e si verifica il valore di induzione. In Fig. 2.9 si può vedere come l'induzione non raggiunga valori tali da smagnetizzare il magnete (nel caso ideale).

Trattandosi di un avvolgimento frazionario, la reazione di indotto varia da magnete a magnete. Tale corrente, essendo sei volte più grande della corrente nominale, non può essere supportata dal motore per limiti termici.

#### Cortocircuito trifase reale

Per il calcolo della corrente di cortocircuito reale bisogna considerare anche l'effetto resistivo. La resistenza di fase misurata in laboratorio è pari a  $0.7 \Omega$ , alla temperatura di funzionamento di  $120^\circ$ . La frequenza di alimentazione è di  $400 \text{ Hz}$ .

Partendo dal sistema (2.1), si può calcolare il transitorio della corrente di cortocircuito, imponendo  $v_d$  e  $v_q$  nulle e ricavando la derivata di  $i_d$  e  $i_q$  [5]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{\omega L_q i_q - R i_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-\omega L_d i_d - R i_q - \omega \Lambda_m}{L_d} \end{cases} \quad (2.16)$$



## 2.1. Sistema trifase

Assumendo che il motore stia lavorando in condizione di MTPA, i valori iniziali di corrente sono:

$$\begin{cases} i_{d0} = 0 \\ i_{q0} = \hat{I}_n \end{cases} \quad (2.17)$$

Il transitorio della corrente di cortocircuito viene calcolato con un processo iterativo:

$$\begin{cases} i_{d,k+1} = i_{d,k} + di_d \\ i_{q,k+1} = i_{q,k} + di_q \end{cases} \quad (2.18)$$

In Fig. 2.10 viene riportato l'andamento di  $i_d$  e  $i_q$  in funzione del tempo e in Fig. 2.11 nel piano dq.

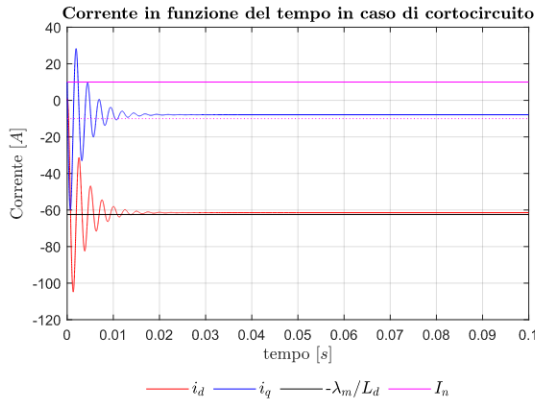


Figura 2.10: Cortocircuito nel tempo

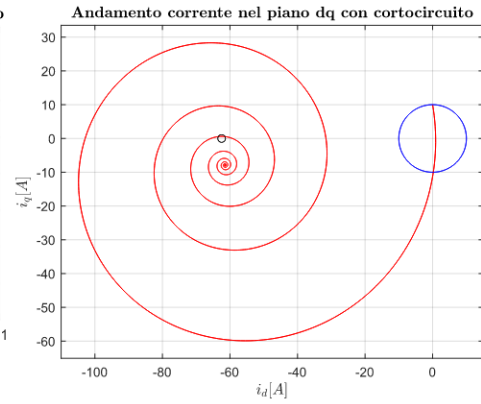


Figura 2.11: Cortocircuito nel piano dq

Partendo dal sistema (2.1), eliminando le derivate e imponendo  $v_d$  e  $v_q$  nulle, si calcola la corrente di cortocircuito a regime:

$$\begin{cases} I_{d,shc} = -\frac{\omega^2 L_q \Lambda_m}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} = -61.45 \text{ A} \\ I_{q,shc} = -\frac{\omega \Lambda_m R}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} = -7.88 \text{ A} \\ I_{shc} = \sqrt{I_{d,shc}^2 + I_{q,shc}^2} = 61.96 \text{ A} \end{cases} \quad (2.19)$$

Durante il transitorio la corrente di cortocircuito raggiunge valori molto più elevati rispetto al suo valore a regime, aumentando la probabilità di smagnetizzare il magnete (Fig. 2.11). Con una frequenza di 400 Hz, la corrente  $i_d$  raggiunge un valore di 104.85 A durante il transitorio.

In Fig. 2.9 viene graficata la variazione di induzione con la  $i_d$  massima che viene raggiunta nel transitorio alla frequenza di 400 Hz. Si può concludere che in alcuni punti il magnete raggiunge valori di induzione tali da smagnetizzarlo.

All'aumentare della resistenza, la corrente di cortocircuito arriva a regime più lentamente, con una componente di asse diretto che diminuisce e una componente di asse in quadratura che aumenta. La corrente di cortocircuito è proporzionale alla frequenza e quindi al numero di giri e tende al valore  $-\Lambda_m/L_d$  (Fig. 2.12).

All'aumentare della velocità, aumenta la componente di asse diretto, aumentando la possibilità di smagnetizzare il magnete.

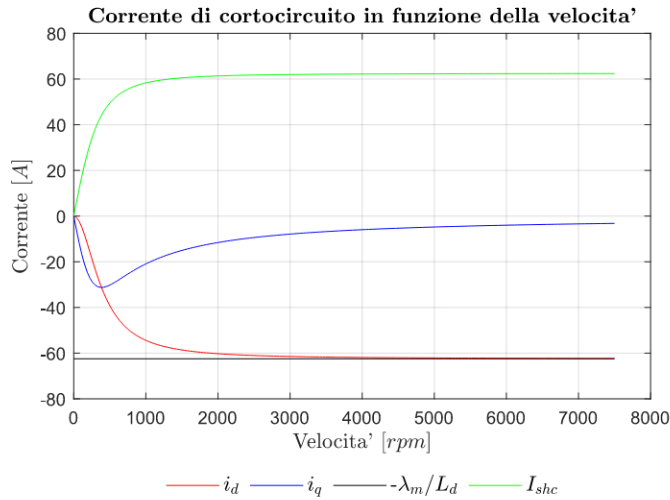


Figura 2.12: Corrente di corto in funzione della frequenza

La componente negativa di asse in quadratura della corrente di cortocircuito produce una coppia frenante. La coppia frenante di conseguenza è proporzionale alla resistenza. La coppia frenante a regime può essere calcolata inserendo  $I_{d,shc}$  e  $I_{q,shc}$ , ottenute nel sistema (2.19), nell'equazione della coppia (2.3):

$$T_{brk} = -\frac{3}{2}p\omega R\Lambda_m^2 \left[ \frac{R^2 + \omega^2 L_q^2}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \right] = -12.83 \text{ Nm} \quad (2.20)$$

In Fig. 2.13 viene graficata la variazione nel tempo della coppia frenante confrontata con quella nominale.

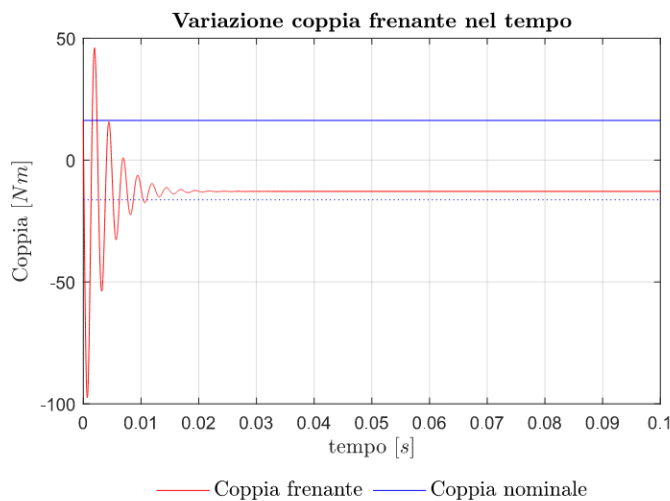


Figura 2.13: Coppia frenante nel tempo

Anche la coppia frenante dipende dal numero di giri e in Fig. 2.14 viene confrontata con la caratteristica meccanica del motore.

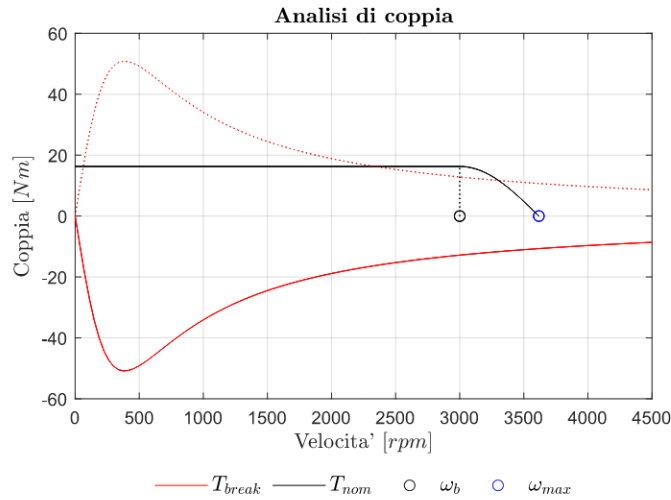


Figura 2.14: Coppia frenante in funzione della frequenza

In [2.21](#) viene riportato il calcolo della velocità base  $\omega_b$  e della velocità massima  $\omega_{max}$ :

$$\begin{cases} V_n = \omega \sqrt{(\Lambda_m + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \\ \omega_b = \frac{V_n}{\sqrt{\Lambda_m^2 + (L_d \hat{I}_n)^2}} \\ \omega_{max} = \frac{V_n}{\Lambda_m - L_d \hat{I}_n} \end{cases} \quad (2.21)$$

Inoltre vengono eseguite delle misure a basse velocità, sia delle correnti di cortocircuito sia della coppia frenante esercitata dal motore. Le misure vengono eseguite alla temperatura di  $18^\circ$  e quindi con una resistenza di fase pari a  $R = 0.47 \Omega$ .

Avendo diminuito la resistenza, il transitorio della corrente di cortocircuito ha una durata inferiore. In [Fig. 2.15](#) e [Fig. 2.16](#) vengono riportate le misure ottenute e confrontate con le simulazioni.

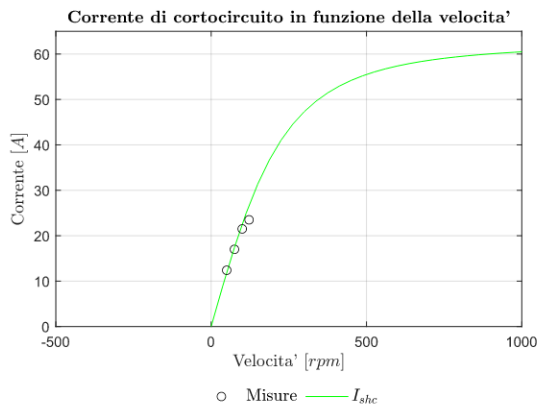


Figura 2.15: Misure corrente di corto

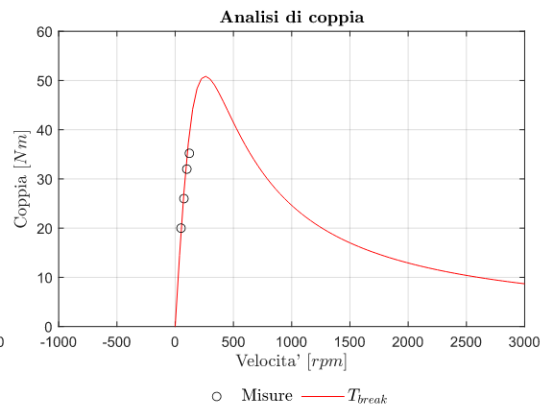


Figura 2.16: Misure coppia frenante

### Cortocircuito monofase e bifase all'alimentazione

Viene calcolata la corrente di cortocircuito monofase e bifase, nel caso in cui l'alimentazione si guastasse (ad esempio l'inverter).

Per il calcolo della corrente di cortocircuito monofase e bifase, non trattandosi di un guasto simmetrico, si fa riferimento ad un circuito equivalente (Fig. 2.17).

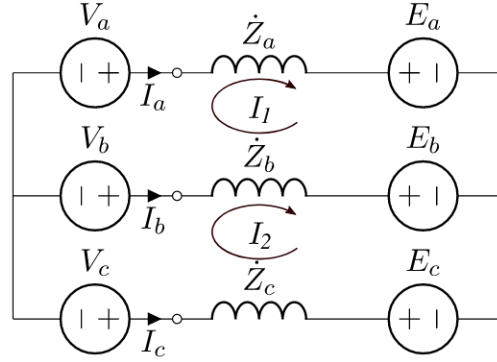


Figura 2.17: Circuito equivalente

La tensione di alimentazione ha un valore di picco  $\hat{V} = \omega(\Lambda_m + L_s\hat{I}) = 66 \text{ V}$  trascurando la parte resistiva, imponendo che le tensioni di alimentazione e le f.e.m. siano in fase e usando una frequenza di  $66.67 \text{ Hz}$ .

Inserendo i fasori di tensione, le impedenze e i fasori delle forze elettromotrici ricavate dalle simulazioni, si ricavano le correnti  $I_a, I_b$  e  $I_c$  tramite il metodo delle correnti ad anello:

$$\begin{cases} V_a - E_a + E_b - V_b &= (\dot{Z}_a + \dot{Z}_b)I_1 - \dot{Z}_b I_2 \\ V_b - E_b + E_c - V_c &= -\dot{Z}_a I_1 + (\dot{Z}_b + \dot{Z}_c)I_2 \end{cases} \quad (2.22)$$

Da cui si ricava:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_a + \dot{Z}_b & -\dot{Z}_b \\ -\dot{Z}_a & \dot{Z}_b + \dot{Z}_c \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_a - V_b - E_a + E_b \\ V_b - V_c - E_b + E_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Dove:

$$\begin{cases} I_a = I_1 \\ I_b = I_2 - I_1 \\ I_c = -I_2 \end{cases} \quad (2.24)$$

Nel caso di cortocircuito bifase si impone  $V_b = V_c = 0$  e si ottiene:

$$\begin{cases} I_a = 14.14 \text{ A} \\ I_b = I_c = 54.5 \text{ A} \end{cases} \quad (2.25)$$

Nel caso di cortocircuito monofase si impone  $V_c = 0$  e si ottiene:

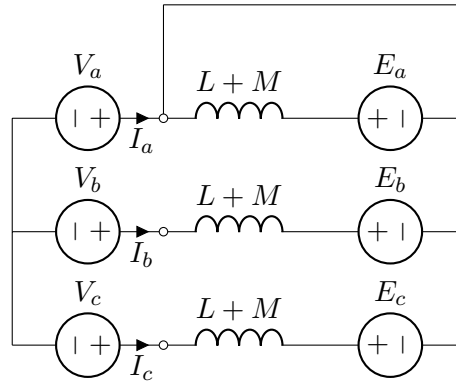
$$\begin{cases} I_a = I_b = 21 \text{ A} \\ I_c = 38.3 \text{ A} \end{cases} \quad (2.26)$$

### Cortocircuito all'interno dell'avvolgimento

Vengono analizzate due possibili situazioni: il caso in cui una fase fosse in cortocircuito e il caso in cui due fasi fossero in cortocircuito. L'effetto resistivo viene trascurato.

- **Una fase in cortocircuito**

Mantenendo l'alimentazione, la corrente di cortocircuito si calcola attraverso la relazione (2.23), imponendo  $E_a$  e  $\dot{Z}_a (= \omega(L + M))$  nulle.

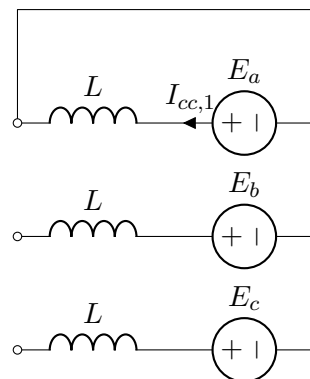


Si ottiene:

$$\begin{cases} I_a = 154.9 \text{ A} \\ I_b = I_c = 77.45 \text{ A} \end{cases} \quad (2.27)$$

La corrente nelle tre fasi è superiore rispetto al caso del cortocircuito trifase e non è tollerabile dal motore.

Nel caso in cui si tolga l'alimentazione, la mutua induttanza  $M$  è nulla, dovuto al fatto che non circola corrente nelle due fasi aperte.



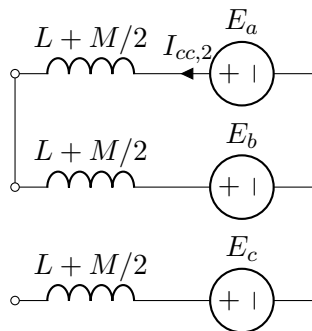
La corrente di cortocircuito risulta:

$$I_{cc,1} = \frac{\Lambda_m}{L} = 64 \text{ A} \quad (2.28)$$

Tale corrente è di poco superiore al caso del cortocircuito trifase, dovuto al fatto che la mutua induttanza  $M$  tra le fasi è in prima approssimazione trascurabile rispetto all'autoinduttanza  $L$  delle singole fasi.

- **Due fasi in cortocircuito**

In questo caso viene tolta l'alimentazione e la mutua induttanza  $M$  prodotta dalla fase C è nulla, dovuto al fatto che non vi circola corrente.



La corrente di cortocircuito risulta:

$$I_{cc,2} = \frac{\sqrt{3}\Lambda_m}{2\left(L + \frac{M}{2}\right)} = 53.41 \text{ A} \quad (2.29)$$

## 2.2 Sistema doppio-trifase

Le equazioni di tensione di un SPM nel sistema dq nel caso di un sistema doppio-trifase sono le seguenti:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \Lambda_q \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Lambda_d \\ v'_d = Ri'_d + L_d \frac{di'_d}{dt} - \omega \Lambda'_q \\ v'_q = Ri'_q + L_q \frac{di'_q}{dt} + \omega \Lambda'_d \end{cases} \quad (2.30)$$

con

$$\begin{cases} \Lambda_d = \Lambda_m + L_d i_d + M i'_d \\ \Lambda_q = L_q i_q + M i'_q \\ \Lambda'_d = \Lambda'_m + L_d i'_d + M i_d \\ \Lambda'_q = L_q i'_q + M i_q \end{cases} \quad (2.31)$$

dove con  $M$  si indica la mutua induttanza che c'è tra le due terne.

La coppia si calcola attraverso la relazione flussi-correnti, considerando che ogni terna dà il suo contributo:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2}p(\Lambda_d i_q - \Lambda_q i_d) + \frac{3}{2}p(\Lambda'_d i'_q - \Lambda'_q i'_d) \quad (2.32)$$

La condizione di MTPA non cambia ( $\alpha_i = 90^\circ$ ), di conseguenza il calcolo della coppia in MTPA diventa:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2}p\Lambda_m i_q + \frac{3}{2}p\Lambda'_m i'_q \quad (2.33)$$

### 2.2.1 Analisi a vuoto

Per il calcolo dei flussi concatenati si segue lo stesso procedimento usato precedentemente. Avendo due terne in parallelo, il valore massimo del flusso concatenato si dimezza rispetto al sistema trifase e di conseguenza anche le forze elettromotrici.

In Fig. [2.18](#) viene rappresentato il flusso concatenato solamente della prima terna (la seconda terna è in fase), mentre in Fig. [2.19](#) il relativo contenuto armonico.

In questo caso il flusso del magnete è  $\Lambda_m = \Lambda'_m = 0.0678 \text{ Vs}$ .

In Fig. [2.20](#) vengono graficate le f.e.m. di fase e in Fig. [2.21](#) il relativo contenuto armonico.

## 2.2. Sistema doppio-trifase

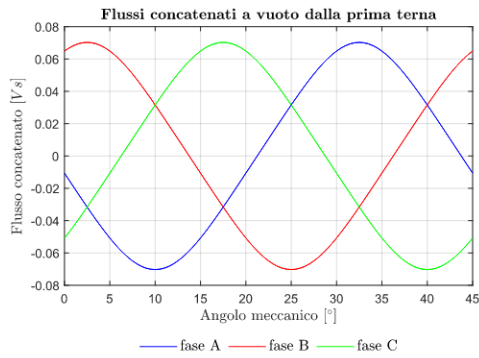


Figura 2.18: Flusso concatenato 1°

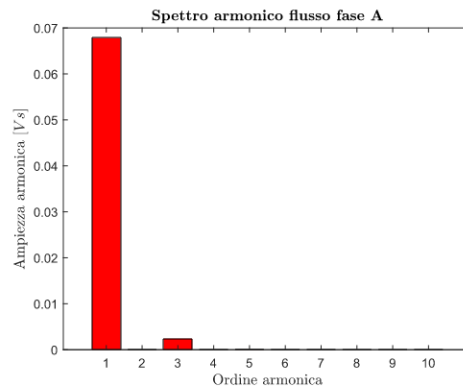


Figura 2.19: Contenuto armonico

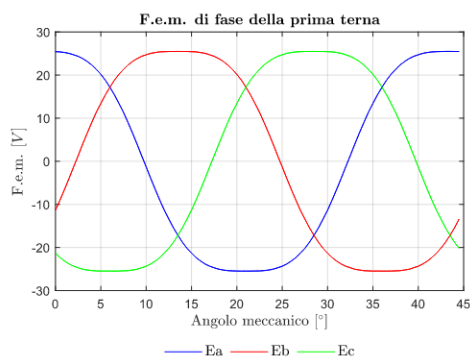


Figura 2.20: F.e.m. di fase

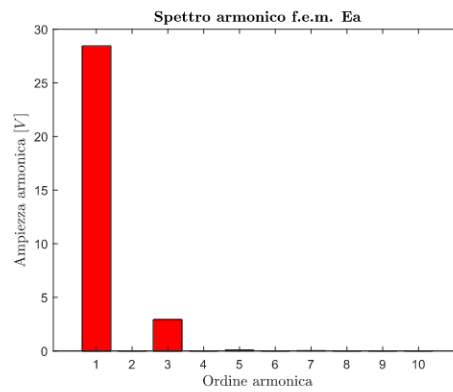


Figura 2.21: Contenuto armonico

In Fig. [2.22](#) vengono graficate le f.e.m. concatenate e in Fig. [2.23](#) il relativo contenuto armonico.

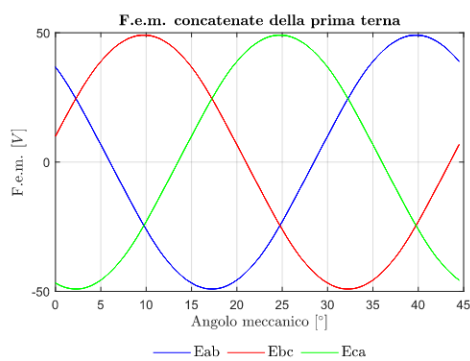


Figura 2.22: F.e.m. concatenate

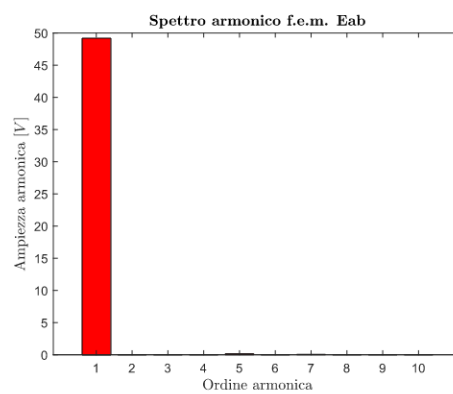


Figura 2.23: Contenuto armonico



### 2.2.2 Analisi a carico

In laboratorio, non disponendo di due inverter indipendenti, viene misurata solamente la coppia con una terna alimentata. La coppia viene misurata per lo stesso range di valori di corrente e deve essere la metà rispetto a quella misurata nel sistema trifase. In Fig. 2.24 vengono riportati gli andamenti della coppia simulata e misurata.

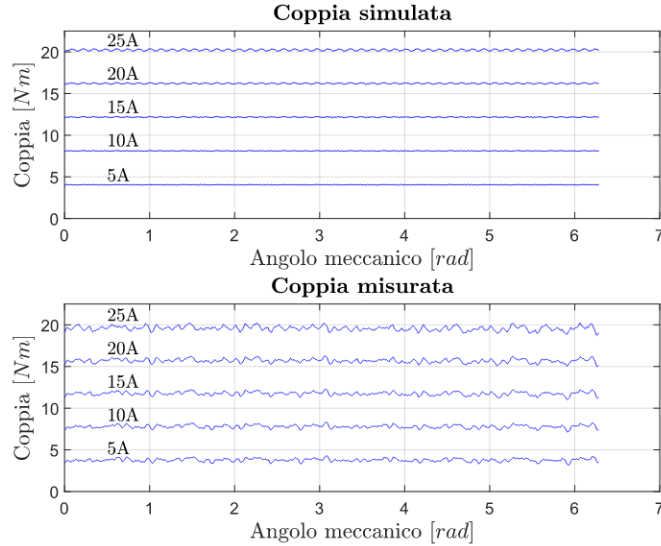


Figura 2.24: Coppia meccanica con una terna alimentata

In Tab. 2.4 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	4.05	3.78
10	8.11	7.79
15	12.17	11.76
20	16.19	15.69
25	20.23	19.58

Tabella 2.4: Coppia meccanica a confronto 1/2

L'induttanza  $L_d$  ( $= L_q$ ) e la mutua induttanza  $M$  (uguale per entrambi i sistemi) vengono calcolate alimentando una sola delle due terne con corrente  $i_d$ , smagnetizzando i magneti e calcolando il flusso di asse diretto delle due terne.

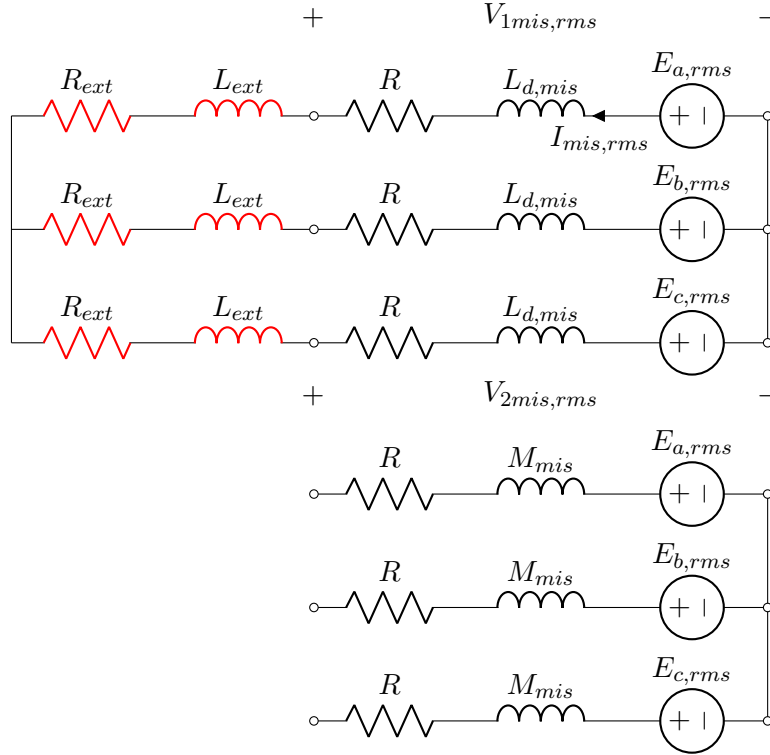
$$\begin{cases} L_d = \frac{\Lambda_d}{i_d} = 0.73 \text{ mH} \\ M = \frac{\Lambda'_d}{i_d} = 0.35 \text{ mH} \end{cases} \quad (2.34)$$

L'induttanza sincrona  $L_s$ , nel caso di entrambe le terne alimentate, è  $L_s = L_d + M$ , mentre, nel caso di un'unica terna alimentata, è pari a  $L_s = L_d$ .

L'induttanza di asse diretto e la mutua induttanza tra i due sistemi vengono misurate in laboratorio, facendo ruotare il rotore a 2300 rpm in modo da trascurare l'effetto resistivo ( $R = 0.235 \Omega$  alla temperatura di  $18^\circ$ ).

## 2.2. Sistema doppio-trifase

Una delle due terne viene collegata alle tre induttanze esterne, mentre l'altra terna viene lasciata aperta.



Viene misurata la f.e.m. a vuoto di una fase di una terna  $E_{a,rms}$  in valore efficace aprendo il circuito. Viene misurata la tensione  $V_{1mis,rms}$ , ai capi di una delle fasi alimentate, e  $V_{2mis,rms}$ , ai capi di una delle fasi aperte. Inoltre viene misurata la corrente  $I_{mis,rms}$ .

L'induttanza  $L_{d,mis}$  e la mutua induttanza  $M_{mis}$  possono essere calcolate come:

$$\begin{cases} L_{d,mis} = \frac{60}{2\pi pn} \left( \frac{E_{a,rms} - V_{1mis,rms}}{I_{mis,rms}} \right) \\ M_{mis} = \frac{60}{2\pi pn} \left( \frac{E_{a,rms} - V_{2mis,rms}}{I_{mis,rms}} \right) \end{cases} \quad (2.35)$$

In Tab. 2.5 e Tab. 2.6 vengono riportati i valori ottenuti.

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{1mis,rms}$ [V]	$I_{mis,rms}$ [A]	$L_{d,mis}$ [mH]
2300	90.5	87.0	2.67	0.68

Tabella 2.5: Induttanza di asse diretto

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{2mis,rms}$ [V]	$M_{mis}$ [mH]
2300	90.5	88.5	0.39

Tabella 2.6: Mutua induttanza tra le due terne

In Tab. 2.7 viene riportata l'induttanza di asse diretto  $L_d$  e la mutua induttanza  $M$  di tutte e tre le configurazioni possibili nel doppio-trifase.

	Prima configurazione	Seconda configurazione	Terza configurazione
$L_d$ [mH]	1.05	1.01	0.73
$M$ [mH]	0.03	0.07	0.35

Tabella 2.7: Induttanze nelle tre configurazioni possibili

### 2.2.3 Verifica di cortocircuito

Dal punto di vista del cortocircuito, se entrambe le terne sono alimentate, la corrente di cortocircuito trifase ideale si calcola come:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d + M} = 62.5 \text{ A} \quad (2.36)$$

ed è equivalente al sistema trifase.

Nel caso in cui venga disalimentata una terna, si calcola come:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d} = 92.9 \text{ A} \quad (2.37)$$

Come si può vedere, tale corrente di cortocircuito aumenta ulteriormente, aumentando la probabilità di smagnetizzare totalmente i magneti. In ogni caso non può essere sostenuta dal motore per limiti termici.

Inoltre vengono eseguite delle misure a basse velocità, sia delle correnti di cortocircuito sia della coppia frenante esercitata dal motore, con una sola terna in cortocircuito, mentre l'altra terna rimane aperta.

Le misure vengono eseguite alla temperatura di  $18^\circ$  e quindi con una resistenza di fase pari a  $R = 0.235 \Omega$ . In Fig. 2.25 e Fig. 2.26 vengono riportate le misure ottenute e confrontate con le simulazioni.

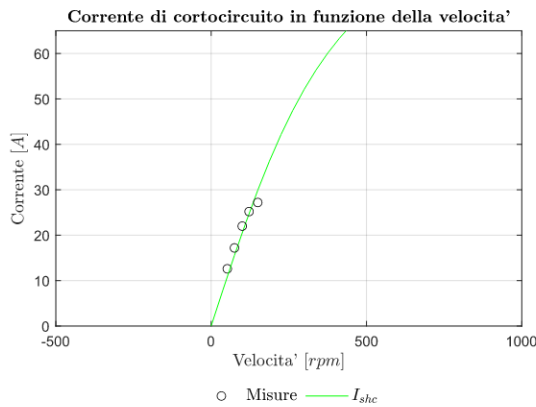


Figura 2.25: Misure corrente di corto

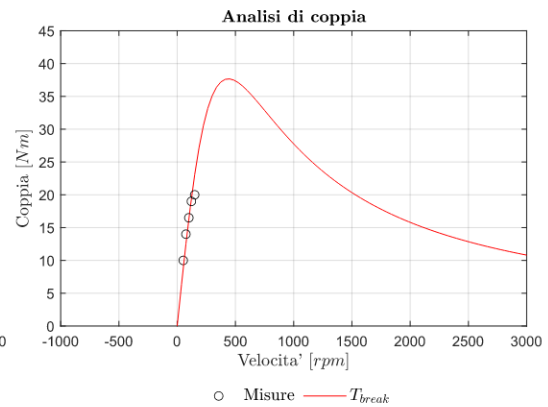


Figura 2.26: Misure coppia frenante

## 2.3 Sistema triplo-trifase

Le equazioni di tensione di un SPM nel sistema dq nel caso di un sistema triplo-trifase sono le seguenti:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \Lambda_q \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Lambda_d \\ v'_d = Ri'_d + L_d \frac{di'_d}{dt} - \omega \Lambda'_q \\ v'_q = Ri'_q + L_q \frac{di'_q}{dt} + \omega \Lambda'_d \\ v''_d = Ri''_d + L_d \frac{di''_d}{dt} - \omega \Lambda''_q \\ v''_q = Ri''_q + L_q \frac{di''_q}{dt} + \omega \Lambda''_d \end{array} \right. \quad (2.38)$$

con

$$\left\{ \begin{array}{l} \Lambda_d = \Lambda_m + L_d i_d + M i'_d + M i''_d \\ \Lambda_q = L_q i_q + M i'_q + M i''_q \\ \Lambda'_d = \Lambda'_m + L_d i'_d + M i_d + M i''_d \\ \Lambda'_q = L_q i'_q + M i_q + M i''_q \\ \Lambda''_d = \Lambda''_m + L_d i''_d + M i_d + M i'_d \\ \Lambda''_q = L_q i''_q + M i_q + M i'_q \end{array} \right. \quad (2.39)$$

dove con  $M$  si indica la mutua induttanza che c'è tra le terne.

La coppia si calcola attraverso la relazione flussi-correnti, considerando che ogni terna dà il suo contributo:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2}p(\Lambda_d i_q - \Lambda_q i_d) + \frac{3}{2}p(\Lambda'_d i'_q - \Lambda'_q i'_d) + \frac{3}{2}p(\Lambda''_d i''_q - \Lambda''_q i''_d) \quad (2.40)$$

La condizione di MTPA non cambia ( $\alpha_i = 90^\circ$ ), di conseguenza il calcolo della coppia in MTPA diventa:

$$T_{mecc} = \frac{3}{2}p\Lambda_m i_q + \frac{3}{2}p\Lambda'_m i'_q + \frac{3}{2}p\Lambda''_m i''_q \quad (2.41)$$

### 2.3.1 Analisi a vuoto

Avendo tre terne sfasate, i flussi delle tre terne sono sfasati.

Il valore massimo del flusso concatenato di una terna è leggermente maggiore di un terzo del flusso concatenato del sistema trifase (a causa del  $k_w$  più elevato). In questo caso il flusso del magnete è  $\Lambda_m = \Lambda'_m = \Lambda''_m = 0.0472 \text{ Vs}$ .

In Fig. 2.27 viene graficato il flusso concatenato dalla prima terna e in Fig. 2.28 il relativo contenuto armonico.

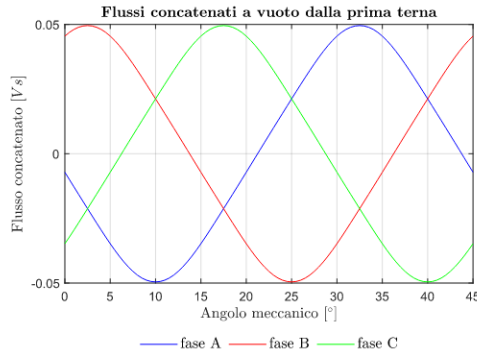


Figura 2.27: Flusso concatenato 1°

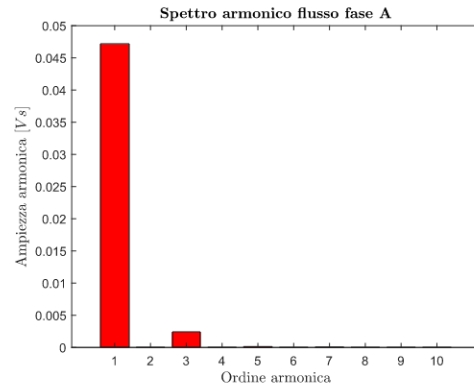


Figura 2.28: Contenuto armonico

In Fig. 2.29 e Fig. 2.30 gli andamenti dei flussi concatenati delle altre due terne.

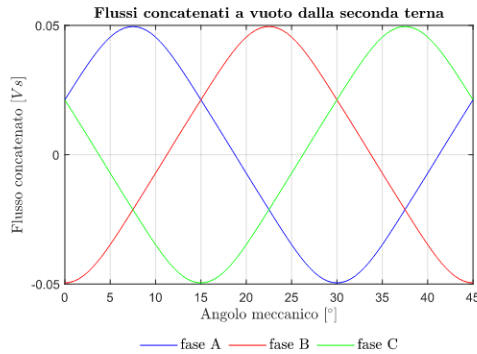


Figura 2.29: Flusso concatenato 2°

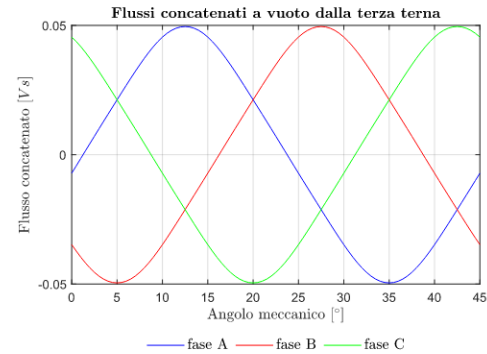


Figura 2.30: Flusso concatenato 3°

### 2.3. Sistema triplo-trifase

In Fig. 2.31 vengono graficate le f.e.m. di fase della prima terna e in Fig. 2.32 il relativo contenuto armonico.

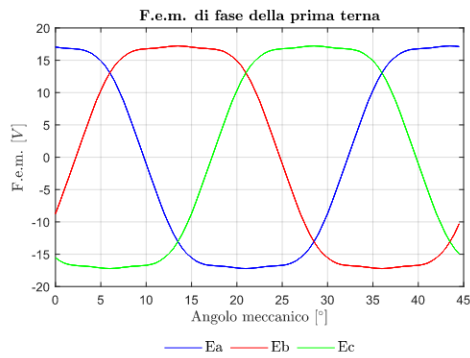


Figura 2.31: F.e.m. di fase

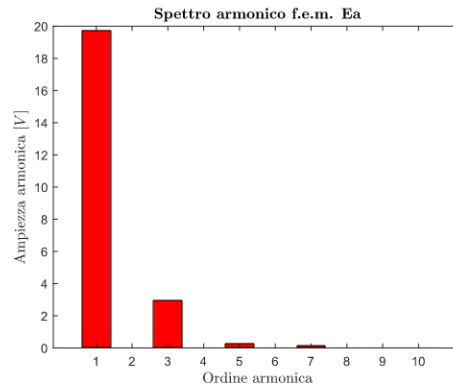


Figura 2.32: Contenuto armonico

In Fig. 2.33 vengono graficate le f.e.m. concatenate della prima terna e in Fig. 2.34 il relativo contenuto armonico.

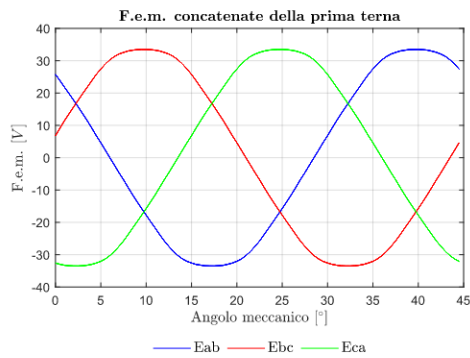


Figura 2.33: F.e.m. concatenate

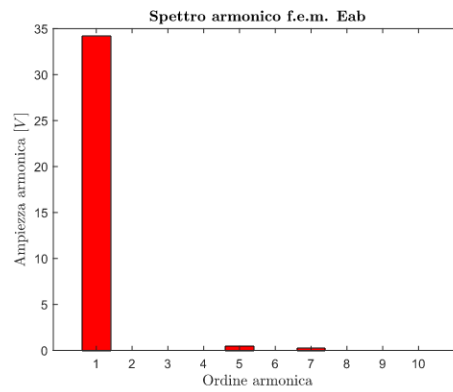


Figura 2.34: Contenuto armonico

### 2.3.2 Analisi a carico

In laboratorio viene calcolata la coppia con una terna alimentata (Fig. 2.35) e successivamente con due terne alimentate (Fig. 2.36).

Per il calcolo della coppia con due terne alimentate, in questo caso non avendo delle terne in fase, abbiamo tre sistemi dq sfasati di  $\pm 160^\circ$ . Avendo a disposizione un solo inverter, le due terne vengono collegate in serie, in modo da avere due sistemi dq sfasati di  $180^\circ$ .

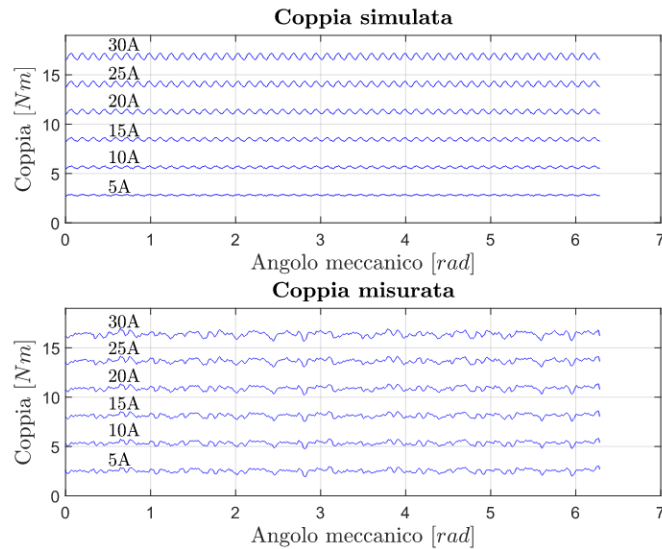


Figura 2.35: Coppia meccanica con una terna alimentata

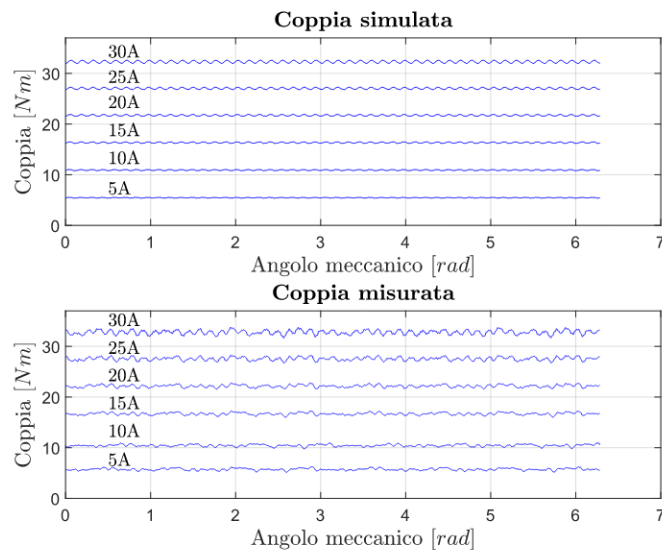


Figura 2.36: Coppia meccanica con due terne alimentate

In Tab. 2.8 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti con una sola terna alimentata, mentre in Tab. 2.9 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti con due terne alimentate.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	2.80	2.54
10	5.63	5.35
15	8.45	8.14
20	11.26	10.90
25	14.06	13.68
30	16.85	16.38

Tabella 2.8: Coppia meccanica a confronto 1/3

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	5.46	5.73
10	10.91	10.44
15	16.33	16.70
20	21.71	22.17
25	27.03	27.56
30	32.29	32.79

Tabella 2.9: Coppia meccanica a confronto 2/3

L'induttanza  $L_d$  ( $= L_q$ ) e la mutua induttanza  $M$  (uguale per i tre sistemi) vengono calcolate alimentando una sola terna con corrente  $i_d$ , smagnetizzando i magneti e calcolando il flusso di asse diretto delle tre terne.

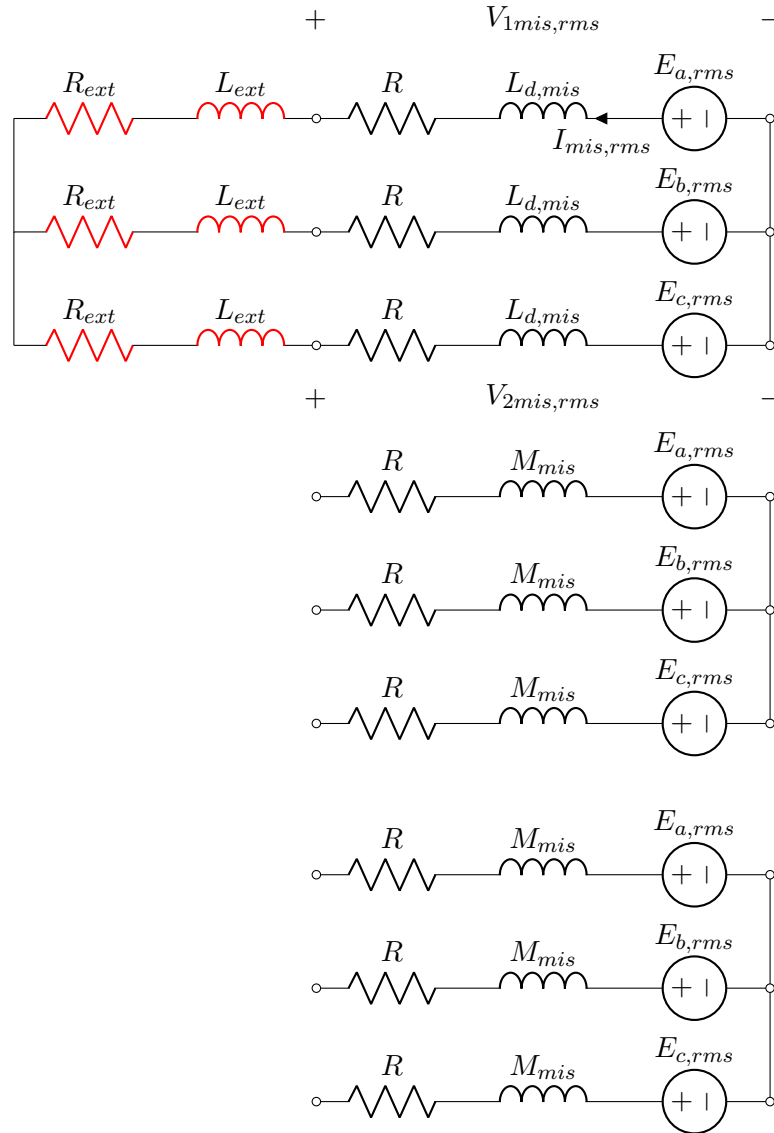
$$\begin{cases} L_d = \frac{\Lambda_d}{i_d} = 0.49 \text{ mH} \\ M = \frac{\Lambda'_d}{i_d} = \frac{\Lambda''_d}{i_d} = 0.14 \text{ mH} \end{cases} \quad (2.42)$$

L'induttanza sincrona risulta  $L_s = L_d + 2M$ , nel caso in cui tutte le terne sono alimentate,  $L_s = L_d + M$ , nel caso in cui due terne sono alimentate e  $L_s = L_d$ , nel caso di un' unica terna alimentata.

L'induttanza di asse diretto e la mutua induttanza tra i tre sistemi vengono misurate in laboratorio, facendo ruotare il rotore a 2300 rpm in modo da trascurare l'effetto resistivo ( $R = 0.16 \Omega$  alla temperatura di  $18^\circ$ ). Una delle tre terne viene collegata alle tre induttanze esterne, mentre le altre due vengono lasciate aperte.

Viene misurata la f.e.m. a vuoto di una fase di una terna  $E_{a,rms}$  in valore efficace aprendo il circuito. Viene misurata la tensione  $V_{1mis,rms}$ , ai capi di una delle fasi alimentate, e  $V_{2mis,rms}$ , ai capi di una delle fasi aperte. Inoltre viene misurata la corrente  $I_{mis,rms}$ .





L'induttanza  $L_{d,mis}$  e la mutua induttanza  $M_{mis}$  possono essere calcolate utilizzando il sistema (2.35). In Tab. 2.10 e Tab. 2.11 vengono riportati i valori ottenuti.

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{1mis,rms}$ [V]	$I_{mis,rms}$ [A]	$L_{d,mis}$ [mH]
2300	63.4	61.7	1.89	0.47

Tabella 2.10: Induttanza di asse diretto

Velocità [rpm]	$E_{a,rms}$ [V]	$V_{2mis,rms}$ [V]	$M_{mis}$ [mH]
2300	63.4	62.5	0.25

Tabella 2.11: Mutua induttanza tra le tre terne

### 2.3.3 Verifica di cortocircuito

Dal punto di vista del cortocircuito, con tutte e tre le terne alimentate, la corrente di cortocircuito trifase ideale si calcola come:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d + 2M} = 62.5 \text{ A} \quad (2.43)$$

ed è equivalente al sistema trifase.

Nel caso in cui venga disalimentata una terna, si calcola come:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d + M} = 74.92 \text{ A} \quad (2.44)$$

Nel caso di un'unica terna alimentata, si calcola come:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d} = 96.32 \text{ A} \quad (2.45)$$

Come si può vedere, tale corrente di cortocircuito aumenta ulteriormente aumentando la probabilità di smagnetizzare totalmente i magneti. In ogni caso non può essere sostenuta dal motore per limiti termici.

Inoltre vengono eseguite delle misure a basse velocità, sia delle correnti di cortocircuito sia della coppia frenante esercitata dal motore, con una sola terna in cortocircuito, mentre le altre terne rimangono aperte.

Le misure vengono eseguite alla temperatura di  $18^\circ$  e quindi con una resistenza di fase pari a  $R = 0.16 \Omega$ . In Fig. 2.37 e Fig. 2.38 vengono riportate le misure ottenute e confrontate con le simulazioni.

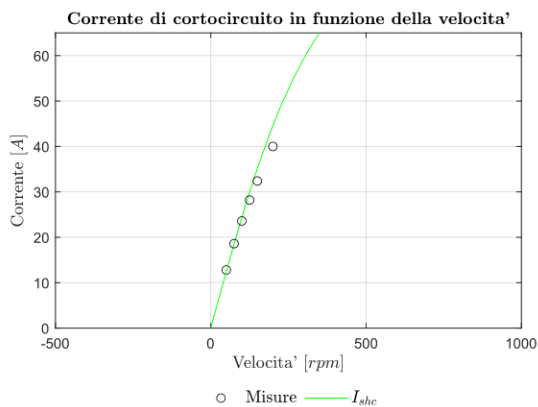


Figura 2.37: Misure corrente di corto

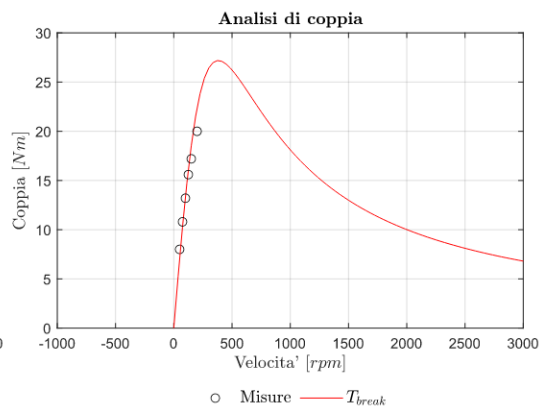


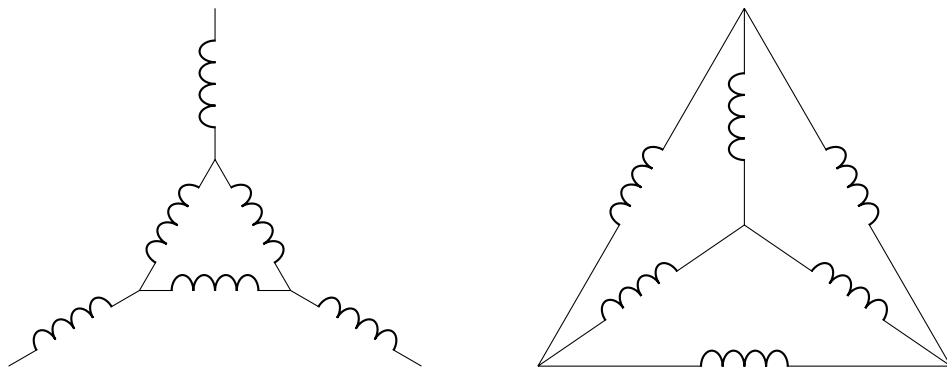
Figura 2.38: Misure coppia frenante

## Capitolo 3

# Sistemi trifase con avvolgimento SD

In questo capitolo viene analizzato una nuova tipologia di avvolgimento, chiamato avvolgimento stella-triangolo, con alcune bobine che vengono collegate a stella e alcune bobine a triangolo [6].

L'avvolgimento a stella e l'avvolgimento a triangolo possono essere collegati in serie oppure in parallelo [7].



Una condizione necessaria per la costruzione di questi avvolgimenti è che si deve garantire lo sfasamento di  $30^\circ$  elettrici tra i componenti della stella e i componenti del triangolo [8]. Una prima verifica può essere effettuata andando ad analizzare i vettori della stella di cava: prendendo ad esempio i vettori della fase A si cerca una combinazione che mi permetta di garantire tale sfasamento.

Come evidenziato in Fig. 3.1 nell'avvolgimento a stella **S** i 6 vettori sono collegati in serie.

Nell'avvolgimento stella-triangolo con collegamento serie ci sono due configurazioni possibili: **SSD** in cui 4 vettori fanno parte dell'avvolgimento a stella e 2 vettori dell'avvolgimento a triangolo oppure **SDD** in cui 2 vettori fanno parte dell'avvolgimento a stella e 4 vettori dell'avvolgimento a triangolo.

Per l'avvolgimento stella-triangolo con connessione parallelo le configurazioni possibili sono le medesime, l'unica modifica è che i vettori del triangolo devono essere collegati in parallelo ai vettori della stella. In questa tesi viene solo analizzata la configurazione **DD||S**, in cui 2 vettori fanno parte dell'avvolgimento a stella e 4 vettori dell'avvolgimento a triangolo.

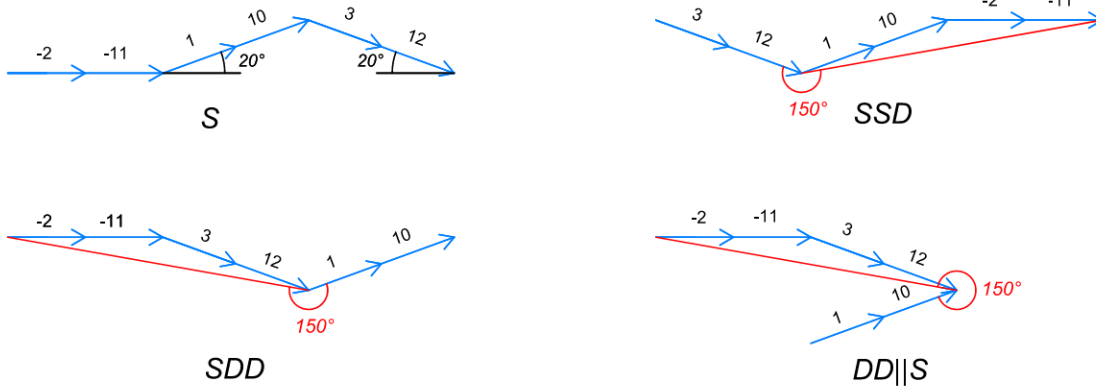


Figura 3.1: Disposizione dei vettori della stella di cava in S,SSD,SDD,DD||S

### 3.1 Sistemi SSD e SDD

In questa tipologia di avvolgimenti il numero dei conduttori nelle bobine a stella e nelle bobine a triangolo sono differenti, in quanto la corrente nel triangolo è più piccola di un fattore  $\sqrt{3}$  rispetto alla corrente nella stella ( $I_Y = \sqrt{3} I_\Delta$ ).

Per ottenere la stessa forza magnetomotrice e non avere una diminuzione della coppia rispetto al classico collegamento a stella, il numero dei conduttori deve essere incrementato di un fattore  $\sqrt{3}$  ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ ).

Per problemi di progettazione, il rapporto tra il numero dei conduttori del triangolo e il numero di conduttori della stella non può essere ottenuto in modo preciso. In prima approssimazione si stabilisce un numero di conduttori del triangolo  $n_{t\Delta} = 47$  e un numero di conduttori della stella  $n_{tY} = 27$  (con  $n_{t\Delta} = 1.74 n_{tY}$ ).

Inoltre la sezione del conduttore nel triangolo viene diminuita di un fattore  $\sqrt{3}$ , in modo che il  $k_{fill}$  non vari. La sezione nel conduttore nel triangolo è pari a  $S_{c\Delta} \approx 0.79 \text{ mm}^2$ , con un diametro commerciale  $d_{c\Delta} = 1 \text{ mm}$ . In Tab. 3.1 vengono riassunti i parametri geometrici della configurazione SSD e SDD.

**Parametri geometrici**

$n_{tY}$	27
$S_{cY}$	$1.37 \text{ mm}^2$
$d_{cY}$	$1.32 \text{ mm}$
$n_{t\Delta}$	47
$S_{c\Delta}$	$0.79 \text{ mm}^2$
$d_{c\Delta}$	$1.00 \text{ mm}$

Tabella 3.1: Parametri geometrici SSD/SDD

Avendo un avvolgimento a triangolo, è inevitabile la circolazione di terze armoniche di corrente, le quali non producono coppia ma perdite aggiuntive nel motore.

Per evitare tale problema, si dovrebbe andare a modificare sia l'angolo di copertura sia la forma del magnete.

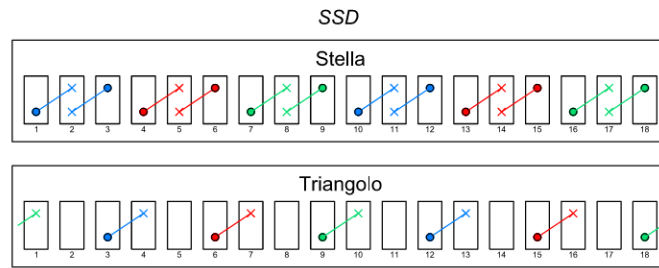


Figura 3.2: Matrice di cava SSD

Per il sistema SSD la matrice di cava è raffigurata in Fig. 3.2, mentre la disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi in Fig. 3.3.

Come si può notare i vettori del triangolo sono più grandi di un fattore  $\sqrt{3}$  rispetto ai vettori della stella, a causa di un maggior numero di conduttori.

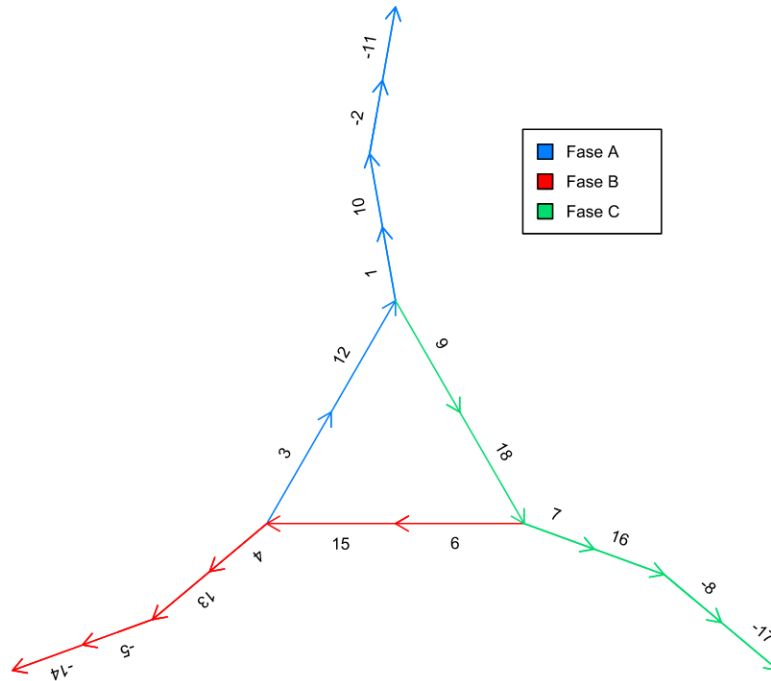


Figura 3.3: Disposizione dei vettori nella stella di cava SSD

La matrice di cava in forma vettoriale è la seguente:

- Stella

$$ka_Y = [0.5 \ -1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kc_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -1 \ 0.5]$$

- Delta

$$ka_{\Delta} = [0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_{\Delta} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kc_{\Delta} = [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5]$$

Per il calcolo del coefficiente di avvolgimento  $k_w$ , il coefficiente di passo  $k_p$  non cambia, mentre si modifica il coefficiente di distribuzione  $k_d$ .

Si costruisce un sistema equivalente (Fig. 3.4), eseguendo una trasformati dei vettori collegati a triangolo in una stella fittizia secondo la seguente relazione:

$$\begin{cases} A_{\Delta} = A' - B' \\ B_{\Delta} = B' - C' \\ C_{\Delta} = C' - A' \\ A' + B' + C' = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Con il pedice  $\Delta$  si indicano i vettori nel triangolo, mentre con l'apice  $'$  si indicano i vettori equivalenti della stella.

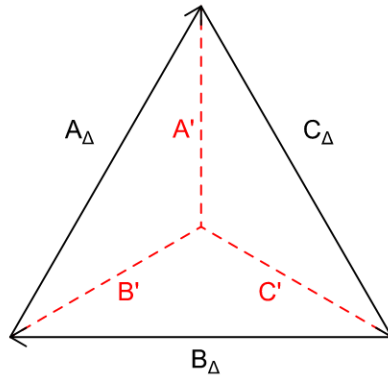


Figura 3.4: Conversione  $\Delta$ -Y

Risolvendo il sistema (3.1), si ottiene:

$$\begin{cases} A' = \frac{1}{3}(A_{\Delta} - C_{\Delta}) \\ B' = \frac{1}{3}(B_{\Delta} - A_{\Delta}) \\ C' = \frac{1}{3}(C_{\Delta} - B_{\Delta}) \end{cases} \quad (3.2)$$

Si prenda, ad esempio, la prima equazione del sistema (3.2).

Per il calcolo del coefficiente di distribuzione  $k_d$ , si combinano vettorialmente i vettori della fase A a triangolo, della fase C a triangolo (il cui risultato è  $A'$ ) e i vettori della fase A a stella (Fig. 3.5).

Ricordando che i vettori del triangolo sono  $\sqrt{3}$  più grandi dei vettori della stella, il coefficiente  $k_d$  si calcola come:

$$\begin{cases} k_{d,x} = \frac{1}{3}(\sqrt{3} \cos(40^\circ) + \sqrt{3} \cos(20^\circ)) + 1 + \cos(20^\circ) \\ k_{d,y} = \frac{1}{3}(\sqrt{3} \sin(40^\circ) + \sqrt{3} \sin(-20^\circ)) + \sin(20^\circ) \\ k_d = \sqrt{k_{d,x}^2 + k_{d,y}^2} \end{cases} \quad (3.3)$$

Il coefficiente di distribuzione risulta  $k_d = 0.989$ .

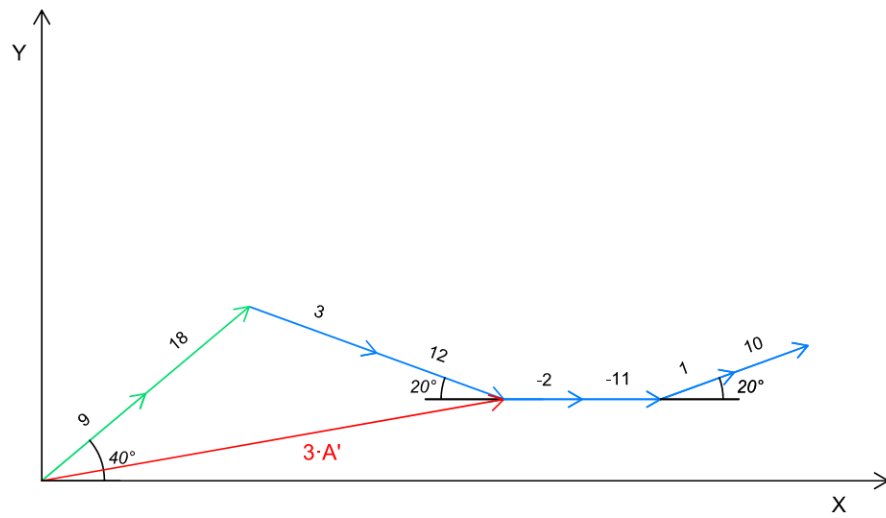


Figura 3.5: Combinazione vettoriale SSD

In modo equivalente, il coefficiente di distribuzione si può calcolare come:

$$k_d = \frac{1 + 2 \cos 10^\circ}{3} \quad (3.4)$$

In conclusione il coefficiente di avvolgimento risulta  $k_w = 0.973$ , superiore del  $\approx 3\%$  rispetto al classico avvolgimento a stella.

Per il sistema SDD valgono le stesse considerazioni fatte precedentemente. La relativa matrice di cava è raffigurata in Fig. 3.6

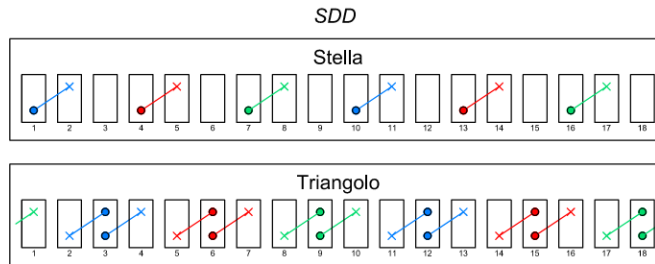


Figura 3.6: Matrice di cava SDD

La matrice di cava in forma vettoriale è la seguente:

- Stella

$$ka_Y = [0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kc_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0]$$

- Delta

$$ka_{\Delta} = [0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_{\Delta} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0]$$

$$kc_{\Delta} = [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1]$$

In Fig. 3.7 viene riportata la disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi.

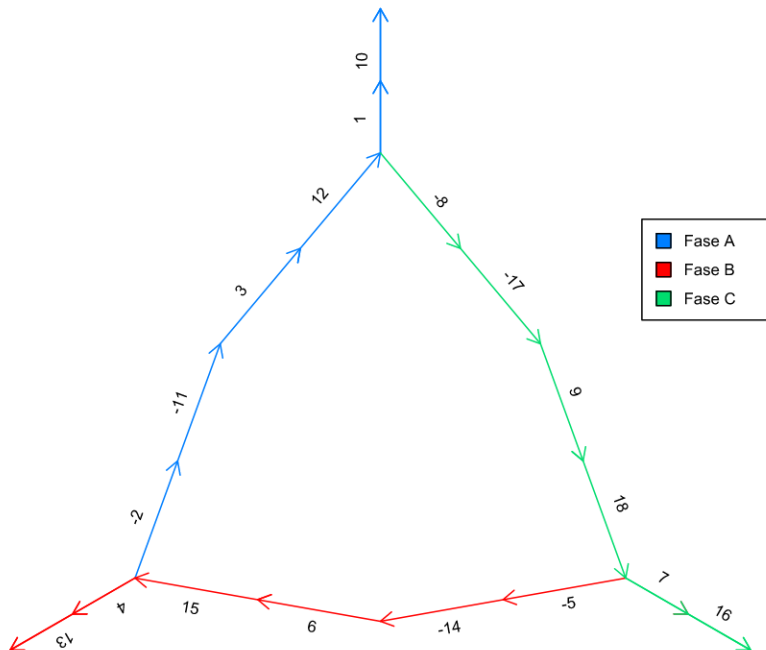


Figura 3.7: Disposizione dei vettori nella stella di cava SDD



### 3.2 Sistema DD||S

In questa tipologia di avvolgimenti, oltre alla circolazioni di correnti di terza armonica nel triangolo, se non viene scelto un rapporto opportuno tra il numero di conduttori del triangolo  $n_{t,\Delta}$  e della stella  $n_{t,Y}$ , circola una corrente di prima armonica nelle maglie, dovuto al fatto che le f.e.m. nel triangolo non sono  $\sqrt{3}$  volte le f.e.m. nella stella.

Si ricorda che nella stella ci sono 2 bobine e nel triangolo ci sono 4 bobine. Inoltre nella stella il numero di conduttori per bobina viene fissato a  $n_{t,Y} = 27$ .

Nell'avvolgimento a stella il numero totale di conduttori è  $2n_{t,Y} = 27 + 27 = 54$ .

Di conseguenza, il numero totale di conduttori nell'avvolgimento a triangolo deve essere  $\sqrt{3}$  volte di  $2n_{t,Y}$ , ovvero pari a  $4n_{t,\Delta} = 93 - 94$ .

Viene scelto un numero di conduttori per bobina  $n_{t,\Delta} = 24$ , in modo da avere un numero totale di conduttori nel triangolo  $4n_{t,\Delta} = 96$ . Il rapporto tra il numero di conduttori totali del triangolo e della stella è  $4n_{t,\Delta}/2n_{t,Y} = 1.77$ .

Inevitabilmente c'è comunque una piccola corrente di circolazione nelle maglie. Inoltre, avendo diminuito il numero di conduttori per bobina (da 27 a 24), ne viene incrementata la sezione di un fattore  $27/24$  per non variare il  $k_{fill}$ .

La sezione del conduttore nel triangolo è pari a  $S_{c,\Delta} \approx 1.54 \text{ mm}^2$ , con un diametro commerciale  $d_{c,\Delta} = 1.4 \text{ mm}$ . In Tab. 3.2 vengono riportati i parametri geometrici della configurazione DD||S.

**Parametri geometrici**

$n_{tY}$	27
$S_{cY}$	$1.37 \text{ mm}^2$
$d_{cY}$	$1.32 \text{ mm}$
$n_{t\Delta}$	24
$S_{c\Delta}$	$1.54 \text{ mm}^2$
$d_{c\Delta}$	$1.4 \text{ mm}$

Tabella 3.2: Parametri geometrici DD||S

In Fig. 3.8 viene raffigurata la matrice di cava. Come si può notare è equivalente alla matrice di cava del sistema SDD (Fig. 3.6).

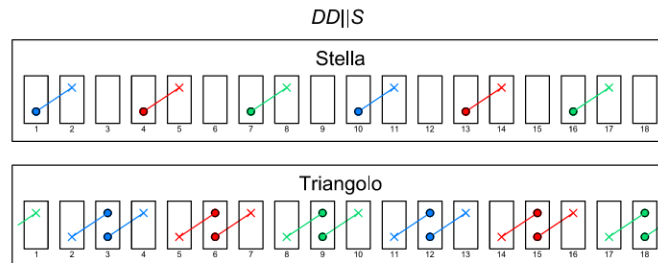


Figura 3.8: Matrice di cava DD||S

La matrice di cava in forma vettoriale è la seguente:

- Stella

$$ka_Y = [0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kc_Y = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ -0.5 \ 0]$$

- Delta

$$ka_\Delta = [0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$kb_\Delta = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0]$$

$$kc_\Delta = [-0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1 \ -0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.5 \ 1]$$

In Fig. 3.9 viene rappresentata la disposizione dei vettori della stella di cava nelle tre fasi.

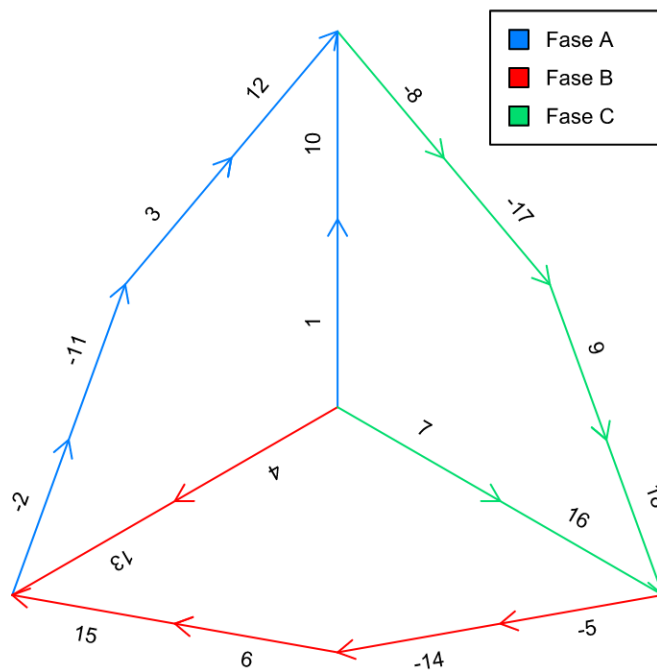


Figura 3.9: Disposizione dei vettori nella stella di cava  $DD||S$

Come si può evincere dalla Fig. 3.9 i vettori del triangolo sono più piccoli di un fattore  $24/27$  rispetto ai vettori della stella.

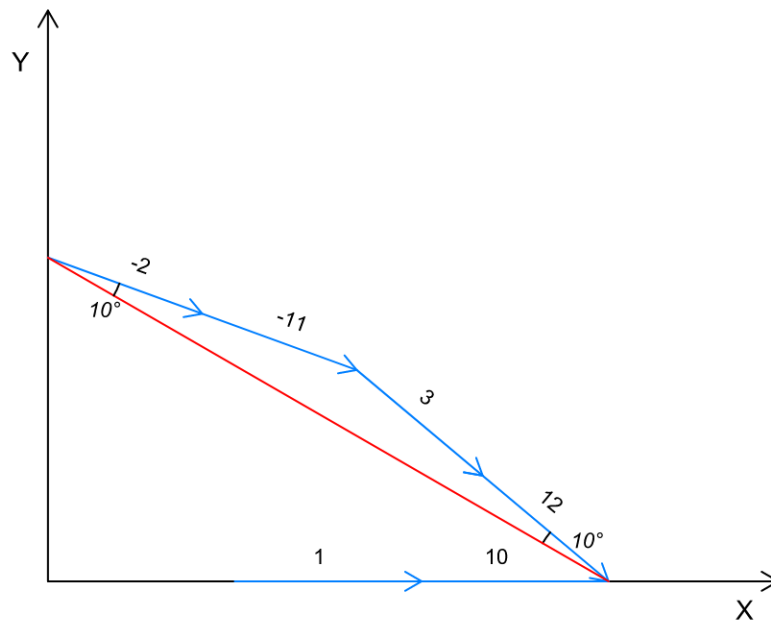


Figura 3.10: Combinazione vettoriale DD||S

Per il calcolo del coefficiente di avvolgimento  $k_w$ , il coefficiente di passo  $k_p$  non cambia, mentre si modifica il coefficiente di distribuzione  $k_d$ .

Con l'ausilio della Fig. 3.10 si calcola separatamente il coefficiente di distribuzione per la stella e per il triangolo:

$$\begin{cases} k_{d,Y} = 1 \\ k_{d,\Delta} = \frac{2 \cos 10^\circ}{2} = 0.985 \end{cases} \quad (3.5)$$



## Capitolo 4

# Confronto simulazioni e misure SSD/SDD

La prestazioni a sistema sano della configurazione SSD e SDD sono equivalenti. In questo capitolo vengono riportati tutti i concetti sviluppati per il sistema SSD, che valgono anche per il sistema SDD.

La corrente nominale rimane invariata nell'avvolgimento a stella, pari a  $\hat{I}_{nY} = 10 A$ , mentre nell'avvolgimento a triangolo è pari a  $\hat{I}_{n\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{I}_{nY} = 5.77 A$ .

La densità di corrente nella stella rimane invariata a  $J_Y = 5 A/mm^2$ , mentre nel triangolo è pari a  $J_{\Delta} = 5.2 A/mm^2$ .

### 4.1 Sistema SSD

L'obiettivo principale è quello di costruire un sistema a stella equivalente, in modo da poter eseguire la trasformata nel sistema dq, al fine che valgano sia le equazioni per le tensioni (2.1) sia l'equazione per la coppia (2.3).

#### 4.1.1 Analisi a vuoto

Per il calcolo dei flussi concatenati a vuoto si utilizzano le seguenti formule:

- Stella

$$\Lambda_{aY} = 2n_{tY}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{aY}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.1)$$

$$\Lambda_{bY} = 2n_{tY}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{bY}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.2)$$

$$\Lambda_{cY} = 2n_{tY}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{cY}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.3)$$

- Delta

$$\Lambda_{a\Delta} = 2n_{t\Delta}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{a\Delta}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.4)$$

$$\Lambda_{b\Delta} = 2n_{t\Delta}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{b\Delta}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.5)$$

$$\Lambda_{c\Delta} = 2n_{t\delta}L_{stk} \sum_{i=1}^Q k_{c\Delta}(i) \frac{1}{S_{slot}} \int A_z ds \quad (4.6)$$

In Fig. 4.1 viene rappresentato l'andamento del flusso concatenato dalle tre fasi (sia quelle connesse a stella sia quelle connesse a triangolo) in un periodo elettrico .

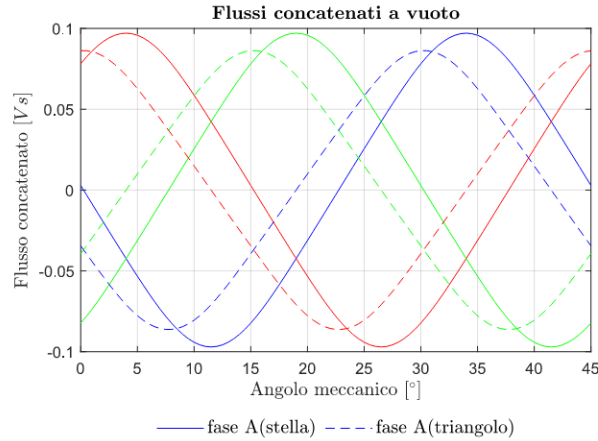


Figura 4.1: Flusso concatenato SSD

Come si può notare il flusso concatenato dalla terna connessa a triangolo è leggermente inferiore rispetto al flusso concatenato dalla terna connessa a stella.

Questo è dovuto al fatto che, anche se  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ , ci sono 4 bobine nella stella e 2 bobine nel triangolo.

Inoltre si può osservare che  $\Lambda_{a\Delta}$  è in anticipo di  $3.75^\circ$  meccanici rispetto a  $\Lambda_{aY}$ , ovvero di  $30^\circ$  elettrici.

In Fig. 4.2 viene riportato il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a stella, mentre in Fig. 4.3 il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a triangolo.

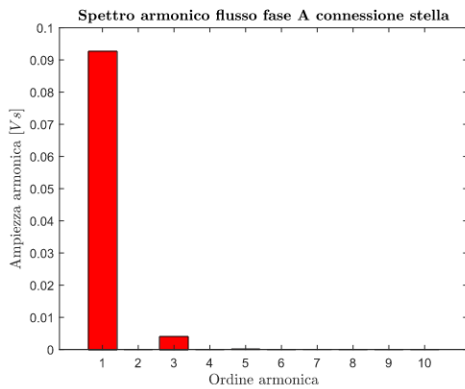


Figura 4.2: Contenuto armonico S

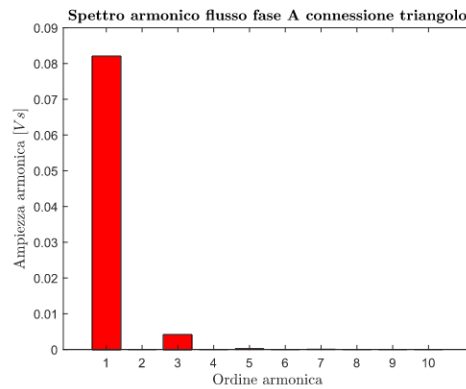


Figura 4.3: Contenuto armonico D

Per il calcolo del flusso del magnete  $\Lambda_m$ , si ricorre a un sistema equivalente a stella, indicato in Fig. 4.4, in modo da poter utilizzare la trasformata di Park.

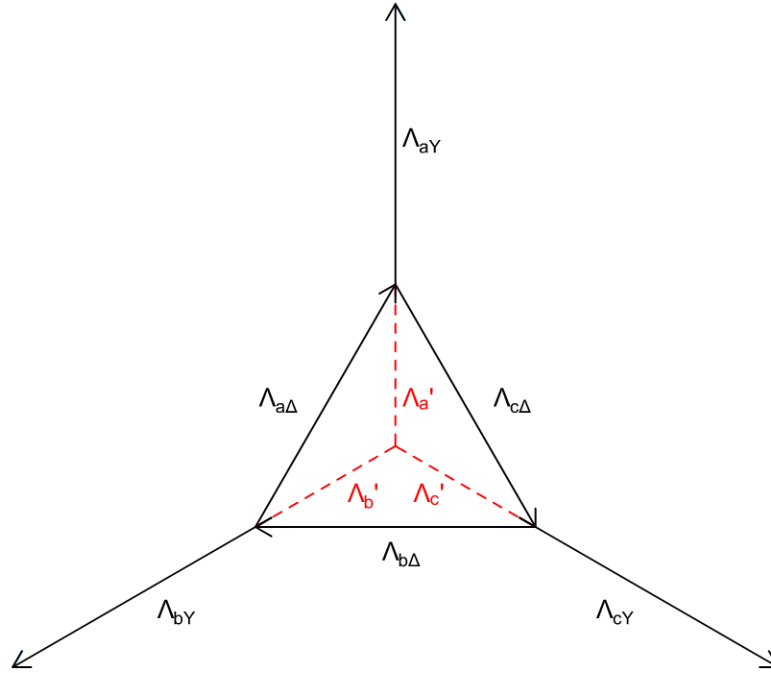


Figura 4.4: Avvolgimento stella equivalente

Valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} \Lambda_{a\Delta} = \Lambda'_a - \Lambda'_b \\ \Lambda_{b\Delta} = \Lambda'_b - \Lambda'_c \\ \Lambda_{c\Delta} = \Lambda'_c - \Lambda'_a \\ \Lambda'_a + \Lambda'_b + \Lambda'_c = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

Risolvendo il sistema (4.7), si ottiene:

$$\begin{cases} \Lambda'_a = \frac{1}{3} (\Lambda_{a\Delta} - \Lambda_{c\Delta}) \\ \Lambda'_b = \frac{1}{3} (\Lambda_{b\Delta} - \Lambda_{a\Delta}) \\ \Lambda'_c = \frac{1}{3} (\Lambda_{c\Delta} - \Lambda_{b\Delta}) \end{cases} \quad (4.8)$$

Nel complesso, il flusso totale di ogni fase si calcola come:

$$\begin{cases} \Lambda_a = \Lambda'_a + \Lambda_{aY} \\ \Lambda_b = \Lambda'_b + \Lambda_{bY} \\ \Lambda_c = \Lambda'_c + \Lambda_{cY} \end{cases} \quad (4.9)$$

In Fig. 4.5 viene rappresentato l'andamento del flusso concatenato a vuoto calcolato con il sistema (4.9).

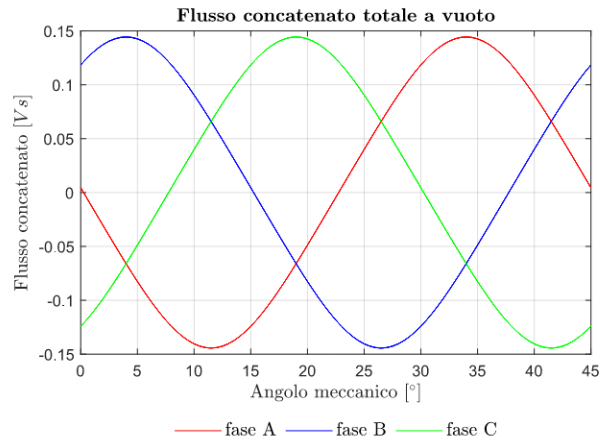


Figura 4.5: Flusso concatenato a vuoto totale SSD

Una volta essersi ricondotti ad un sistema a stella equivalente, il flusso del magnete si calcola attraverso la trasformata di Park (2.8), inserendo in input  $\Lambda_a, \Lambda_b$  e  $\Lambda_c$ . Il flusso del magnete risulta pari a  $\Lambda_m = 0.1401 \text{ Vs}$ .

Come si può notare è superiore di un  $\approx 3.2\%$  rispetto al classico avvolgimento a stella.



Le f.e.m., sia dell'avvolgimento a stella sia dell'avvolgimento a triangolo, vengono riportate in Fig. 4.6 mentre in Fig 4.7 il contenuto armonico della f.e.m. dell'avvolgimento a triangolo.

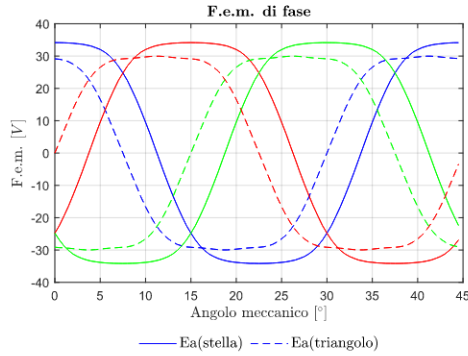


Figura 4.6: F.e.m. di fase SSD

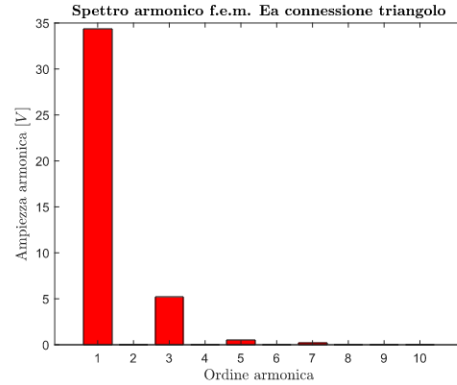


Figura 4.7: Contenuto armonico D

In Fig. 4.8 viene graficata la f.e.m. vista ai morsetti del motore mentre in Fig. 4.9 il relativo contenuto armonico.

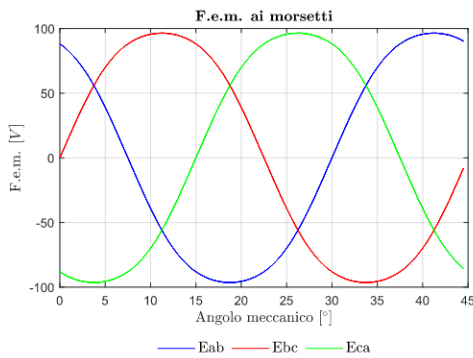


Figura 4.8: F.e.m. ai morsetti SSD

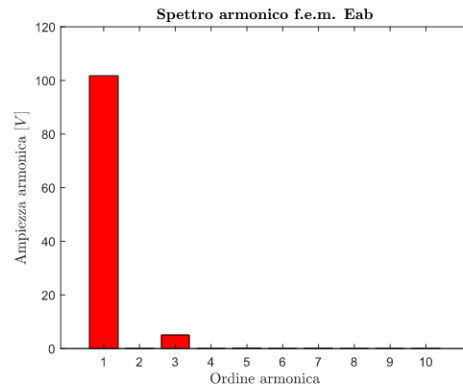
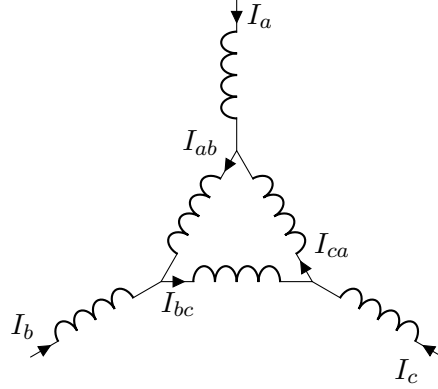


Figura 4.9: Contenuto armonico

Come si può notare dalla Fig. 4.7 nella f.e.m. dell'avvolgimento a triangolo c'è una componente di terza armonica non trascurabile che provoca una corrente indotta di circolazione che causa perdite aggiuntive nel motore.

### 4.1.2 Analisi a carico

Per il calcolo della coppia bisogna trovare una relazione tra le correnti nella stella e le correnti nel triangolo.



Utilizzando la prima legge di Kirchhoff, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} I_a + I_{ca} = I_{ab} \\ I_b + I_{ab} = I_{bc} \\ I_c + I_{bc} = I_{ca} \\ I_{ab} + I_{bc} + I_{ca} = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

Risolvendo il sistema (4.10), si ottiene:

$$\begin{cases} I_{ab} = \frac{1}{3} (I_a - I_b) \\ I_{bc} = \frac{1}{3} (I_b - I_c) \\ I_{ca} = \frac{1}{3} (I_c - I_a) \end{cases} \quad (4.11)$$

Le correnti nel triangolo sono di ampiezza ridotta di un fattore  $\sqrt{3}$  e in anticipo di  $30^\circ$  elettrici rispetto alle correnti della stella.

Una volta trovata la relazioni tra le correnti, imponendo una corrente  $i_d$  e  $i_q$ , ricavo, attraverso la matrice inversa della trasformata di Park (2.8), le correnti  $i_a, i_b, i_c$  e, attraverso il sistema (4.11), le correnti  $i_{ab}, i_{bc}, i_{ca}$  da imporre nell'avvolgimento.

Viene verificata la condizione di MTPA, andando a variare l'angolo di corrente  $\alpha_i$  e imponendo un modulo del vettore di corrente pari a  $\hat{I}_{nY} = 10 \text{ A}$  (Fig. 4.10).

Come si può notare, a parità di corrente in ingresso, la coppia nel sistema SSD risulta più grande del  $\approx 3.2\%$  rispetto alla coppia nel sistema a stella.

Successivamente viene calcolata la coppia per differenti valori di corrente e in condizione di MTPA.

Non potendo eseguire un confronto con la coppia misurata in laboratorio, dato che nel motore reale  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e  $S_{c\Delta} = S_{cY}$ , viene solo riportata la coppia calcolata attraverso la relazione flussi-corrente (2.4), utilizzando come corrente  $i_q$  la corrente nominale della stella  $\hat{I}_{nY}$ , e attraverso i tensori degli sforzi di Maxwell in un periodo elettrico (Fig. 4.11).

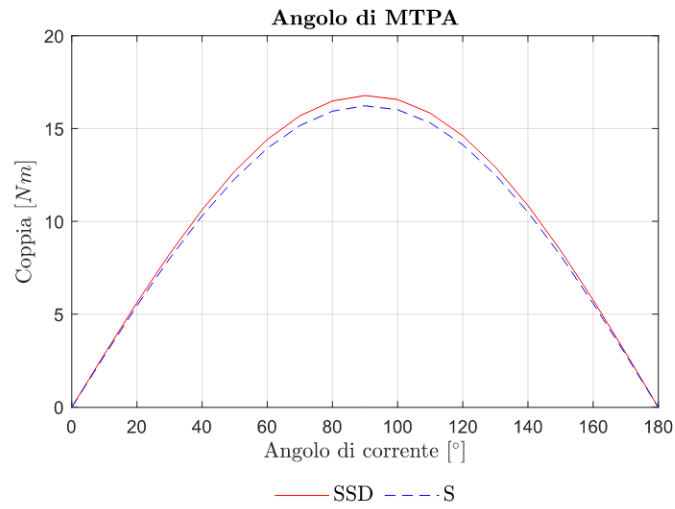


Figura 4.10: Condizione di MTPA SSD

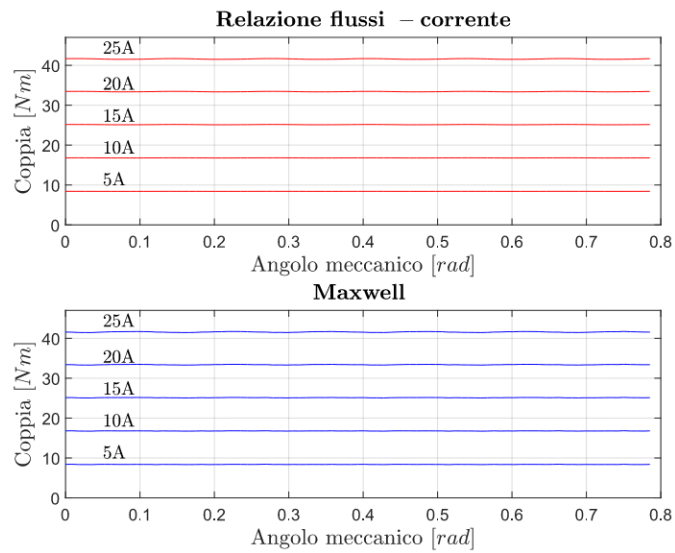


Figura 4.11: Coppia meccanica SSD ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ )

In Tab. 4.1 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Relazione flussi-corrente [Nm]	Maxwell [Nm]
5	8.40	8.38
10	16.79	16.77
15	25.13	25.12
20	33.40	33.39
25	41.59	41.58

Tabella 4.1: Coppia meccanica a confronto SSD ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ )

#### 4.1. Sistema SSD

Inoltre viene eseguita un'ulteriore simulazione con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con la coppia ottenuta in laboratorio (Fig. 4.12).

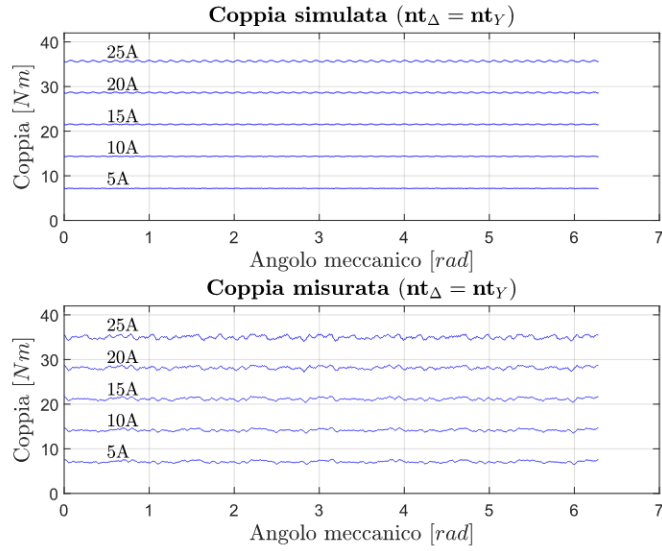


Figura 4.12: Coppia meccanica SSD ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

In Tab. 4.2 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	7.17	7.10
10	14.36	14.18
15	21.52	21.19
20	28.63	28.16
25	35.67	35.07

Tabella 4.2: Coppia meccanica a confronto SSD ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

Come si può notare, riducendo il numero di conduttori nell'avvolgimento a triangolo la coppia si riduce del  $\approx 15\%$ .

L'induttanza  $L_d$  viene calcolata imponendo una corrente di asse diretto  $i_d$  e si smagnetizzano i magneti.

Successivamente viene eseguito lo stesso procedimento eseguito per l'analisi a vuoto: il flusso prodotto dall'avvolgimento connesso a triangolo viene riportato su un sistema a stella equivalente (4.8) e, successivamente, sommato al flusso dell'avvolgimento a stella (4.9).

Si esegue la trasformata di Park (2.8) e si ottiene il flusso di asse diretto  $\Lambda_d$ .

$$L_d = \frac{\Lambda_d}{i_d} = 2.24 \text{ mH} \quad (4.12)$$

Inoltre viene calcolata l'induttanza dell'avvolgimento a stella  $L_{dY}$  e dell'avvolgimento a triangolo  $L_{d\Delta}$ .

Per il calcolo si esegue lo stesso procedimento usato precedentemente.

Il flusso prodotto dall'avvolgimento a stella e dall'avvolgimento a triangolo vengono trasformati nel sistema dq attraverso la trasformata di Park (2.8), ottenendo  $\Lambda_{dY}$  e  $\Lambda_{d\Delta}$ . Il sistema dq della stella e il sistema dq del triangolo sono sfasati di  $30^\circ$  elettrici.

$$\begin{cases} L_{dY} = \frac{\Lambda_{dY}}{i_d} = 1.50 \text{ mH} \\ L_{d\Delta} = \frac{\Lambda_{d\Delta}}{i_d} = 2.21 \text{ mH} \end{cases} \quad (4.13)$$

L'induttanza della bobina connessa a triangolo è circa tre volte più grande dell'induttanza della bobina connessa a stella, dato che  $n_{t\Delta} \approx \sqrt{3} n_{tY}$ .

Ricordando che l'induttanza è proporzionale al quadrato del numero di spire ( $L \propto n_t^2$ ), allora  $L_{\Delta bob} \approx 3L_{Y bob}$ .

Inoltre anche la resistenza della bobina connessa a triangolo è circa tre volte più grande della resistenza della bobina connessa a stella, dato che  $n_{t\Delta} \approx \sqrt{3} n_{tY}$  e  $S_{cY} \approx \sqrt{3} S_{c\Delta}$ .

Ricordando che la resistenza è proporzionale al numero di spire e inversamente proporzionale alla sezione del conduttore ( $R \propto \frac{n_t}{S_c}$ ), allora  $R_{\Delta bob} = 3R_{Y bob}$ .

Nel complesso  $Z_{\Delta bob} = 3Z_{Y bob}$  (Tab. 4.3).

#### Impedenza di bobina

$R_{Y bob}^{18^\circ}$	0.078 $\Omega$
$L_{Y bob}$	0.375 mH
$R_{\Delta bob}^{18^\circ}$	0.234 $\Omega$
$L_{\Delta bob}$	1.105 mH

Tabella 4.3: Impedenza di bobina

La corrente di circolazione nel triangolo viene calcolata eseguendo il rapporto tra le f.e.m. di terza armonica delle tre fasi connesso triangolo e l'impedenza totale dell'avvolgimento a triangolo moltiplicata per tre.

$$I_{circ,3} = \frac{E_{a3} + E_{b3} + E_{c3}}{3\omega(3L_{d\Delta})} \quad (4.14)$$

In Fig. 4.13 viene graficato l'andamento della corrente di circolazione.

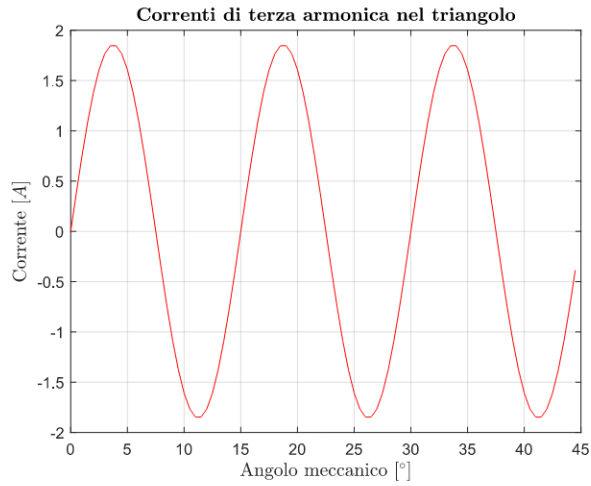


Figura 4.13: Corrente di circolazione SSD

### 4.1.3 Verifica di cortocircuito

Dal punto di vista del cortocircuito la corrente non diminuisce, quindi la configurazione SSD non porta dei benefici.

La corrente di cortocircuito trifase ideale è pari a:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d} = 62.5 \text{ A} \quad (4.15)$$

La corrente misurata ai morsetti coincide con la corrente nelle bobine connesse a stella. Nelle bobine connesse a triangolo la corrente di cortocircuito è più piccola di un fattore  $\sqrt{3}$ .

$$\begin{cases} I_{shc,Y} = I_{shc,ideale} = 62.5 \text{ A} \\ I_{shc,\Delta} = \frac{I_{shc,ideale}}{\sqrt{3}} = 36 \text{ A} \end{cases} \quad (4.16)$$

#### 4.1.4 Tolleranza ai guasti di aperto

Nel caso in cui uno degli avvolgimenti dovesse danneggiarsi e quindi rappresentare un circuito aperto per il sistema, vengono analizzati eventuali vantaggi di questa configurazione.

Per comprendere come si distribuisce la corrente negli avvolgimenti si usufruisce di un circuito equivalente (Fig. 4.14).

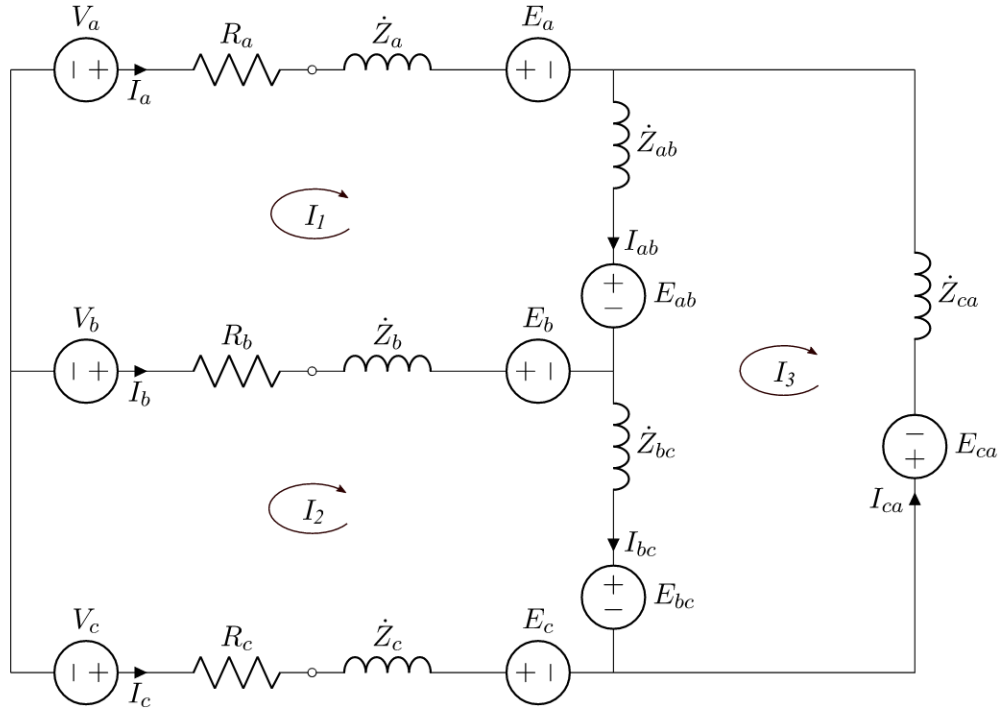


Figura 4.14: Circuito equivalente

Attraverso il metodo delle correnti ad anello valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_1 = V_a - E_a - E_{ab} + E_b - V_b & = (R_a + R_b + \dot{Z}_a + \dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_b)I_1 - (R_b + \dot{Z}_b)I_2 - \dot{Z}_{ab}I_3 \\ V_2 = V_b - E_b - E_{bc} + E_c - V_c & = -(R_b + \dot{Z}_b)I_1 + (R_b + R_c + \dot{Z}_b + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_c)I_2 - \dot{Z}_{bc}I_3 \\ V_3 = E_{ab} + E_{bc} + E_{ca} & = -\dot{Z}_{ab}I_1 - \dot{Z}_{bc}I_2 + (\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca})I_3 \end{cases} \quad (4.17)$$

Da cui si ricava:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_a + R_b + \dot{Z}_a + \dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_b) & (-R_b - \dot{Z}_b) & -\dot{Z}_{ab} \\ (-R_b - \dot{Z}_b) & (R_b + R_c + \dot{Z}_b + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_c) & -\dot{Z}_{bc} \\ -\dot{Z}_{ab} & -\dot{Z}_{bc} & (\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Dove:

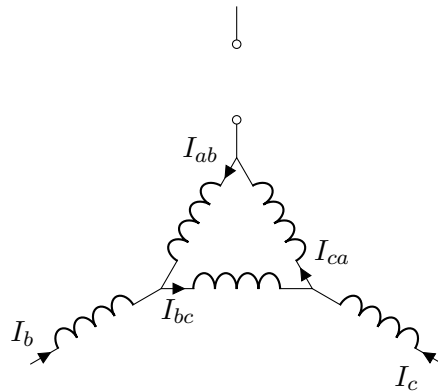
$$\begin{cases} I_a = I_1 \\ I_b = I_2 - I_1 \\ I_c = -I_2 \\ I_{ab} = I_1 - I_3 \\ I_{bc} = I_2 - I_3 \\ I_{ca} = -I_3 \end{cases} \quad (4.19)$$

Nel circuito vengono inserite 3 resistenze  $R_a, R_b, R_c$ , le quali vengono poste nulle nel caso si voglia controllare il motore in tensione, mentre assumono valori elevati qualora si voglia controllare il motore in corrente.

In questa tesi si opta per la seconda soluzione, in quanto il motore in laboratorio viene alimentato in corrente.

### Apertura lato stella

Nel momento in cui uno dei tre lati della stella dovesse danneggiarsi, il sistema SSD si trasforma in un sistema bifase.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze ottenute attraverso le simulazioni (con  $\dot{Z}_a = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. (per simulare la condizione di MTPA) nell'equazione (4.18), si ricava l'andamento delle correnti  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $I_{ab}$ ,  $I_{bc}$  e  $I_{ca}$ .

Ipotizzando il guasto della fase A, viene graficato in Fig. 4.16 come varia l'andamento delle correnti rispetto al sistema sano in Fig. 4.15.

In Tab. 4.4 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,A}/I_{a,sano}$	/	/
$I_{b,A}/I_{b,sano}$	1	-30
$I_{c,A}/I_{c,sano}$	1	+30
$I_{ab,A}/I_{ab,sano}$	0.5	-60
$I_{bc,A}/I_{bc,sano}$	1	0
$I_{ca,A}/I_{ca,sano}$	0.5	+60

Tabella 4.4: Variazione corrente di fase



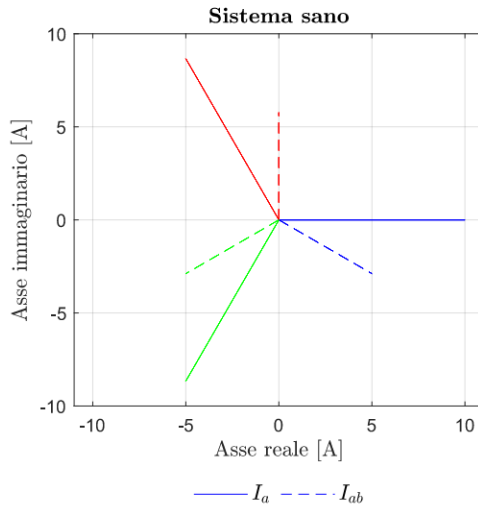


Figura 4.15: Sistema sano

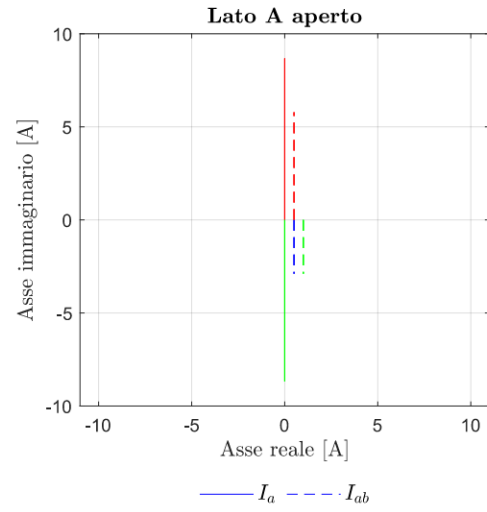


Figura 4.16: Lato A aperto

Alimentando il motore con corrente pari a 5 A e inserendo le correnti ottenute, viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ .

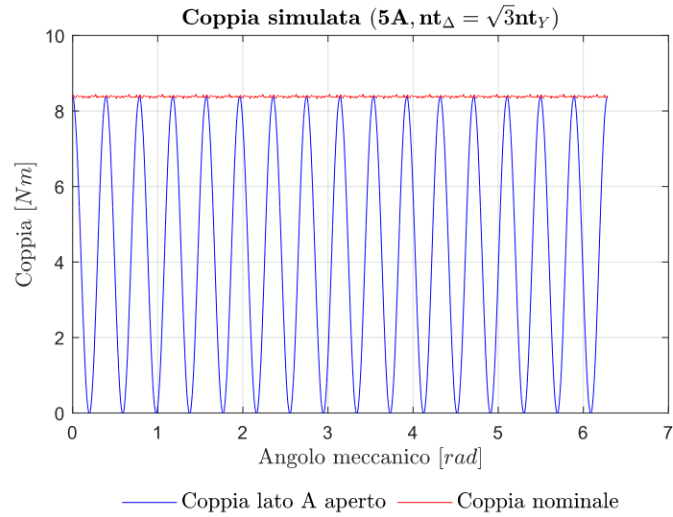


Figura 4.17: Coppia  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$  SSD

In Tab. 4.5 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lato A aperto</b>	4.23	199.1
<b>Coppia nominale</b>	8.38	1.42

Tabella 4.5: Confronto con coppia nominale SSD ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ )

Come si può notare, il valore medio della coppia si dimezza e il ripple aumenta in modo eccessivo. Si può concludere che non ci sono vantaggi con questa tipologia di aperto.

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 4.18). In questo caso avendo un  $n_{t\Delta}$  inferiore, la coppia risultante sarà di conseguenza inferiore.

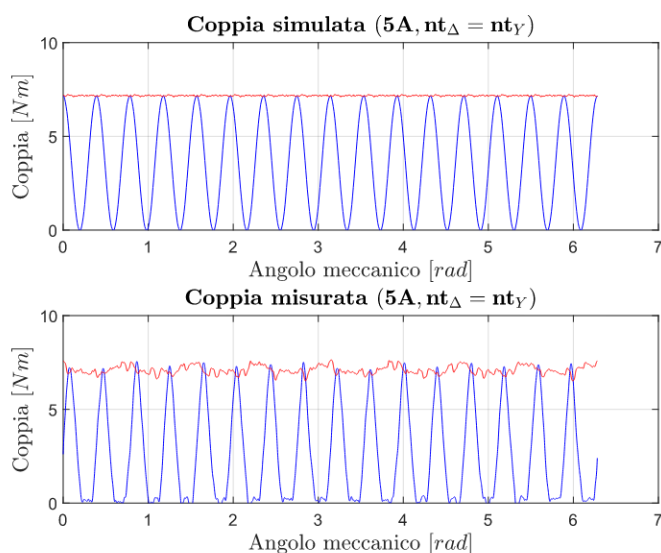
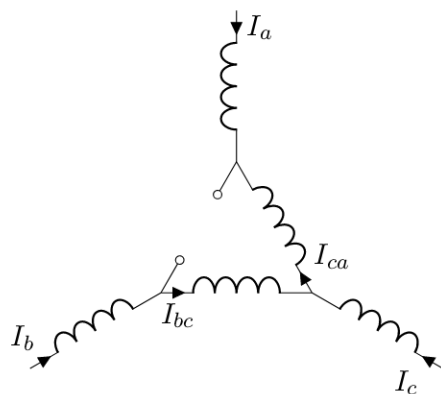


Figura 4.18: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  SSD

### Apertura lato triangolo

Nel momento in cui uno dei tre lati del triangolo dovesse danneggiarsi, il sistema SSD si trasforma in un sistema a stella squilibrato.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze ottenute attraverso le simulazioni (con  $\dot{Z}_{ab} = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. (per simulare la condizione di MTPA) nell'equazione (4.18), si ricava l'andamento delle correnti  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $I_{ab}$ ,  $I_{bc}$  e  $I_{ca}$ .

Ipotizzando il guasto della fase AB, viene graficato in Fig. 4.20 come varia l'andamento delle correnti rispetto al sistema sano in Fig. 4.19.

In Tab. 4.6 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

#### 4.1. Sistema SSD

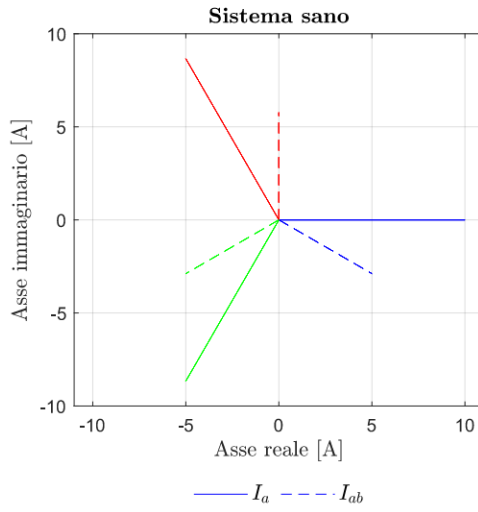


Figura 4.19: Sistema sano

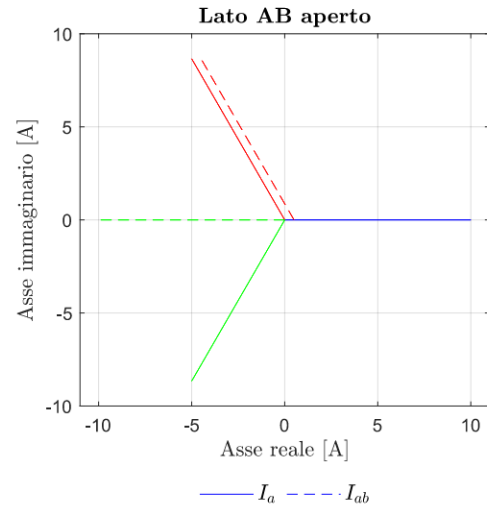


Figura 4.20: Lato AB aperto

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,AB}/I_{a,sano}$	1	0
$I_{b,AB}/I_{b,sano}$	1	0
$I_{c,AB}/I_{c,sano}$	1	0
$I_{ab,AB}/I_{ab,sano}$	/	/
$I_{bc,AB}/I_{bc,sano}$	$\sqrt{3}$	+30
$I_{ca,AB}/I_{ca,sano}$	$\sqrt{3}$	-30

Tabella 4.6: Variazione corrente di fase

Alimentando il motore con la corrente nominale e inserendo le correnti ottenute, viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$  (Fig. 4.21)

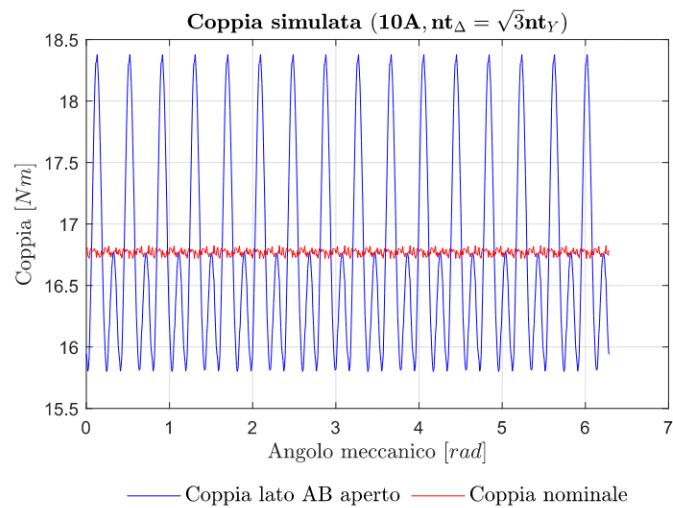


Figura 4.21: Coppia  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$  SSD

In Tab. 4.7 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lato AB aperto</b>	16.74	15.4
<b>Coppia nominale</b>	16.77	0.63

Tabella 4.7: Confronto con coppia nominale SSD ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ )

Come si può notare il valore medio della coppia non varia, mentre aumenta di molto il ripple.

Gli avvolgimenti del triangolo vengono sovraccaricati con una corrente più grande di un fattore  $\sqrt{3}$ .

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 4.22). In questo caso avendo un  $n_{t\Delta}$  inferiore la coppia risultante sarà di conseguenza inferiore.

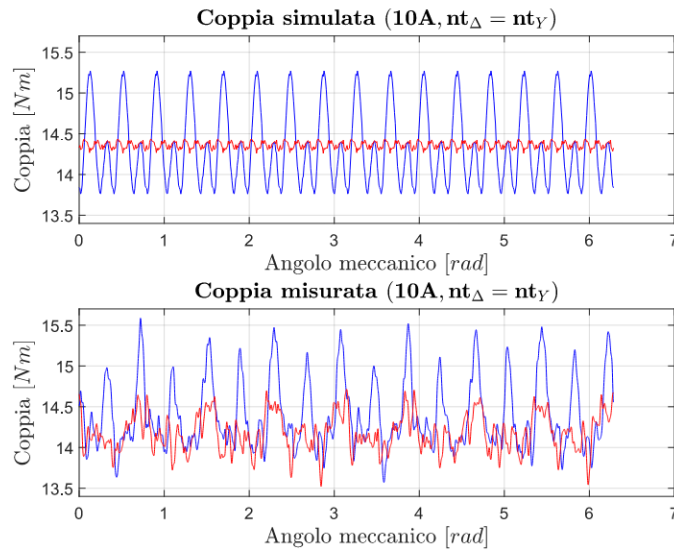


Figura 4.22: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  SSD

## 4.2 Sistema SDD

I concetti sviluppati per il sistema SSD valgono anche per il sistema SDD. Di seguito verranno riportate le principali differenze della configurazione SDD rispetto alla SSD.

### 4.2.1 Analisi a vuoto

Avendo in questo caso 2 bobine connesse a stella e 4 bobine connesse a triangolo, i flussi concatenati e le relative f.e.m. si modificano.

In Fig. 4.23 viene rappresentato l'andamento del flusso concatenato delle tre fasi (sia quelle connesse a stella sia quelle connesse a triangolo) in un periodo elettrico.

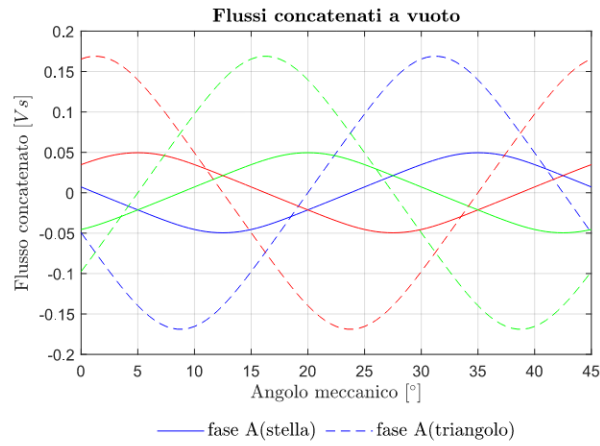


Figura 4.23: Flusso concatenato SDD

In questo caso il flusso della terna connessa a triangolo è maggiore del flusso della terna connessa a stella.

Lo sfasamento tra  $\Lambda_{a\Delta}$  e  $\Lambda_{aY}$  rimane invece invariato, pari a  $30^\circ$  elettrici. In Fig. 4.24 viene riportato il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a stella, mentre in Fig. 4.25 il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a triangolo.

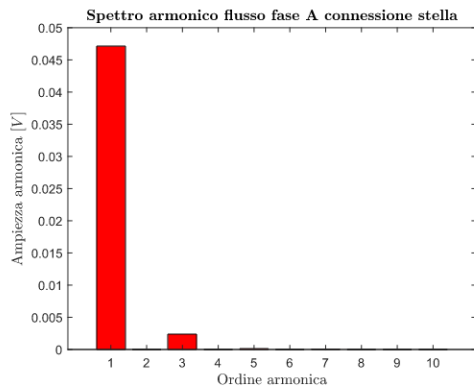


Figura 4.24: Contenuto armonico S

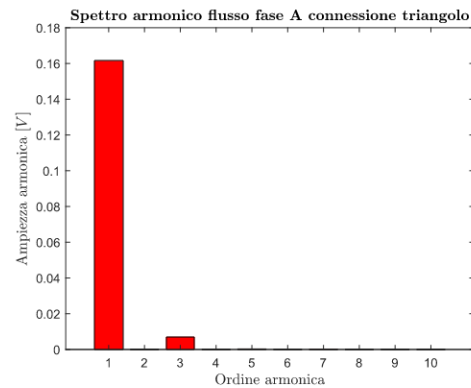


Figura 4.25: Contenuto armonico D

L'andamento del flusso concatenato a vuoto, calcolato con il sistema (4.9), e il flusso del magnete  $\Lambda_m$  non cambiano rispetto al sistema SSD.

Le f.e.m. sia dell'avvolgimento a stella sia dell'avvolgimento a triangolo vengono riportate in Fig. 4.26, mentre in Fig 4.27 il contenuto armonico della f.e.m. dell'avvolgimento a triangolo.

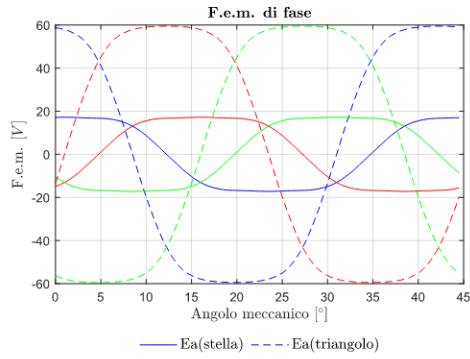


Figura 4.26: F.e.m. di fase SDD

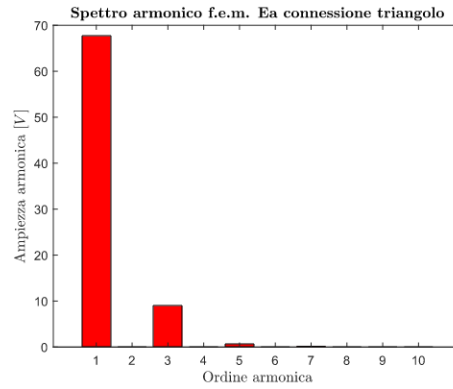


Figura 4.27: Contenuto armonico D

### 4.2.2 Analisi a carico

Sia la condizione di MTPA, sia la coppia sviluppata per diversi valori di corrente con  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ , non cambia rispetto alla configurazione SSD. Viene inoltre eseguita una simulazione con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con la coppia misurata in laboratorio (Fig. 4.28).

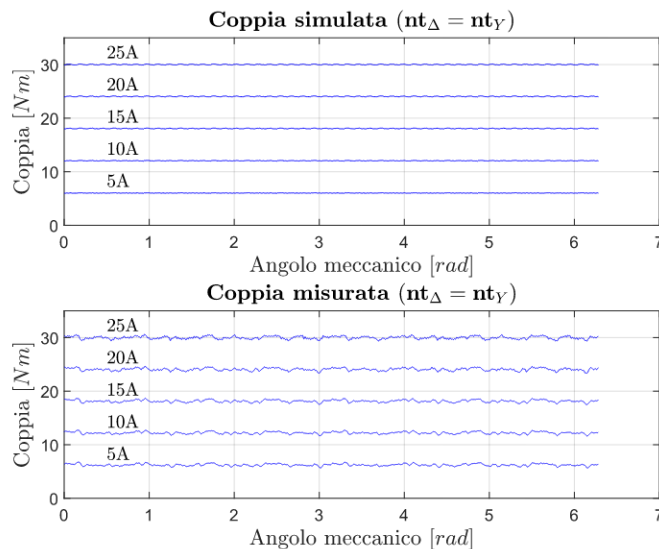


Figura 4.28: Coppia meccanica SDD ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

In Tab. 4.8 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	6.05	6.23
10	12.05	12.22
15	18.06	18.15
20	24.10	24.07
25	30.01	29.99

Tabella 4.8: Coppia meccanica a confronto SDD ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

In questo caso riducendo il numero di conduttori nell'avvolgimento a triangolo la coppia si riduce del  $\approx 28\%$ .

L'induttanza  $L_d$  complessiva non cambia rispetto al sistema SSD, mentre si modificano le induttanze dell'avvolgimento a stella  $L_{dY}$  e dell'avvolgimento a triangolo  $L_{d\Delta}$ .

$$\begin{cases} L_{dY} = \frac{\Lambda_{dY}}{i_d} = 0.73 \text{ mH} \\ L_{d\Delta} = \frac{3\Lambda_{d\Delta}}{i_d} = 4.60 \text{ mH} \end{cases} \quad (4.20)$$

### 4.2.3 Verifica di cortocircuito

Non essendo variati nè il flusso del magnete  $\Lambda_m$  nè l'induttanza di asse diretto  $L_d$ , la corrente di cortocircuito non varia rispetto al sistema SSD.

### 4.2.4 Tolleranza ai guasti di aperto

#### Apertura lato stella

Non avendo ottenuto vantaggi nel sistema SSD, non viene analizzata la coppia per il sistema SDD con un lato della stella aperto, dato che non cambierebbe la distribuzione della corrente negli avvolgimenti e di conseguenza l'andamento della coppia.

#### Apertura lato triangolo

In questo caso, controllando il motore in corrente, la distribuzione della corrente di fase negli avvolgimenti non cambia rispetto al sistema SSD.

Nel caso di guasto di uno dei tre lati del triangolo si perde un numero di conduttori  $n_{t\Delta}$  doppio rispetto al caso SSD.

Questo non modifica il valore medio di coppia, ma provoca un maggior ripple (Fig. 4.29).

In Tab. 4.9 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lato ab aperto</b>	16.71	26.9
<b>Coppia nominale</b>	16.79	0.94

Tabella 4.9: Confronto con coppia nominale SDD ( $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$ )

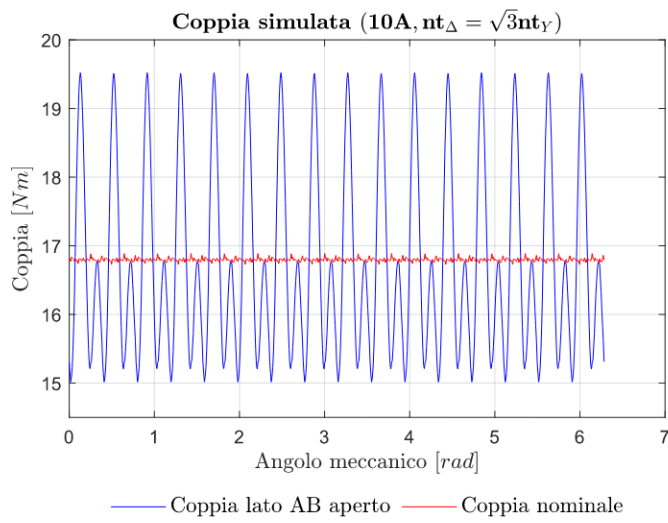


Figura 4.29: Coppia  $n_{t\Delta} = \sqrt{3} n_{tY}$  SDD

Anche in questo caso viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 4.30).

Avendo un  $n_{t\Delta}$  che diminuisce il doppio rispetto al caso SSD, la coppia risultante sarà ulteriormente inferiore.

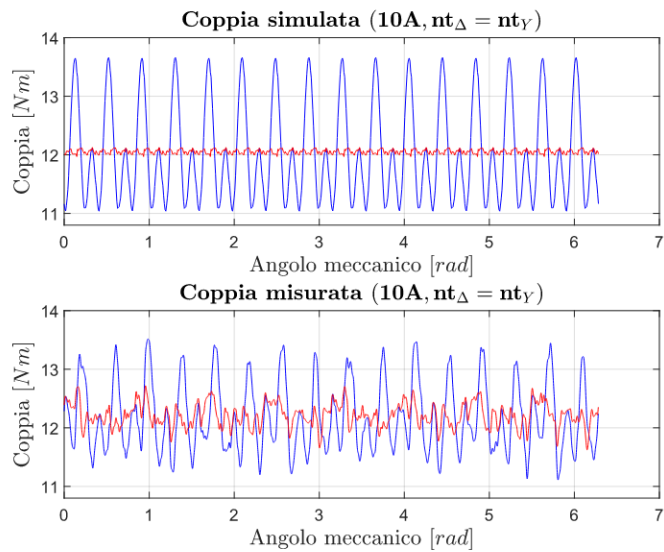


Figura 4.30: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  SDD



## Capitolo 5

# Confronto simulazioni e misure DD||S

In questo capitolo si analizzano eventuali benefici della configurazione DD||S.

Vengono eseguite delle simulazioni con un numero di conduttori adatto a questa configurazione e, inoltre, delle simulazioni con gli stessi parametri del motore in laboratorio.

La corrente nominale negli avvolgimenti non può essere determinata a priori in questo caso, ma bisogna fare affidamento ad un circuito equivalente.

### 5.1 Sistema DD||S

#### 5.1.1 Analisi a vuoto

Per il calcolo dei flussi concatenati a vuoto si utilizzano le stesse formule utilizzate per il sistema SSD e SDD.

In Fig. 5.1 viene graficato l'andamento del flusso concatenato delle tre fasi (sia quelle connesse a stella sia quelle connesse a triangolo) in un periodo elettrico. Si può osservare che il  $\Lambda_{a\Delta}$  è in anticipo di  $30^\circ$  elettrici rispetto a  $\Lambda_{aY}$ .

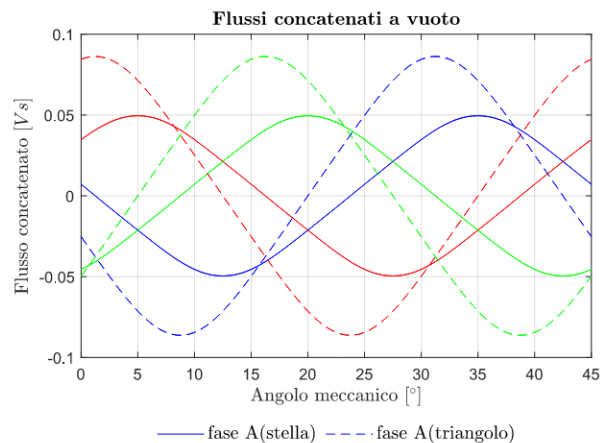


Figura 5.1: Flusso concatenato DD||S

In Fig. 5.2 viene riportato il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a stella, mentre, in Fig. 5.3, il contenuto armonico del flusso concatenato dell'avvolgimento connesso a triangolo.

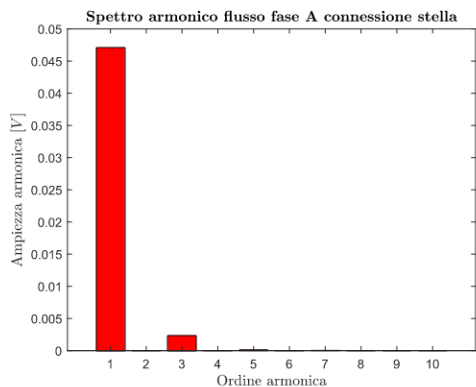


Figura 5.2: Contenuto armonico S

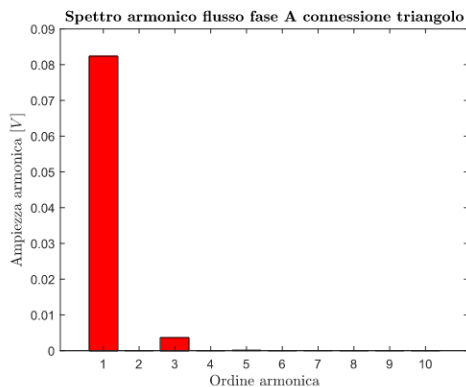


Figura 5.3: Contenuto armonico D

Per il calcolo del flusso del magnete  $\Lambda_m$  si ricorre ad un circuito equivalente a stella, in modo da poter utilizzare la trasformata di Park.

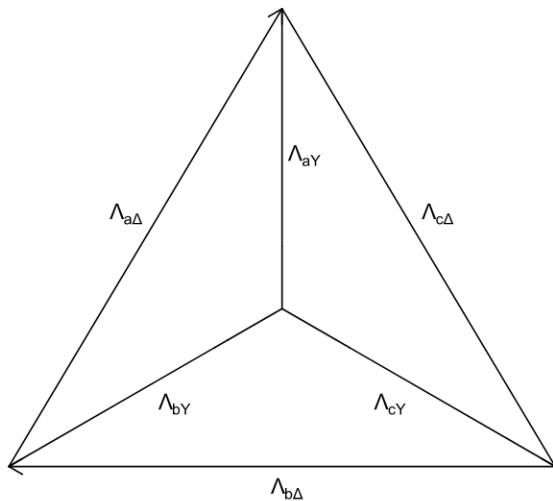


Figura 5.4: Avvolgimento iniziale

Partendo dal circuito iniziale dell'avvolgimento (Fig. 5.4) e supponendo che non vi siano correnti di circolazione a vuoto, ovvero considerando che le f.e.m. del triangolo siano esattamente  $\sqrt{3}$  le f.e.m. della stella, si esegue la conversione dell'avvolgimento a triangolo in un avvolgimento a stella fittizio (Fig. 5.5).

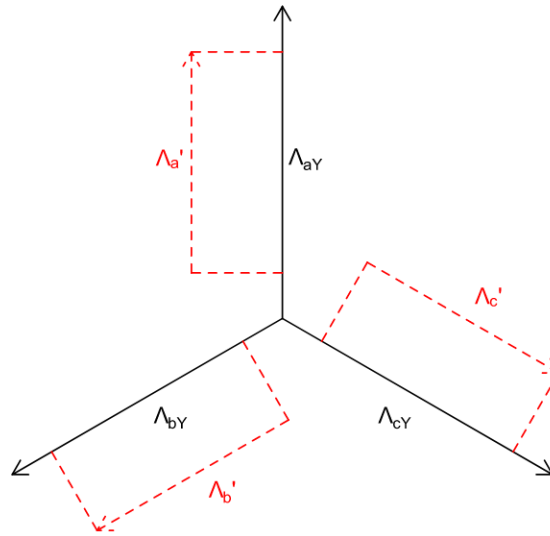


Figura 5.5: Avvolgimento con conversione  $\Delta$ -Y

Di conseguenza, anche i flussi del triangolo sono esattamente  $\sqrt{3}$  i flussi della stella e quindi, una volta eseguita la conversione da triangolo a stella, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} \Lambda'_a = \frac{1}{3} (\Lambda_{a\Delta} - \Lambda_{c\Delta}) = \Lambda_{aY} \\ \Lambda'_b = \frac{1}{3} (\Lambda_{b\Delta} - \Lambda_{a\Delta}) = \Lambda_{bY} \\ \Lambda'_c = \frac{1}{3} (\Lambda_{c\Delta} - \Lambda_{b\Delta}) = \Lambda_{cY} \end{cases} \quad (5.1)$$

Si ricorda che, a livello circuitale, per i flussi valgono le stesse regole dei generatori di tensione.

Dato che  $\Lambda'$  e  $\Lambda_Y$  sono connessi in parallelo e sono di uguale valore (l'equivalenza ad avere due generatori di tensione identici in parallelo), allora  $\Lambda' || \Lambda_Y = \Lambda_Y$ . L'avvolgimento a stella equivalente è rappresentato in Fig [5.6](#)

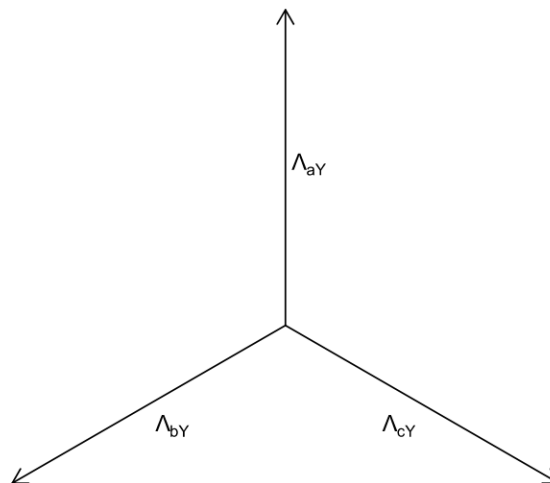


Figura 5.6: Avvolgimento stella equivalente

Il flusso del magnete si può calcolare attraverso la trasformata di Park (2.8), inserendo in input solamente  $\Lambda_{aY}$ ,  $\Lambda_{bY}$  e  $\Lambda_{cY}$ , dopo aver eseguito l'allineamento del motore. Il flusso del magnete risulta  $\Lambda_m = 0.047 \text{ Vs}$ .

Nel caso in cui la corrente di circolazione non fosse trascurabile, produrrebbe una reazione di indotto irrilevante rispetto al flusso del magnete, non andando di conseguenza ad influire su  $\Lambda_m$ .

Le forze elettromotrici, sia dell'avvolgimento a stella sia dell'avvolgimento a triangolo, vengono riportate in Fig. 5.7

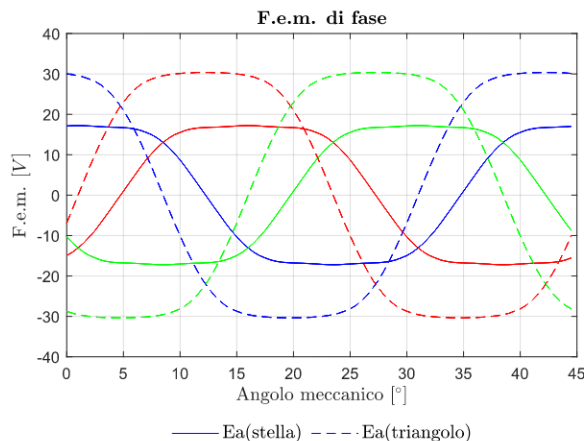


Figura 5.7: F.e.m. di fase DD||S

Il contenuto armonico delle f.e.m. con connessione a stella e con connessione a triangolo viene riportato in Fig. 5.8 e Fig. 5.9.

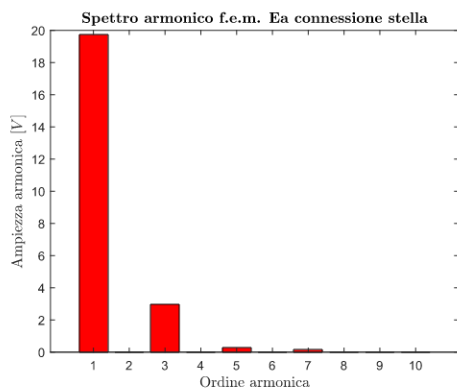


Figura 5.8: Contenuto armonico S

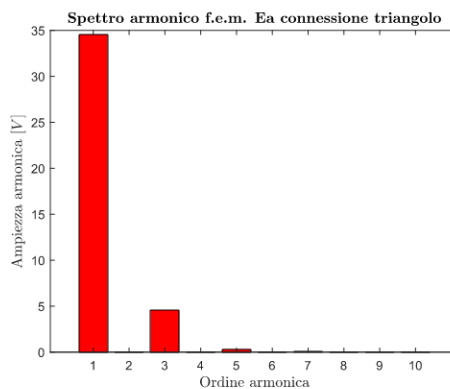


Figura 5.9: Contenuto armonico D

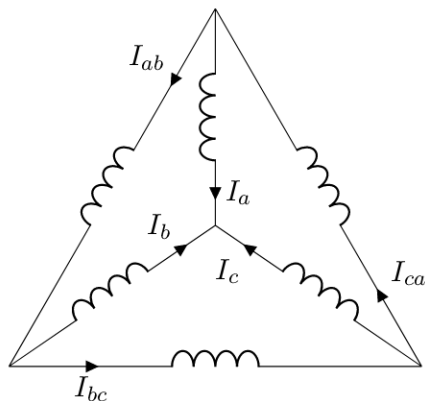
Il rapporto tra l'ampiezza delle f.e.m. di prima armonica collegate a triangolo e l'ampiezza delle f.e.m. di prima armonica collegate a stella è pari a  $\frac{\hat{E}_{\Delta,1}}{\hat{E}_{Y,1}} = 1.7497$ .

Essendo tale rapporto non perfettamente  $\sqrt{3}$ , c'è una corrente di circolazione di prima armonica nell'avvolgimento. Come si può notare dalla Fig. 5.9 nelle f.e.m. con connessione a triangolo è presente una componente di terza armonica.

Di conseguenza oltre ad avere eventuali correnti di circolazione di prima armonica, circolano anche correnti di terza armonica che creano perdite aggiuntive.

### 5.1.2 Analisi a carico

Per il calcolo della coppia e delle induttanze, è necessario conoscere come si suddivide la corrente negli avvolgimenti.



In questo caso non essendo sufficiente scrivere le equazioni di Kirchhoff ai nodi, si fa affidamento ad un circuito equivalente.

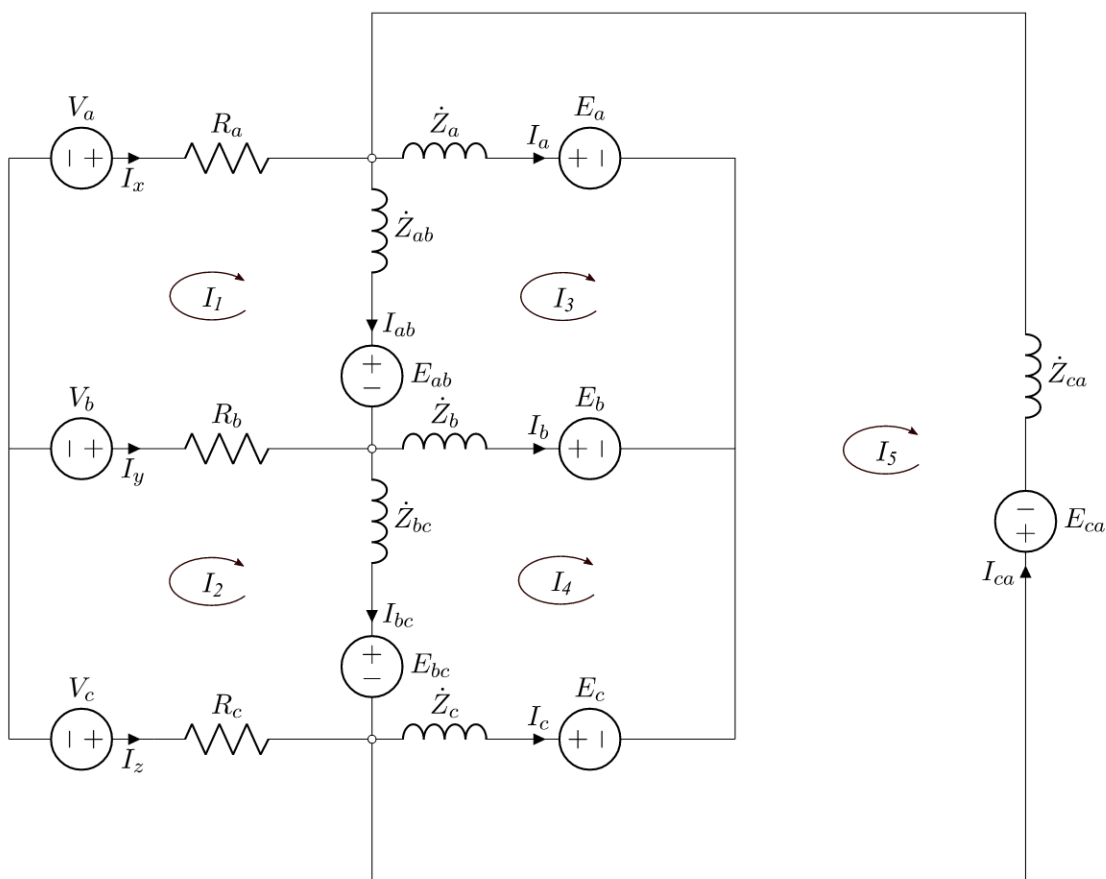


Figura 5.10: Circuito equivalente

Attraverso il metodo delle correnti ad anello, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_1 = V_a - E_{ab} - V_b & = (R_a + R_b + \dot{Z}_{ab})I_1 - R_b I_2 - \dot{Z}_{ab} I_3 \\ V_2 = V_b - E_{bc} - V_c & = -R_b I_1 + (R_b + R_c + \dot{Z}_{bc})I_2 - \dot{Z}_{bc} I_4 \\ V_3 = E_{ab} - E_a + E_b & = -\dot{Z}_{ab} I_1 + (\dot{Z}_a + \dot{Z}_b + \dot{Z}_{ab})I_3 - \dot{Z}_b I_4 - \dot{Z}_a I_5 \\ V_4 = E_{bc} - E_b + E_c & = -\dot{Z}_{bc} I_2 - \dot{Z}_b I_3 + (\dot{Z}_b + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{bc})I_4 - \dot{Z}_c I_5 \\ V_5 = E_{ca} - E_c + E_a & = -\dot{Z}_a I_3 - \dot{Z}_c I_4 + (\dot{Z}_a + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{ca})I_5 \end{cases} \quad (5.2)$$

Da cui si ricava la matrice delle impedenze

$$T = \begin{bmatrix} (R_a + R_b + \dot{Z}_{ab}) & -R_b & -\dot{Z}_{ab} & 0 & 0 \\ -R_b & (R_b + R_c + \dot{Z}_{bc}) & 0 & -\dot{Z}_{bc} & 0 \\ -\dot{Z}_{ab} & 0 & (\dot{Z}_a + \dot{Z}_b + \dot{Z}_{ab}) & -\dot{Z}_b & -\dot{Z}_a \\ 0 & -\dot{Z}_{bc} & -\dot{Z}_b & (\dot{Z}_b + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{bc}) & -\dot{Z}_c \\ 0 & 0 & -\dot{Z}_a & -\dot{Z}_c & (\dot{Z}_a + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{ca}) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

E si ottiene la seguente relazione:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Dove:

$$\begin{cases} I_x = I_1 \\ I_y = I_2 - I_1 \\ I_z = -I_2 \\ I_a = I_3 - I_5 \\ I_b = I_4 - I_3 \\ I_c = I_5 - I_4 \\ I_{ab} = I_1 - I_3 \\ I_{bc} = I_2 - I_4 \\ I_{ca} = -I_5 \end{cases} \quad (5.5)$$

Anche in questo caso, le tre resistenze  $R_a, R_b$  e  $R_c$  mi permettono di decidere se controllare il motore in tensione oppure in corrente.

Per conoscere come si distribuisce la corrente negli avvolgimenti, bisogna conoscere a priori le impedenze del sistema o almeno il rapporto tra l'impedenza dell'avvolgimento a triangolo ( $Z_\Delta$ ) e l'impedenza dell'avvolgimento a stella ( $Z_Y$ ).

Il rapporto tra le impedenze è idealmente  $\frac{Z_\Delta}{Z_Y} = 2 \left( \frac{24}{27} \right)^2$ .

Questo è dovuto al fatto che  $n_{t\Delta} = 24$ , con 4 bobine per fase connesse a triangolo, e  $n_{tY} = 27$ , con 2 bobine per fase connesse a stella.

Inoltre la sezione del conduttore nel triangolo  $S_{c\Delta}$  viene incrementata di un fattore  $27/24$ , rispetto alla sezione del conduttore nella stella  $S_{cY}$ .

$$\begin{cases} \frac{n_{t\Delta}}{n_{tY}} = \frac{24}{27} \\ \frac{S_{c\Delta}}{S_{cY}} = \frac{27}{24} \end{cases} \quad (5.6)$$

Si ricorda che l'induttanza è proporzionale al quadrato del numero di conduttori in cava ( $L \propto n_t^2$ ) e la resistenza è proporzionale al numero di conduttori in cava e inversamente proporzionale alla sezione del conduttore ( $R \propto \frac{n_t}{S_c}$ ).

In conclusione si può scrivere:

$$\begin{cases} \frac{L_{d\Delta}}{L_{dY}} = \frac{4}{2} \left( \frac{n_{t\Delta}}{n_{tY}} \right)^2 \approx 1.58 \\ \frac{R_\Delta}{R_Y} = \frac{4}{2} \left( \frac{n_{t\Delta}}{n_{tY}} \right) \frac{S_{cY}}{S_{c\Delta}} \approx 1.58 \\ \frac{Z_\Delta}{Z_Y} \approx 1.58 \end{cases} \quad (5.7)$$

Inserendo nell'equazione (5.4)  $Z_Y$  e  $Z_\Delta$ , con valori arbitrati ma rispettando il vincolo  $\frac{Z_\Delta}{Z_Y} \approx 1.58$ , si trovano le relazioni tra le correnti di ingresso  $I_{in}$ , le correnti della stella  $I_Y$  e le correnti del triangolo  $I_\Delta$ .

Si impongono le f.e.m. nulle per simulare la situazione in cui non ci siano i magneti e, di conseguenza, non vi siano correnti di circolazione.

$$\begin{cases} \frac{I_Y}{I_{in}} = R_{Y,in} = 0.345 \\ \frac{I_\Delta}{I_{in}} = R_{\Delta,in} = 0.378 \\ \frac{I_\Delta}{I_Y} = R_{\Delta,Y} = 1.09 \end{cases} \quad (5.8)$$

Inoltre lo sfasamento tra le correnti  $I_Y$  e  $I_\Delta$  è di  $30^\circ$  elettrici (Fig. 5.11).

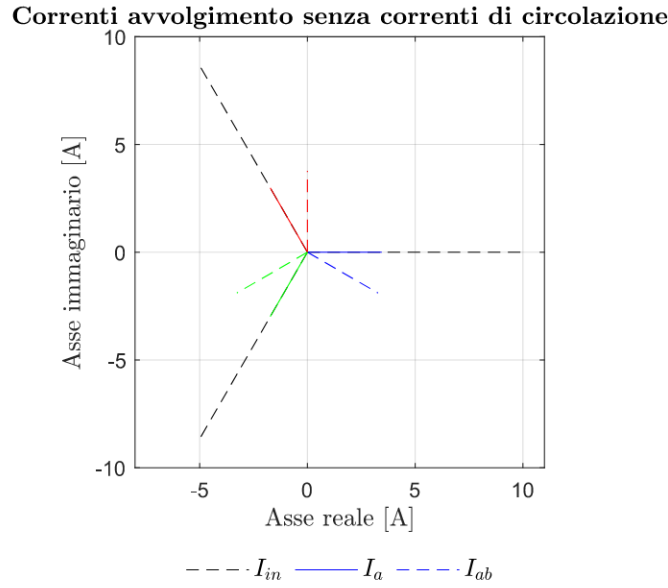


Figura 5.11: Corrente negli avvolgimenti senza corrente di circolazione DD||S

L'induttanza  $L_{dY}$  e  $L_{d\Delta}$  vengono calcolate imponendo una corrente  $i_d$  in ingresso e smagnetizzando i magneti.

Successivamente la corrente di asse diretto nella stella è  $i_{dY} = R_{Y,in}i_d$  e nel triangolo è  $i_{d\Delta} = R_{\Delta,in}i_d$ . I sistemi dq per la stella e per il triangolo sono sfasati di  $30^\circ$  elettrici.

Attraverso la matrice inversa della trasformata di Park (2.8), si impongono le correnti di fase nel motore e si calcolano i flussi concatenati.

Successivamente viene eseguita nuovamente la trasformata di Park (2.8) per calcolare  $\Lambda_{dY}$  e  $\Lambda_{d\Delta}$ . Infine le induttanze si calcolano attraverso le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} L_{dY} = \frac{\Lambda_{dY}}{i_{dY}} = 0.73 \text{ mH} \\ L_{d\Delta} = \frac{\Lambda_{d\Delta}}{i_{d\Delta}} = 1.19 \text{ mH} \end{cases} \quad (5.9)$$

Il loro rapporto è  $\frac{L_{d\Delta}}{L_{dY}} = 1.63$ , leggermente diverso dal valore ipotizzato inizialmente.

L'induttanza  $L_d$  complessiva si calcola riportando l'induttanza del triangolo  $L_{d\Delta}$  su una stella fittizia e successivamente calcolando il parallelo con l'induttanza della stella  $L_{dY}$ .

$$\begin{cases} L'_d = \frac{L_{d\Delta}}{3} = 0.40 \text{ mH} \\ L_d = \frac{L'_d L_{dY}}{L'_d + L_{dY}} = 0.26 \text{ mH} \end{cases} \quad (5.10)$$



Avendo ora tutti i parametri per risolvere l'equazione (5.4), in Fig. 5.12 e Fig. 5.13 viene stimata la corrente di circolazione sia nella stella sia nel triangolo trascurando l'effetto resistivo, imponendo  $V_a, V_b, V_c = 0$ .

Nell'avvolgimento a stella è presente solamente la componente di prima armonica, mentre nel triangolo è presente anche la componente di terza armonica.

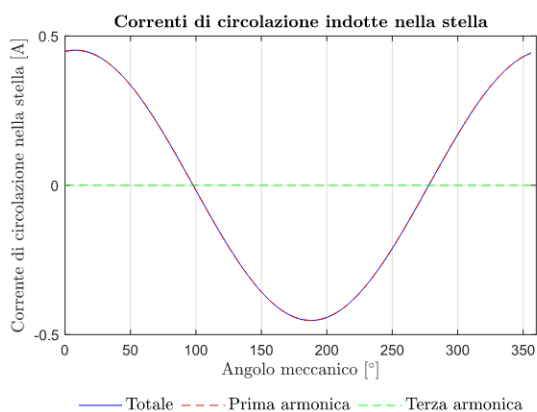


Figura 5.12: Correnti di circolazione S

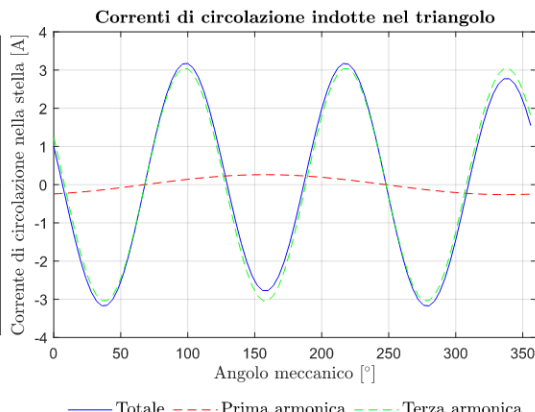


Figura 5.13: Correnti di circolazione D

Le correnti di circolazione di prima armonica sono in quadratura rispetto alle f.e.m. di fase, come evidenziato in Fig. 5.14

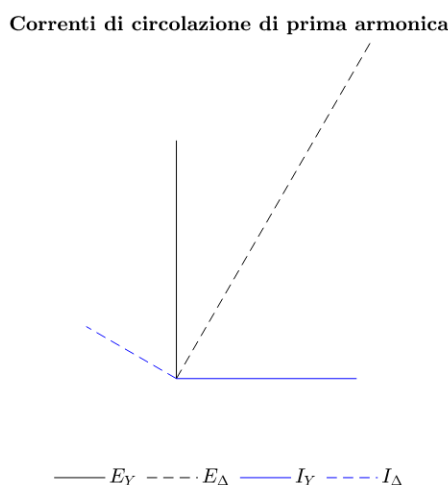


Figura 5.14: Sfasamento correnti di circolazione e f.e.m.

Tali correnti di circolazione nel sistema dq sono correnti che hanno componente di asse diretto (positiva per la stella e negativa per il triangolo). Di conseguenza non producono coppia ma generano perdite aggiuntive.

Inoltre hanno un effetto magnetizzante o smagnetizzante nel motore, a seconda se hanno componente di asse diretto positiva o negativa. Essendo comunque correnti piccole tale effetto è trascurabile.

Analizzando ora come si distribuiscono le correnti nell'avvolgimento, considerando anche le correnti di circolazione, queste sfasano le correnti di fase rispetto alle f.e.m. di fase, ma non andando a modificare la componente di corrente in fase con la forza elettromotrice.

Per chiarire meglio questo concetto viene riportato l'andamento delle correnti e delle f.e.m. in una fase, sia nel caso ideale in cui  $\frac{\hat{E}_{\Delta,1}}{\hat{E}_{Y,1}} = \sqrt{3}$  (Fig. 5.15), sia nel caso reale in cui  $\frac{\hat{E}_{\Delta,1}}{\hat{E}_{Y,1}} = 1.7497$  (Fig. 5.16).

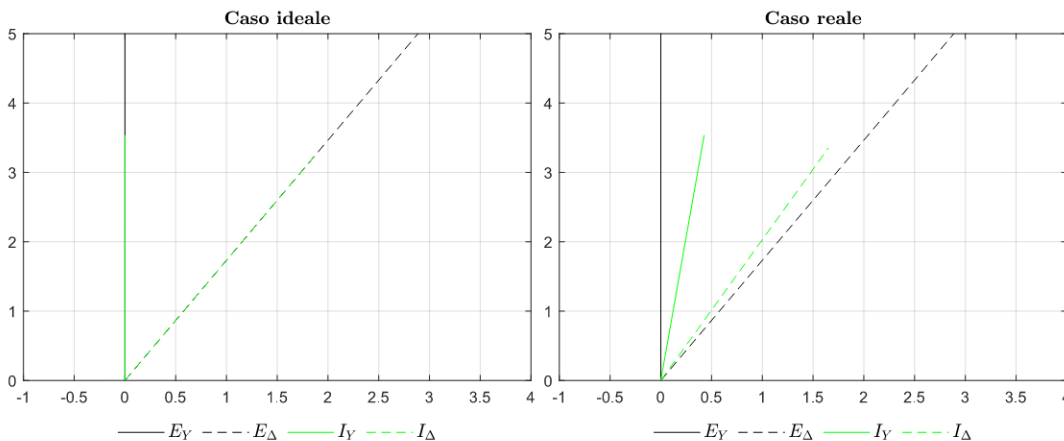


Figura 5.15: Caso ideale

Figura 5.16: Caso reale

Indicando con  $\theta_Y$  e  $\theta_{\Delta}$  lo sfasamento tra le correnti di fase e le f.e.m. della stella e del triangolo, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} I_{Y,ideale} = I_{Y,reale} \cos(\theta_Y) \\ I_{\Delta,ideale} = I_{\Delta,reale} \cos(\theta_{\Delta}) \end{cases} \quad (5.11)$$

Con una corrente di ingresso  $I_{in} = 10 \text{ A}$ , l'andamento della corrente negli avvolgimenti è raffigurato in Fig 5.17, considerando anche l'effetto delle correnti di circolazione.

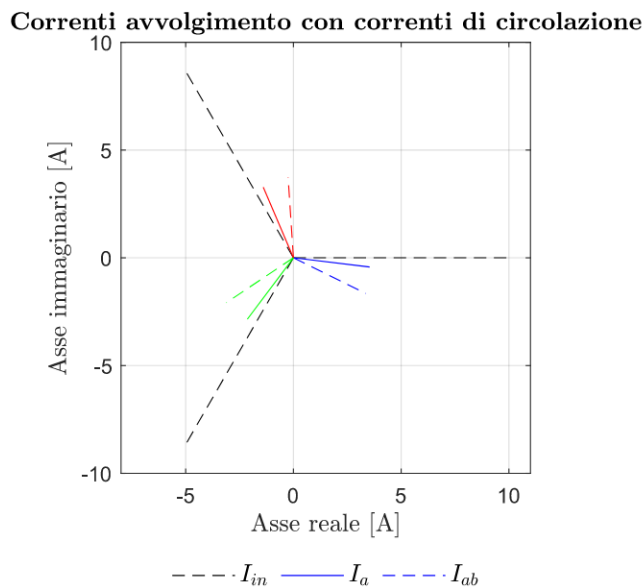


Figura 5.17: Corrente negli avvolgimenti con corrente di circolazione DD||S

Inoltre tale sfasamento, dovuto alle correnti di circolazione, diventa sempre più trascurabile man mano che la corrente in ingresso diventa più elevata.

La corrente nominale rimane invariata nell'avvolgimento a stella, pari a  $\hat{I}_{nY} = 10 A$ , mentre nell'avvolgimento a triangolo è pari a  $\hat{I}_{n\Delta} = R_{\Delta,Y} \hat{I}_{nY} = 10.9 A$ .

La densità di corrente nella stella rimane invariata a  $J_Y = 5 A/mm^2$  e, inoltre, è uguale anche per il triangolo  $J_{\Delta} = 5 A/mm^2$ . Per ottenere tali correnti negli avvolgimenti bisogna alimentare il motore con una corrente in ingresso pari a

$$I_{in} = \frac{\hat{I}_{nY}}{R_{Y,in}} = \frac{\hat{I}_{n\Delta}}{R_{\Delta,in}} = 29 A.$$

Successivamente viene verificata la condizione di MTPA.

Viene fatto variare l'angolo  $\alpha_i$  del vettore spaziale di corrente in ingresso, il cui modulo rimane invariato pari a  $I_{nY} = 10 A$ .

A parità di corrente in ingresso, la coppia è necessariamente più piccola rispetto al sistema a stella classico, dovuto al fatto che negli avvolgimenti la corrente sarà inferiore rispetto a quella nominale:

$$I_Y = 0.345 I_{in} = 3.45 A \text{ e } I_{\Delta} = 0.378 I_{in} = 3.78 A$$

In Fig. 5.18 viene graficato l'andamento della coppia al variare dell'angolo di corrente. La coppia nel caso del sistema DD||S diminuisce del  $\approx 65\%$  rispetto al classico sistema a stella.

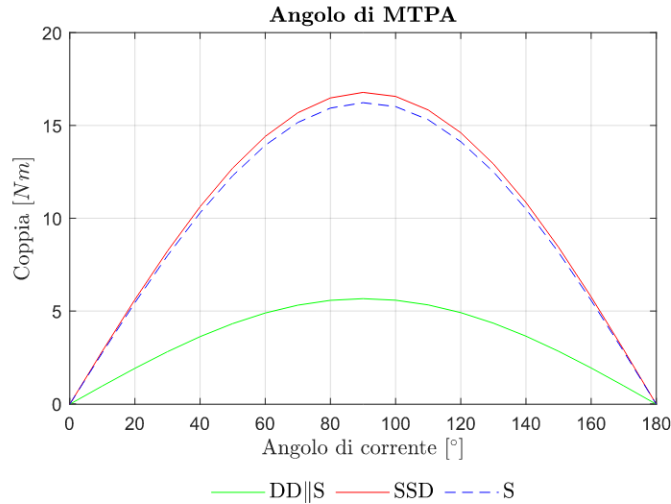


Figura 5.18: Condizione di MTPA DD||S

Inoltre viene calcolata la coppia per diversi valori di corrente in ingresso e in condizione di MTPA.

Non potendo eseguire un confronto con la coppia misurata in laboratorio dato che nel motore reale  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e  $S_{c\Delta} = S_{cY}$ , viene solo riportata la coppia calcolata attraverso la relazione flussi-corrente (2.4), utilizzando come  $i_q$  la corrente in ingresso  $I_{in}$ , e attraverso gli sforzi dei tensori di Maxwell in un periodo elettrico (Fig. 5.19).

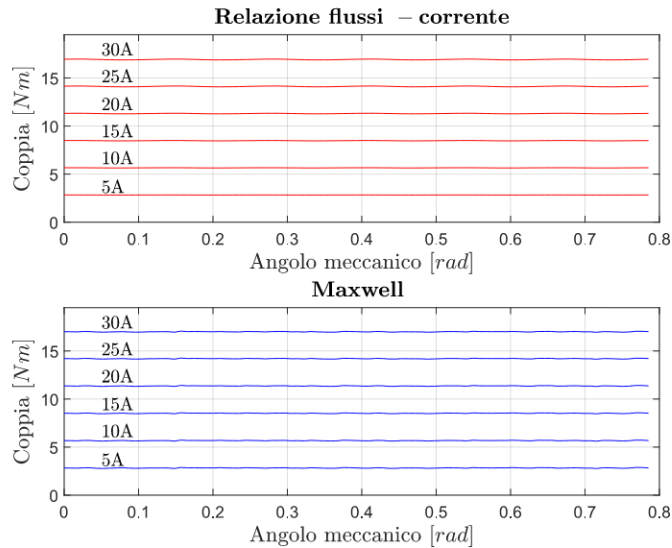


Figura 5.19: Coppia meccanica DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

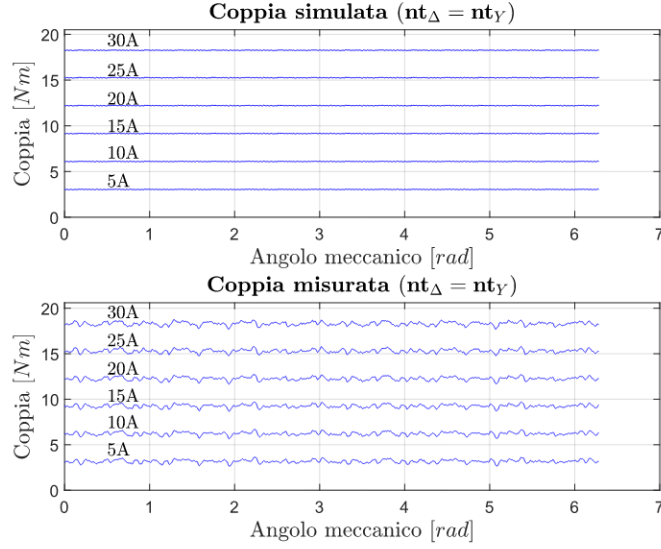
In Tab. 5.1 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Relazione flussi-corrente [Nm]	Maxwell [Nm]
5	2.83	2.83
10	5.65	5.67
15	8.48	8.52
20	11.30	11.36
25	14.12	14.20
30	16.90	16.92

Tabella 5.1: Coppia meccanica a confronto DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

Inoltre viene eseguita un'ulteriore simulazione con  $n_{t\Delta}=n_{tY}$  e confrontata con la coppia ottenuta in laboratorio.

La coppia viene misurata facendo ruotare il rotore molto lentamente, in modo che siano trascurabili le correnti di circolazione indotte dai magneti (Fig. 5.20).

Figura 5.20: Coppia meccanica DD||S ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

In Tab. 5.2 vengono riportati i valori medi di coppia ottenuti.

Corrente [A]	Coppia simulata [Nm]	Coppia misurata [Nm]
5	3.04	3.18
10	6.10	6.22
15	9.16	9.25
20	12.21	12.27
25	15.26	15.30
30	18.25	18.31

Tabella 5.2: Coppia meccanica a confronto DD||S ( $n_{t\Delta} = n_{tY}$ )

In questo caso, avendo cambiato il numero nei conduttori nel triangolo  $n_{t\Delta}$ , la corrente si distribuisce in modo differente negli avvolgimenti (Fig. 5.21).

In questo caso, con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$ , la coppia è maggiore del  $\approx 8\%$  rispetto al caso in cui  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ .

Per giustificare tale incremento, viene calcolata la potenza assorbita dai singoli generatori nel circuito equivalente, sia nel caso  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ , sia nel caso  $n_{t\Delta} = n_{tY}$ . Si ricorda che la potenza assorbita dai generatori è proporzionale alla coppia sviluppata dal motore ( $P \propto C$ ).

$$P = \sum E_i I_i \cos \theta_i \quad (5.12)$$

Nel primo caso la potenza assorbita risulta  $P_{ideale} = 595.95 \text{ W}$ , mentre nel secondo caso risulta  $P_{reale} = 638.65 \text{ W}$ .

La potenza assorbita dal motore nel caso  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  è maggiore del  $\approx 7.2\%$ , rispetto alla potenza assorbita dal motore nel caso  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ .

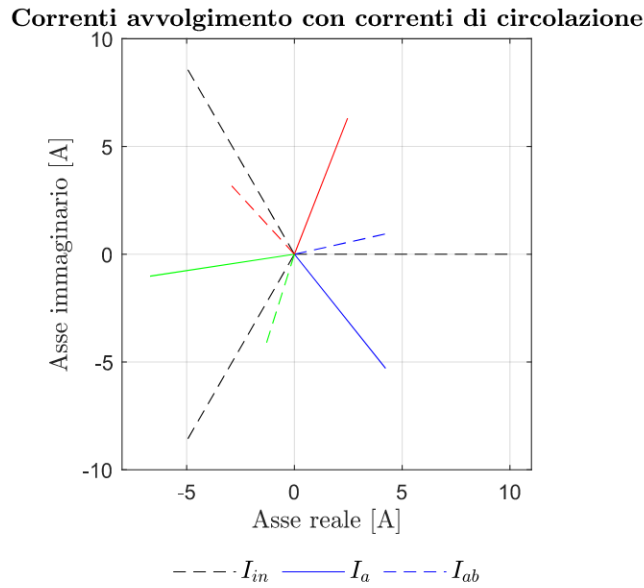


Figura 5.21: Corrente negli avvolgimenti nel motore reale DD||S

### 5.1.3 Verifica di cortocircuito

Dal punto di vista del cortocircuito, il flusso del magnete è  $\Lambda_m = 0.047 \text{ Vs}$  e l'induttanza di asse diretto è  $L_d = 0.26 \text{ mH}$ .

La corrente di cortocircuito trifase ideale misurata ai morsetti del motore è pari a:

$$I_{shc,ideale} = \frac{\Lambda_m}{L_d} = 180.8 \text{ A} \quad (5.13)$$

La corrente di cortocircuito misurata ai morsetti non corrisponde con la corrente di cortocircuito nelle bobine.

Nelle bobine la corrente di cortocircuito si può calcolare utilizzando i rapporti trovati fra le correnti in (5.8):

$$\begin{cases} I_{shc,Y} = R_{Y,in} I_{shc,ideale} = 62.4 \text{ A} \\ I_{shc,\Delta} = R_{\Delta,in} I_{shc,ideale} = 68.3 \text{ A} \end{cases} \quad (5.14)$$

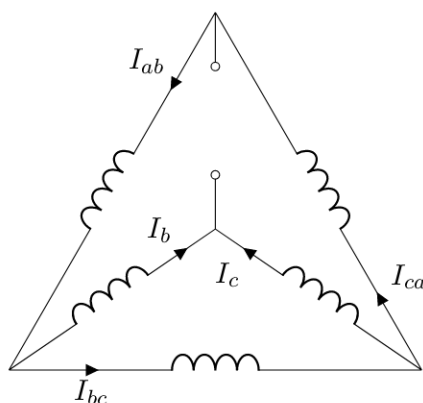
Si può concludere che anche questa configurazione non porta benefici dal punto di vista del cortocircuito.

### 5.1.4 Tolleranza ai guasti di aperto

Nel caso in cui uno degli avvolgimenti si danneggiasse, viene verificato come varia la coppia con questa configurazione. Per comprendere come si distribuisce la corrente negli avvolgimenti si usa l'equazione (5.4).

#### Apertura lato stella

Nel caso in cui uno dei tre lati della stella dovesse danneggiarsi, il sistema  $DD||S$  diventa come raffigurato di seguito.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze (con  $\dot{Z}_a = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. all'interno dell'equazione (5.4), si ricavano le correnti  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $I_{ab}$ ,  $I_{bc}$  e  $I_{ca}$ . Ipotizzando il guasto del lato A, viene graficato in Fig. 5.23 come varia l'andamento delle correnti rispetto al caso di sistema sano (Fig. 5.22).

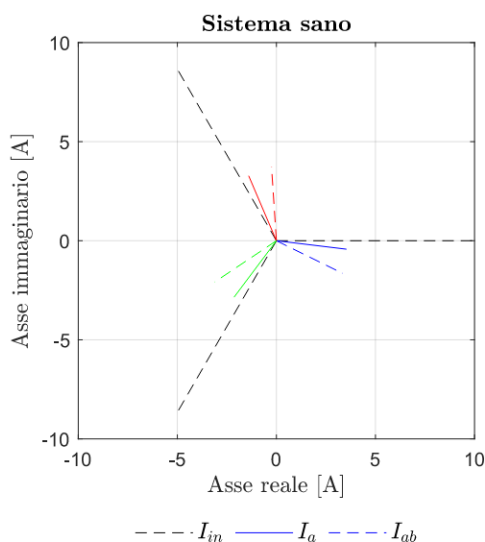


Figura 5.22: Sistema sano

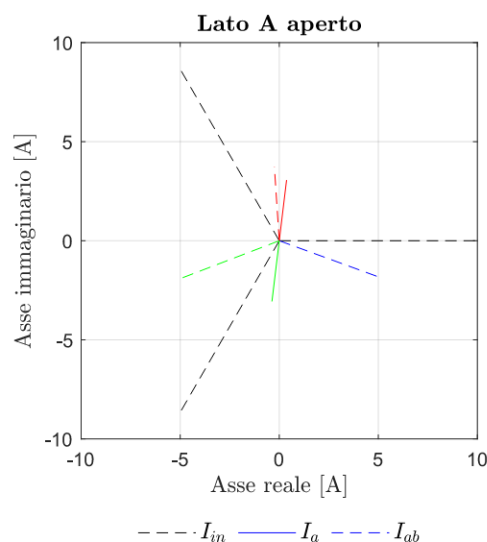


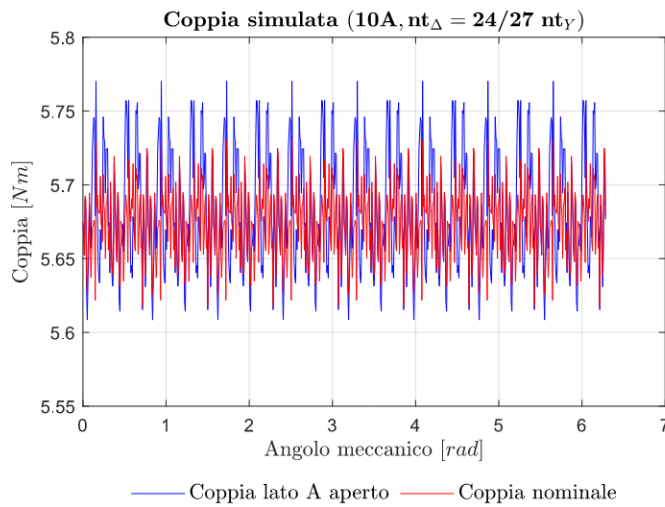
Figura 5.23: Lato A aperto

In Tab. 5.3 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

Alimentando il motore con corrente in ingresso  $I_{in} = 10 A$ , viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  (Fig. 5.24).

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,A}/I_{a,sano}$	/	/
$I_{b,A}/I_{b,sano}$	0.866	-30
$I_{c,A}/I_{c,sano}$	0.866	+30
$I_{ab,A}/I_{ab,sano}$	1.46	+6.21
$I_{bc,A}/I_{bc,sano}$	1	0
$I_{ca,A}/I_{ca,sano}$	1.40	-12.85

Tabella 5.3: Variazione corrente di fase

Figura 5.24: Coppia  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  DD||S

In Tab. [5.4](#) viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lato A aperto</b>	5.68	2.85
<b>Coppia nominale</b>	5.67	1.97

Tabella 5.4: Confronto con coppia nominale DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

Come si può notare il valore medio della coppia non varia e il ripple aumenta leggermente. Negli avvolgimenti del triangolo la corrente incrementa nel caso peggiore di un fattore 1.46.

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. [5.25](#)). Il motore in laboratorio viene fatto girare lentamente, in modo che le correnti di circolazione possono essere trascurate.



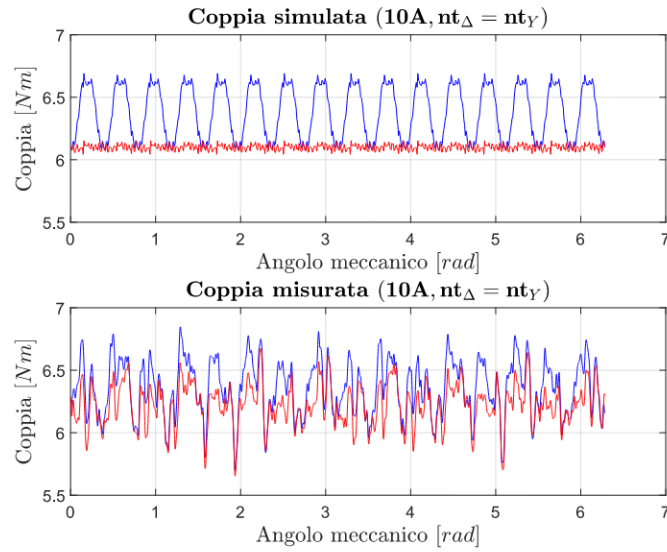
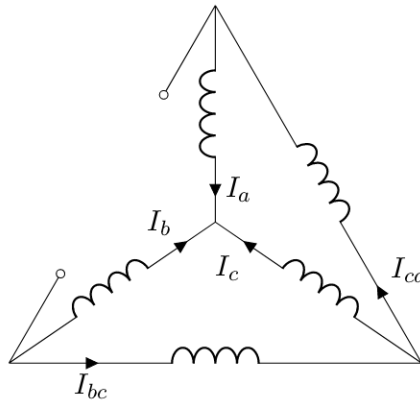


Figura 5.25: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  DD||S

### Apertura lato triangolo

Nel caso in cui uno dei tre lati del triangolo dovesse danneggiarsi, il sistema DD||S diventa come raffigurato di seguito.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze (con  $\dot{Z}_{ab} = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. all'interno dell'equazione (5.4), si ricavano le correnti  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $I_{ab}$ ,  $I_{bc}$  e  $I_{ca}$ .

Ipotizzando il guasto del lato AB, viene graficato in Fig. 5.27 come varia l'andamento delle correnti rispetto al caso di sistema sano (Fig. 5.26).

In Tab. 5.5 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

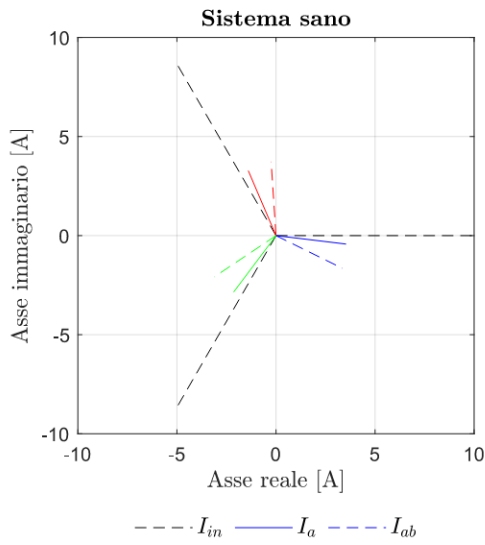


Figura 5.26: Sistema sano

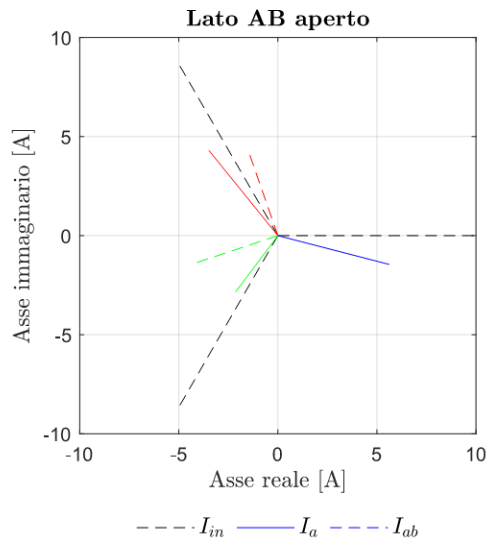


Figura 5.27: Lato AB aperto

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,AB}/I_{a,sano}$	1.63	-7.61
$I_{b,AB}/I_{b,sano}$	1.55	+11.87
$I_{c,AB}/I_{c,sano}$	1	0
$I_{ab,AB}/I_{ab,sano}$	/	/
$I_{bc,AB}/I_{bc,sano}$	1.23	+15.4
$I_{ca,AB}/I_{ca,sano}$	1.23	-15.4

Tabella 5.5: Variazione corrente di fase

Alimentando il motore con corrente in ingresso  $I_{in} = 10 A$ , viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  (Fig. 5.28).

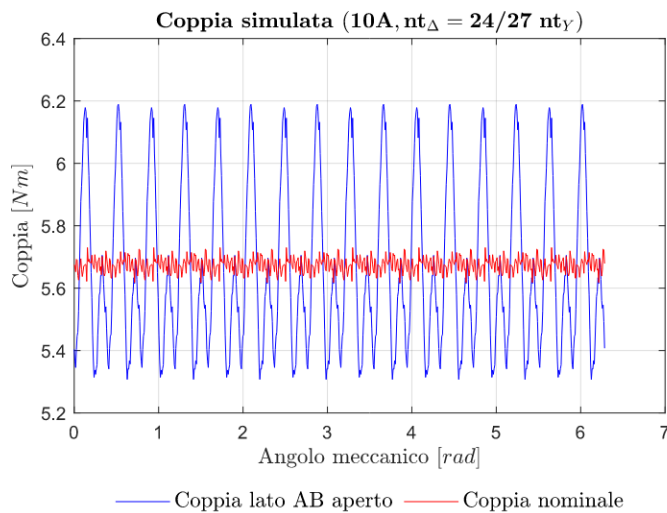


Figura 5.28: Coppia  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  DD||S

In Tab. 5.6 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
Coppia lato AB aperto	5.66	15.58
Coppia nominale	5.67	1.97

Tabella 5.6: Confronto con coppia nominale DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

Come si può notare il valore medio della coppia non varia e il ripple aumenta. Negli avvolgimenti la corrente incrementa al massimo di un fattore 1.63.

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 5.29). Il motore in laboratorio viene fatto girare lentamente, in modo che le correnti di circolazione possono essere trascurate.

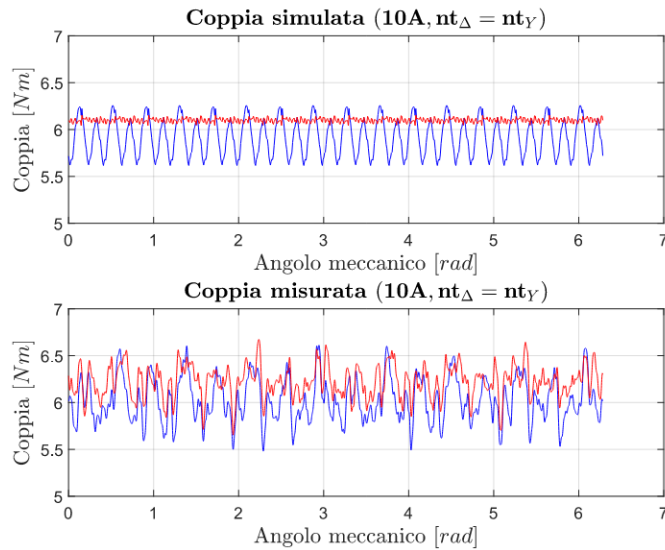
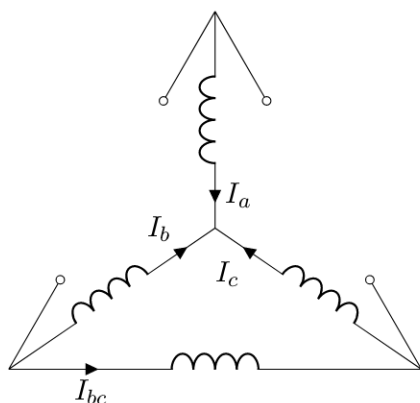


Figura 5.29: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  DD||S

### Apertura 2 lati triangolo

Nel caso in cui due lati del triangolo dovessero danneggiarsi, il sistema DD||S diventa come raffigurato di seguito.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze (con  $\dot{Z}_{ab}, \dot{Z}_{ca} = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. all'interno dell'equazione (5.4), si ricavano le correnti  $I_a, I_b, I_c, I_{ab}, I_{bc}$  e  $I_{ca}$ . Ipotizzando il guasto del lato AB e CA, viene graficato in Fig. 5.31 come varia l'andamento delle correnti rispetto al caso di sistema sano (Fig. 5.30).

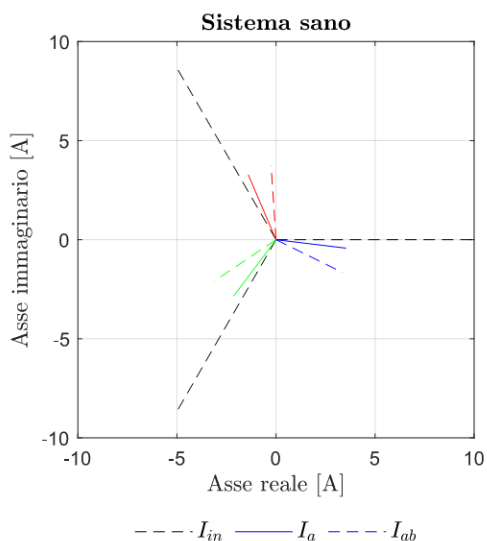


Figura 5.30: Sistema sano

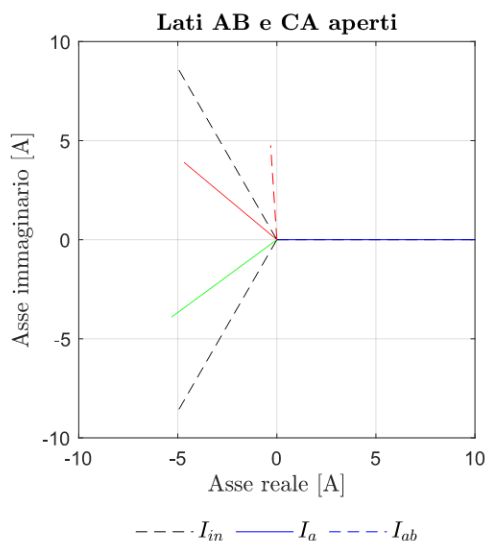


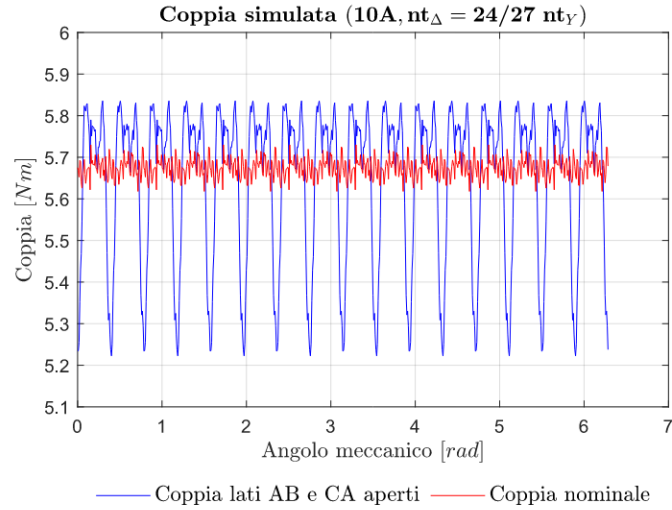
Figura 5.31: Lati AB e CA aperti

In Tab. 5.7 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,AB-CA}/I_{a,sano}$	2.80	+6.88
$I_{b,AB-CA}/I_{b,sano}$	1.71	+27.07
$I_{c,AB-CA}/I_{c,sano}$	1.85	-16.81
$I_{ab,AB-CA}/I_{ab,sano}$	/	/
$I_{bc,AB-CA}/I_{bc,sano}$	1.27	0
$I_{ca,AB-CA}/I_{ca,sano}$	/	/

Tabella 5.7: Variazione corrente di fase

Alimentando il motore con corrente in ingresso  $I_{in} = 10 A$ , viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  (Fig. 5.32).

Figura 5.32: Coppia  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  DD||S

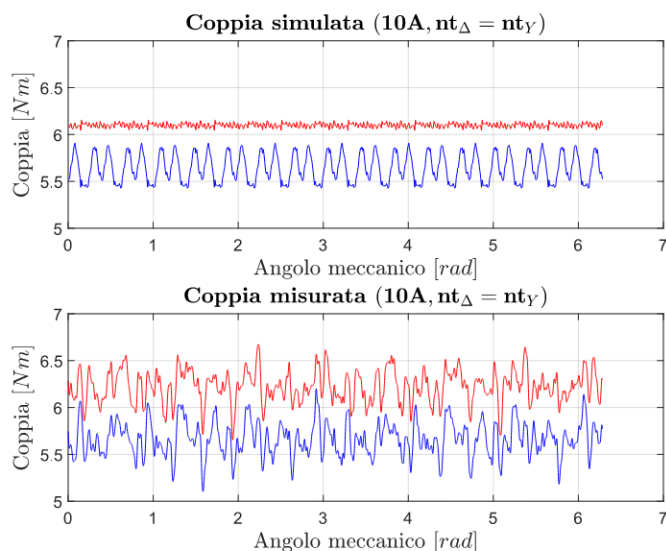
In Tab. 5.8 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lati AB e CA aperti</b>	5.64	10.86
<b>Coppia nominale</b>	5.67	1.97

Tabella 5.8: Confronto con coppia nominale DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

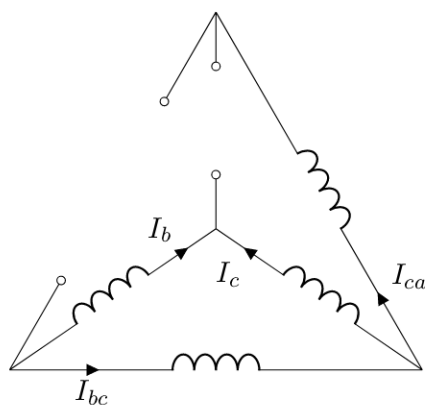
Come si può notare il valore medio della coppia non varia e il ripple aumenta. L'avvolgimento della fase A viene sovraccaricato in corrente, la quale incrementa di un fattore 2.80 (ovvero è attraversato dalla corrente  $I_{in}$ ).

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 5.33). Il motore in laboratorio viene fatto girare lentamente, in modo che le correnti di circolazione possono essere trascurate.

Figura 5.33: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  DD||S

### Apertura un lato stella e un lato triangolo

Nel caso in cui uno tre lati del stella e uno dei tre lati del triangolo dovessero danneggiarsi, il sistema DD||S diventa come raffigurato di seguito.



Inserendo i fasori delle forze elettromotrici, le impedenze (con  $\dot{Z}_a, \dot{Z}_{ab} = \infty$ ) e imponendo tre correnti in fase con le f.e.m. all'interno dell'equazione (5.4), si ricavano le correnti  $I_a, I_b, I_c, I_{ab}, I_{bc}$  e  $I_{ca}$ . Ipotizzando il guasto del lato A e AB, viene graficato in Fig. 5.35 come varia l'andamento delle correnti rispetto al caso di sistema sano (Fig. 5.34).

In Tab. 5.9 viene indicato, per ogni corrente di fase, di quanto varia sia l'ampiezza sia lo sfasamento rispetto alle correnti di fase a sistema sano.

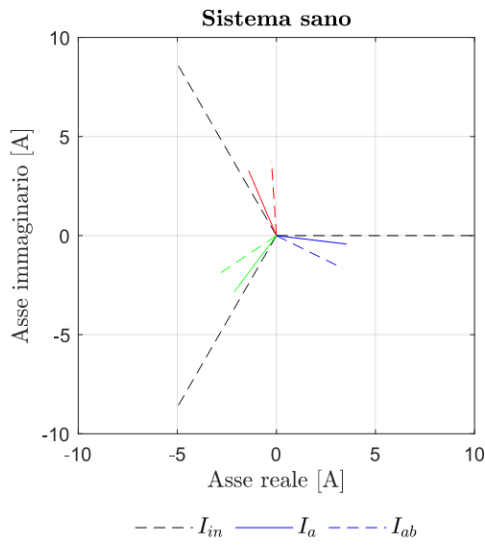


Figura 5.34: Sistema sano

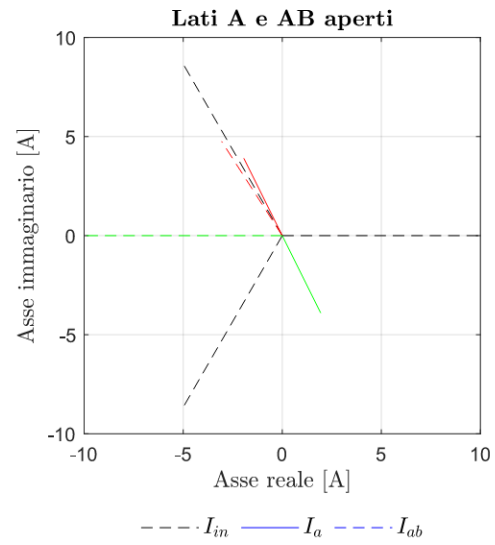


Figura 5.35: Lati A e AB aperti

Corrente	Ampiezza	Sfasamento [°]
$I_{a,A-AB}/I_{a,sano}$	/	/
$I_{b,A-AB}/I_{b,sano}$	1.22	+3.30
$I_{c,A-AB}/I_{c,sano}$	1.22	+63.30
$I_{ab,A-AB}/I_{ab,sano}$	/	/
$I_{bc,A-AB}/I_{bc,sano}$	1.51	+28.97
$I_{ca,A-AB}/I_{ca,sano}$	2.67	-33.78

Tabella 5.9: Variazione corrente di fase

Alimentando il motore con corrente in ingresso  $I_{in} = 10 A$ , viene calcolata la coppia nel caso in cui  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  (Fig. 5.36).

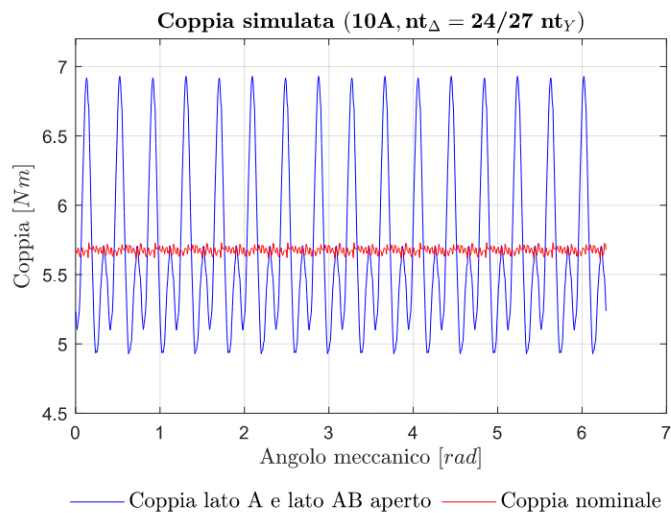


Figura 5.36: Coppia  $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$  DD||S

In Tab. 5.10 viene confrontata la coppia ottenuta con la coppia nominale.

	Valore medio [Nm]	Ripple [%]
<b>Coppia lati A e AB aperti</b>	5.67	35.26
<b>Coppia nominale</b>	5.67	1.97

Tabella 5.10: Confronto con coppia nominale DD||S ( $n_{t\Delta} = \frac{24}{27} n_{tY}$ )

Come si può notare il valore medio della coppia non varia e il ripple aumenta. L'avvolgimento della fase CA viene sovraccaricato in corrente, la quale incrementa di un fattore 2.67 (ovvero è attraversato dalla corrente  $I_{in}$ ).

Inoltre viene calcolata anche la coppia con  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  e confrontata con le misure ottenute in laboratorio (Fig. 5.37). Il motore in laboratorio viene fatto girare lentamente, in modo che le correnti di circolazione possono essere trascurate.

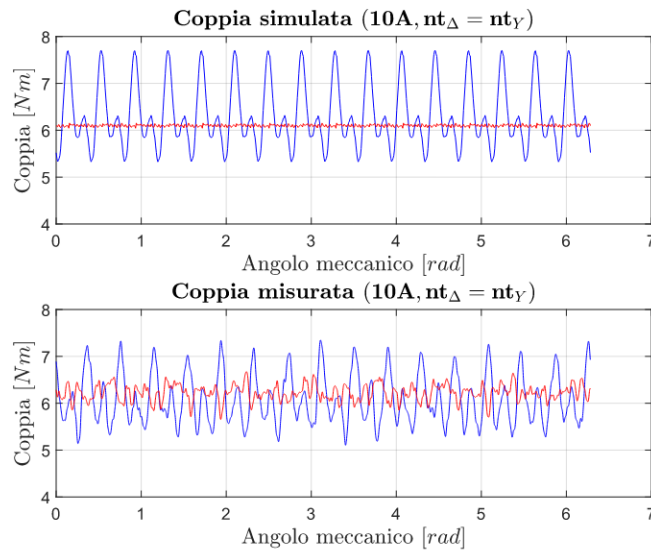


Figura 5.37: Coppia  $n_{t\Delta} = n_{tY}$  DD||S



# Conclusioni

Nei primi due capitoli sono stati analizzati i sistemi multi-trifase.

L'utilizzo di sistemi multi-trifase permette di avere un'alta tolleranza ai guasti e garantisce un'elevata ridondanza del sistema. Nel caso di guasto di una o più terne il motore può continuare a lavorare con prestazioni inferiori.

Il principale svantaggio è la necessità di alimentare il motore con più inverter indipendenti; inoltre la corrente di cortocircuito nel caso del distacco di una o due terne incrementa a causa della mancata mutua iterazione tra i sistemi.

Negli ultimi tre capitoli invece sono stati analizzati i sistemi stella-triangolo, in particolare la configurazione stella-triangolo con collegamento serie (**SSD**, **SDD**) e la configurazione stella-triangolo con collegamento parallelo (**DD||S**).

Il sistema **SSD** e **SDD** permette di ottenere un aumento di coppia del 3.2%, grazie ad un incremento del coefficiente di avvolgimento. Inoltre, nel caso di apertura di un lato del triangolo, il valor medio di coppia non varia, mentre ne incrementa il ripple. La corrente di cortocircuito non cambia rispetto all'avvolgimento a stella.

Il sistema **DD||S**, invece, permette di lavorare nel caso di diverse tipologie di aperti, mantenendo il valor medio di coppia invariato, però con un incremento del ripple.

La corrente di cortocircuito ai morsetti con questa configurazione è circa tre volte più grande rispetto alla corrente di cortocircuito nell'avvolgimento a stella, mentre negli avvolgimenti rimane in prima approssimazione invariata.

Il principale svantaggio della configurazione stella-triangolo è la complessità di fabbricazione, dovuta alla necessità di modificare sia il numero sia la sezione dei conduttori nella parte di avvolgimento connesso a triangolo.

Le simulazioni svolte sul software FEMM sono in accordo con le misure eseguite in laboratorio.



# Appendice A

## Schemi collegamenti

Nel motore in laboratorio per ogni bobina sono disponibili i terminali. Viene riportato di seguito lo schema dei collegamenti nelle varie configurazioni.

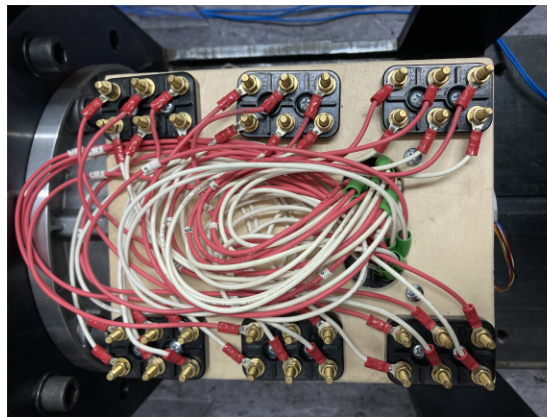


Figura A.1: Morsettiera

- Trifase

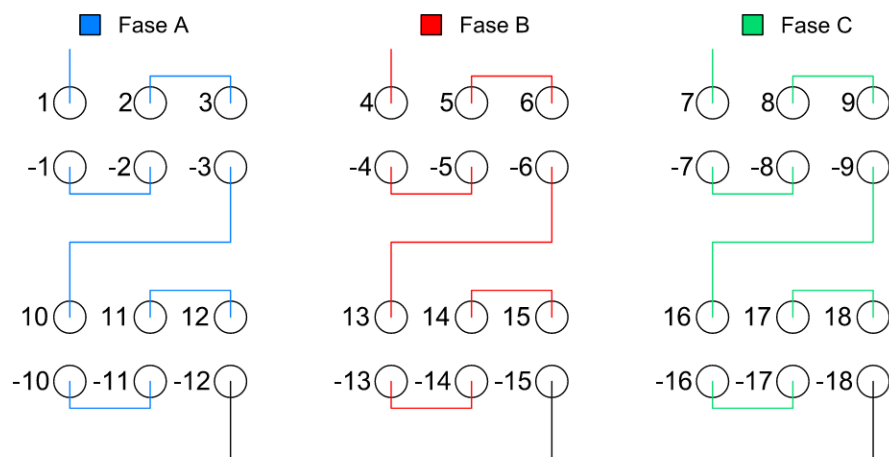


Figura A.2

• Doppio trifase

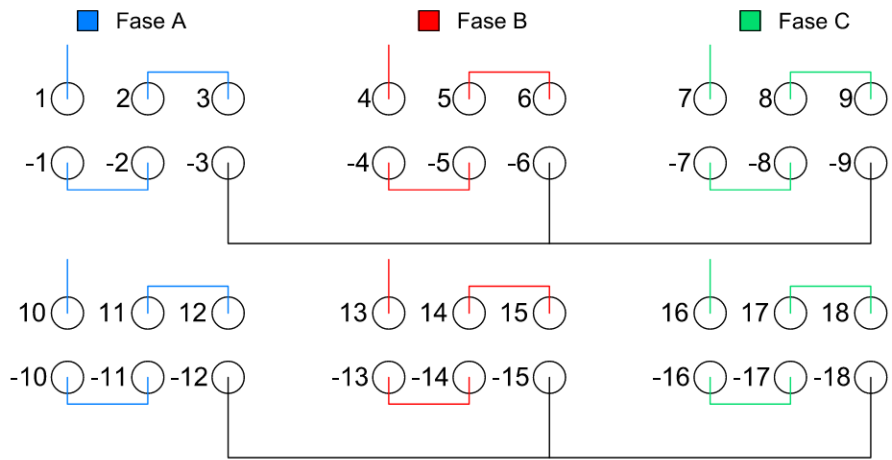


Figura A.3

• Triplo trifase

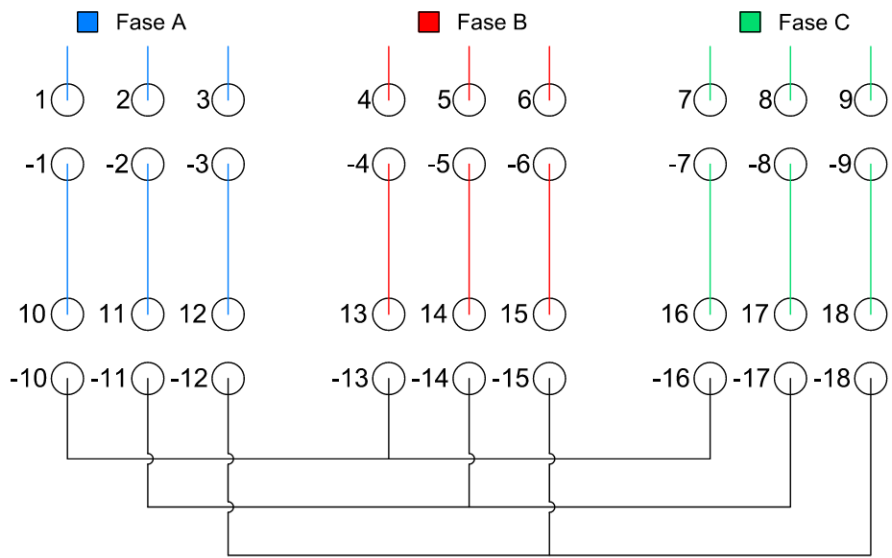


Figura A.4



• DD||S

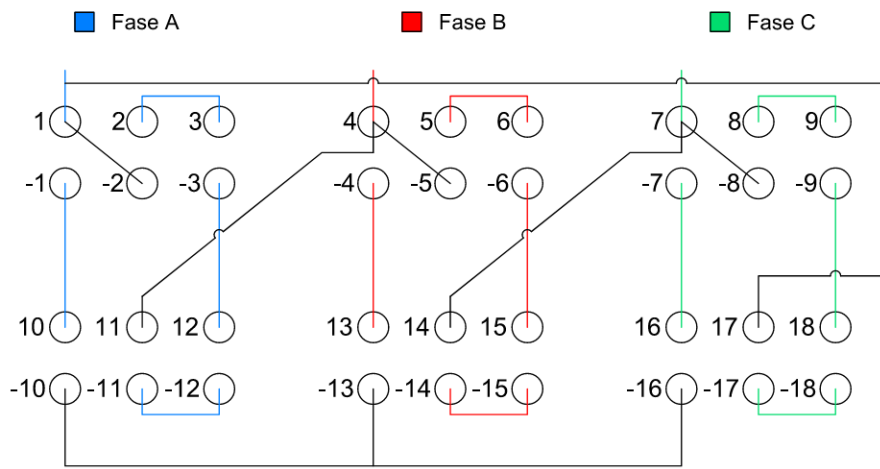


Figura A.7

## Appendice B

# Analisi termica

Viene eseguita in laboratorio un'analisi termica.

Tutte le bobine vengono connesse in serie e il motore viene alimentato con un alimentatore DC, il quale impone una corrente costante. All'aumentare della temperatura, la resistenza incrementa secondo la seguente formula:

$$R(T) = R(0)[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (\text{B.1})$$

Si può calcolare la sovratemperatura dell'avvolgimento elaborando l'equazione (B.1):

$$T = T_0 + \frac{1}{\alpha} \left[ \frac{R(T)}{R(0)} - 1 \right] \quad (\text{B.2})$$

La resistenza  $R(0)$  viene misurata alla temperatura  $T_0 = 18^\circ$  ed è pari a  $R(0) = 1.41 \Omega$ . Durante il transitorio termico, si misura la tensione e la corrente, imposta dall'alimentatore DC, in differenti istanti temporali per calcolare la resistenza  $R(T)$ .

Utilizzando un coefficiente termico  $\alpha = 0.004 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , si ottiene la variazione di temperatura degli avvolgimenti (Fig. B.1).

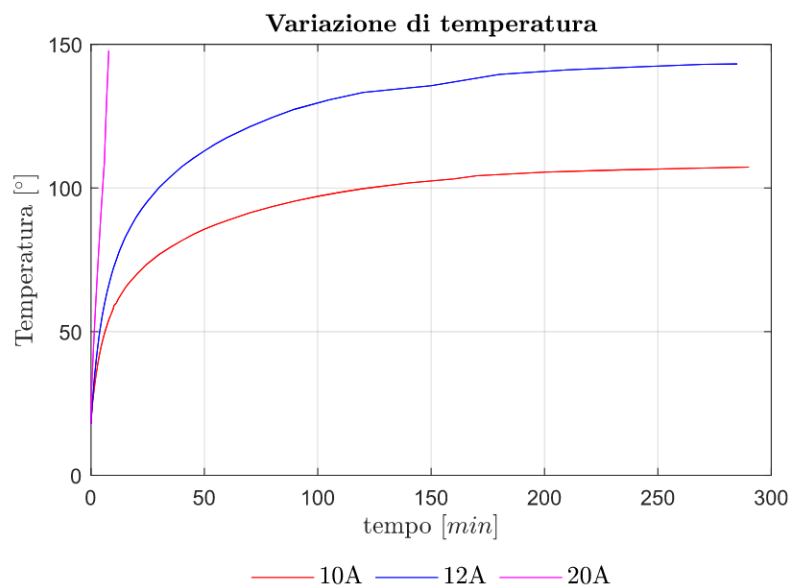


Figura B.1

L'andamento delle curve può essere approssimato con la seguente formula:

$$T(t) = T_0 + (T_{fin} - T_0) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (\text{B.3})$$

dove la costante termica è pari a  $\tau \approx 2500 - 2600$  s.



# Bibliografia

- [1] Nicola Bianchi, Daniele Michieletto, Luca Cinti, Chiara Contò, Paolo Gherardo Carlet, Massimo Brunetti, and Andrea Nesci. Permanent magnet synchronous motor drives for more-electric aircraft. In *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 871–876, 2022.
- [2] Massimo Barcaro, Nicola Bianchi, and Freddy Magnussen. Six-phase supply feasibility using a pm fractional-slot dual winding machine. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 1058–1065, 2010.
- [3] Massimo Barcaro, Nicola Bianchi, Emanuele Fornasiero, and Freddy Magnussen. Experimental comparison between two fault-tolerant fractional-slot multiphase pm motor drives. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 2160–2165, 2010.
- [4] Massimo Barcaro, Nicola Bianchi, and Freddy Magnussen. Faulty operations of a pm fractional-slot machine with a dual three-phase winding. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9):3825–3832, 2011.
- [5] N. Bianchi, M.D. Pre, and S. Bolognani. Design of a fault-tolerant ipm motor for electric power steering. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(4):1102–1111, 2006.
- [6] Mohamed Nabil Fathy Ibrahim, Ayman S. Abdel-Khalik, Essam M. Rashad, and Peter Sergeant. An improved torque density synchronous reluctance machine with a combined star–delta winding layout. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(3):1015–1024, 2018.
- [7] Mohamed N. Ibrahim, Ayman S. Abdel-Khalik, Essam M. Rashad, and Peter Sergeant. Comparison between two combined star-delta configurations on synchronous reluctance motors performance. In *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–5, 2017.
- [8] Mohamed Nabil Ibrahim, Peter Sergeant, and Essam Eddin M. Rashad. Combined star-delta windings to improve synchronous reluctance motor performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31(4):1479–1487, 2016.



# Ringraziamenti

Desidero esprimere la mia sincera gratitudine alle persone che mi hanno supportato e aiutato durante la realizzazione di questo percorso.

Innanzitutto, vorrei ringraziare il Professore Nicola Bianchi, per la sua guida, il suo supporto e i suoi preziosi consigli durante tutto il percorso di stesura della tesi.

Ringrazio i ragazzi di EDLab per i momenti di confronto e di crescita reciproca.

Ringrazio inoltre i miei compagni di studio, in particolare ringrazio Lara per essere stata la mia compagna di viaggio in questo percorso, per la sua amicizia e il suo sostegno durante i momenti di difficoltà e di successo.

Ringrazio i miei genitori e i miei cari per il loro costante incoraggiamento.

Ringrazio Eleonora per essere stata al mio fianco in questo ultimo periodo, per il suo contributo alla realizzazione di questo percorso, per la sua comprensione ed empatia.