



UNIVERSITÀ
POLITECNICA
DELLE MARCHE

DII – DIPARTIMENTO INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di laurea triennale in
INGEGNERIA INFORMATICA E DELL'AUTOMAZIONE

**STUDIO E RIPRODUZIONE DI DIVERSE TIPOLOGIE DI FAULT NEI
VEICOLI ELETTRICI CON MOTORI SINCRONI A MAGNETI
PERMANENTI.**

**STUDY AND REPRODUCTION OF DIFFERENT TYPES OF FAULT IN
ELECTRIC VEHICLES WITH PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS
MOTORS.**

RELATORE:

Chiar. mo Prof. Andrea Bonci

LAUREANDO:

Davide Di Antonio

ANNO ACCADEMICO 2019/2020

Indice Generale

CAPITOLO 1	4
<i>IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI (P.M.S.M.)</i>	4
1.1 Introduzione e descrizione del motore	4
1.2 Modello matematico del motore	5
1.3 Sistema di alimentazione del motore	10
CAPITOLO 2	13
<i>GUASTI NEI MOTORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI</i>	13
2.1 Introduzione alle tipologie di guasti e loro cause nei P.M.S.M.	13
2.1.1 Guasti elettrici	14
2.1.2 Guasti meccanici	15
2.2 Analisi dei guasti	17
2.2.1 Analisi dei guasti elettrici	24
2.2.2 Analisi dei guasti meccanici	33
CAPITOLO 3	39
<i>CONSIDERAZIONI FINALI SUI RISULTATI OTTENUTI</i>	39
BIBLIOGRAFIA	40

CAPITOLO 1

IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI (P.M.S.M.)

1.1 Introduzione e descrizione del motore

L'azionamento delle macchine sincrone a magneti permanenti (P.M.S.M.) viene effettuato per un'ampia gamma di applicazioni, come il controllo di robots, macchine utensili e attuatori, azionamenti industriali e propulsioni veicolari. Si tratta di macchine elettromeccaniche ad alta efficienza energetica, grazie alla disponibilità di magneti permanenti ad alta densità di flusso magnetico, e sono utilizzate per la conversione di energia elettrica in meccanica.

Nello specifico, sono costituite da:

- Un **corpo statorico**, composto da una serie di lamierini di materiale ferromagnetico, sovrapposti ed isolati tra loro per ridurre le perdite per correnti parassite, e disposti a formare un pacco di spessore variabile. Ciascun lamierino ha la forma di una corona circolare e presenta dei fori sagomati: lo statore ha quindi l'aspetto di un cilindro cavo con una serie di cave e denti sulla superficie. Nelle cave hanno sede gli avvolgimenti statorici, alimentati in corrente alternata. Statore e rotore sono altresì separati da un piccolo intervallo d'aria, detto traferro, in cui giacciono le cave dello statore.
- Un **corpo rotorico** che, a differenza degli altri motori sincroni convenzionali, non è alimentato in corrente continua, ma è un sistema di magneti permanenti, investito dal campo magnetico rotante generato dagli avvolgimenti statorici.

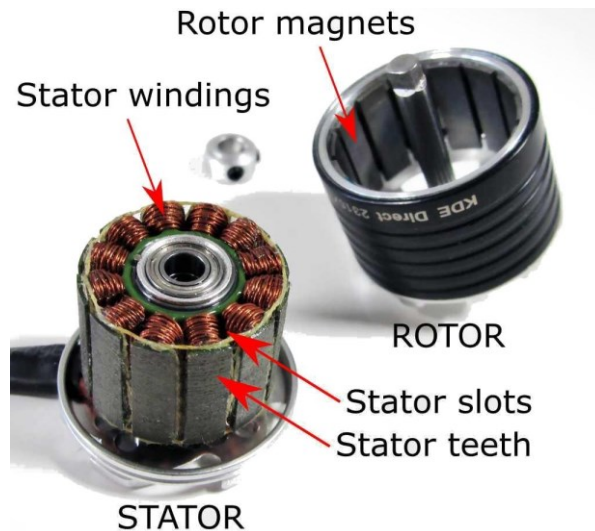


Figura 1: Struttura di rotore e statore.

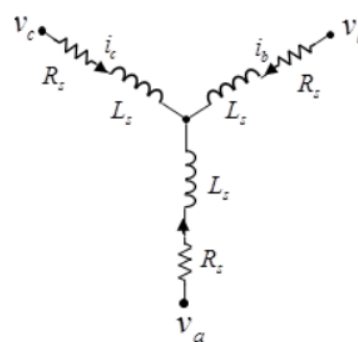
A differenza delle macchine asincrone, la velocità di rotazione del motore è sincrona a quella di rotazione del campo magnetico statorico, ed è determinata sia dalla frequenza di alimentazione in corrente alternata (f), sia dal numero di coppie polari del motore (p).

Per cui, si avrà: $\omega r = 60f/p$ [giri/min].

1.2 Modello matematico del motore

Lo statore del P.M.S.M. viene generalmente collegato “a stella” ad un inverter trifase che lo alimenta in corrente alternata. Di seguito è riportato il circuito elettrico equivalente degli avvolgimenti statorici:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix},$$



Dove:

- a) v_a , v_b e v_c sono le *tensioni* agli avvolgimenti delle tre fasi;
- b) R_s è la *resistenza equivalente* di ogni avvolgimento statorico;
- c) i_a , i_b e i_c sono le *correnti* che circolano attraverso i relativi avvolgimenti;
- d) Le *derivate* indicano le *variazioni di flusso magnetico* in ciascun avvolgimento statorico.

Il flusso magnetico in ogni avvolgimento è la somma dei contributi del flusso generato dagli avvolgimenti e di quello generato dai magneti permanenti rotorici.

In particolare:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix}$$

Di cui:

- a) ψ_a , ψ_b e ψ_c sono i *flussi complessivi* nei relativi avvolgimenti;
- b) L_{aa} , L_{bb} e L_{cc} sono le *autoinduttanze* degli avvolgimenti *dello statore*;
- c) L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , [...] sono le *mutue induttanze* degli avvolgimenti;
- d) ψ_{am} , ψ_{bm} e ψ_{cm} sono i *flussi generati dai magneti permanenti* che investono i relativi avvolgimenti.

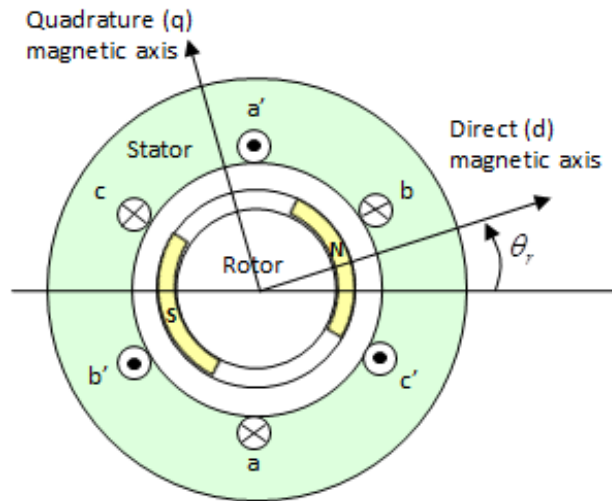


Figura 2: La figura riporta la sezione frontale di un P.M.S.M. ad una singola coppia polare, in cui vengono definiti due nuovi assi: uno diretto (d), individuato dall'angolo di rotazione del motore, e uno di quadratura (q), perpendicolare al primo.

Il campo magnetico generato dai magneti permanenti è un'onda cosinusoidale che varia a seconda dell'angolo elettrico $\theta_e = N\theta_r$, dove N è il numero di coppie polari e θ_r è l'angolo di rotazione del motore:

$$\begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos \theta_e \\ \psi_m \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \psi_m \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Lo studio del modello d-q permette di individuare un sistema di equazioni elettriche indipendenti dall'angolo di rotazione e necessario per effettuare in retroazione il controllo sugli interruttori di alimentazione del motore. Il modello è reso possibile grazie alla *trasformata di Clark-Park*, che ad una terna di grandezze ne associa un'altra, utilizzando un diverso sistema di riferimento. Esso è applicabile sia in regime stazionario sia in regime transitorio:

$$K_{CP} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

e la sua inversa:

$$K_{CP}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Utilizzando tale trasformata, dunque, è possibile convertire le terne di tensione e di corrente statoriche in due nuove terne nel sistema di riferimento dq0, indipendente dall'angolo di rotazione:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}.$$

dove P è la notazione semplice della trasformata.

Applicando quest'ultima al primo sistema di equazioni (tensioni) si ottiene:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d(i_d)}{dt} + N \omega i_q L_q,$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d(i_q)}{dt} + N \omega (i_d L_d + \psi_m),$$

$$v_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{d(i_0)}{dt}$$

in cui:

- a) $L_d = L_s + M_s + 3/2 L_m$ è l'induttanza all'asse d dello statore (L_s è l'autoinduttanza media in ogni avvolgimento dello statore, L_m è la fluttuazione dell'autoinduttanza dello statore e M_s è la mutua induttanza media in ogni avvolgimento statorico);
- b) $L_q = L_s + M_s - 3/2 L_m$ è l'induttanza all'asse q dello statore;
- c) $L_0 = L_s - 2M_s$ è l'induttanza allo 0 dello statore;
- d) ω è la velocità rotorica.

La coppia elettromagnetica sviluppata al rotore vale:

$$T = 3/2 * N * (i_q(i_d * L_d + \psi_m) - i_d * i_q * L_q)$$

e, inoltre, l'equivalente coppia meccanica può essere sempre espressa come somma di:

- Una coppia resistente C_r ;
- Una coppia proporzionale alla velocità di rotazione rotorica $F * \Omega$ (F coefficiente di attrito, $\omega = w/N$, dove w è la *pulsazione elettrica*, ed N il numero di *coppie polari*);
- Una coppia proporzionale alla derivata della velocità di rotazione rotorica: $J * d \Omega / dt$ (dove J è il momento d'inerzia complessivo, rotore + carico).

per cui si avrà: $T = C_r + F * \omega + J * d(\omega) / dt$.

1.3 Sistema di alimentazione del motore

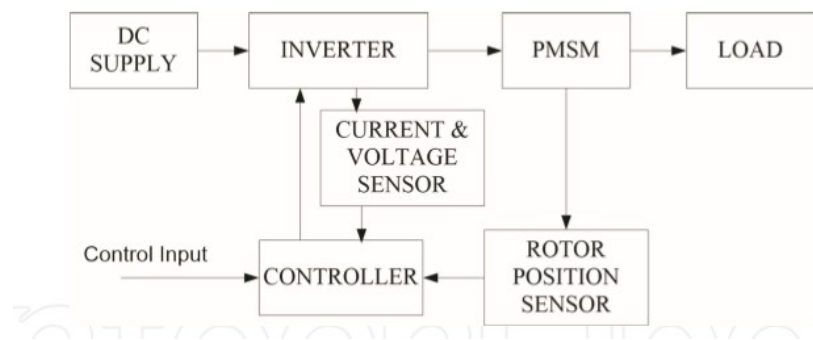


Figura 3: Schema di azionamento del motore.

L'azionamento del motore viene eseguito grazie all'interazione di due componenti fondamentali:

1. Inverter

L'inverter trifase è responsabile dell'invio di corrente alternata ai collegamenti statorici. Nel dettaglio:

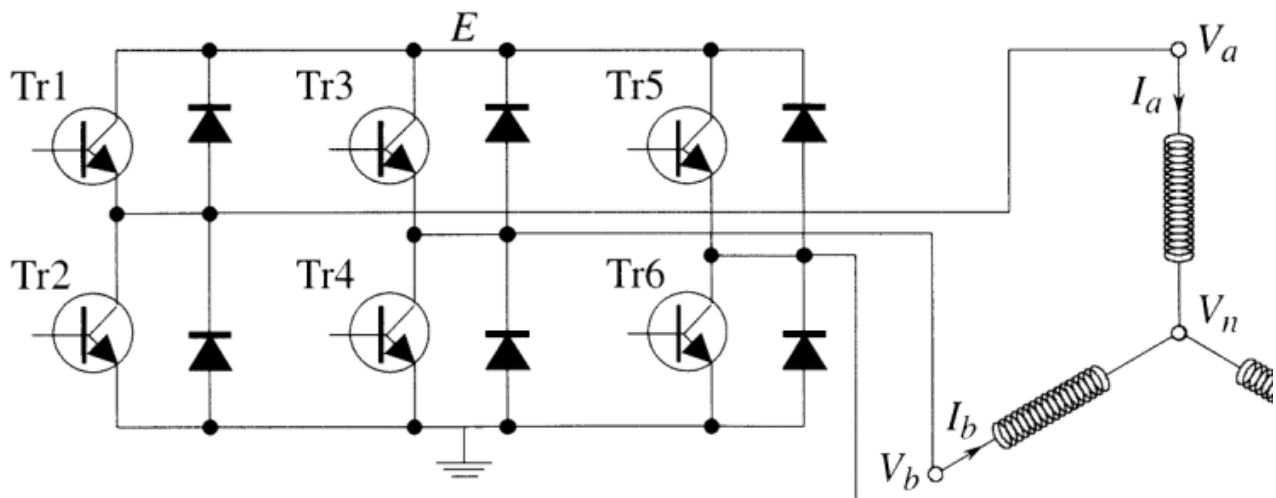
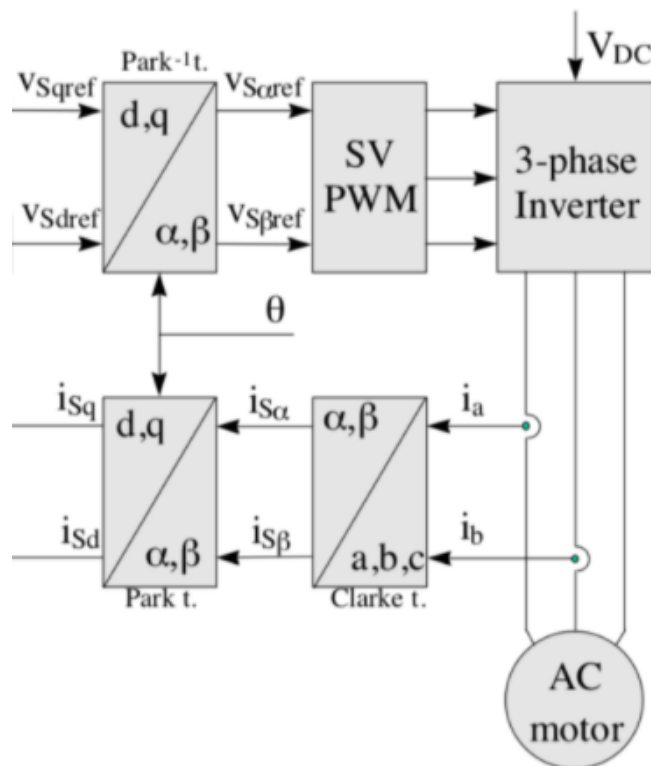


Figura 4: Schema circuitale dell'inverter

L'inverter è costituito da una sorgente di tensione continua e sei interruttori (di tipo ON/OFF) di alimentazione, due su ciascuna gamba collegata al P.M.S.M.. Ciascuna delle tre uscite

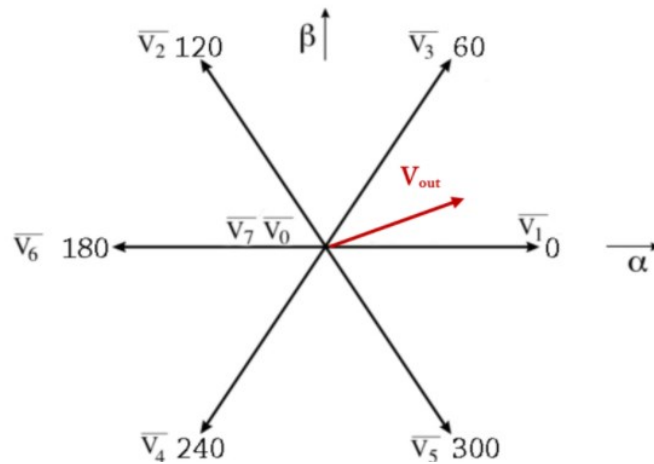
può trovarsi normalmente in due stati (switch superiore chiuso e switch inferiore aperto, o viceversa), fornendo otto stati totali (2^3) possibili in uscita. La selezione degli interruttori viene effettuata in base alle necessità di funzionamento e applicazioni: per i loro vantaggi in termini di guadagno di potenza e di controllo, i dispositivi ON/OFF comunemente utilizzati sono i *transistors a effetto di campo* (MOSFET) per applicazioni di piccola potenza ed i *transistors bipolari a gate isolato* (IGBT) per gli azionamenti di media e alta potenza. In antiparallelo ai transistors, sono disposti dei diodi di libera circolazione che hanno la funzione di fornire una via di richiusura alla corrente di carico quando gli interruttori sono aperti: in questo caso, la corrente non può variare bruscamente, ed essendo associata ad una certa quantità di energia magnetica accumulata nell'induttore, fluisce attraverso i diodi che costituiscono vie di libera circolazione per la corrente stessa, la quale, di conseguenza, diminuisce.

2. Controller



Gli interruttori dell'inverter, al fine di generare le tensioni trifase nel motore, vengono controllati mediante un opportuno *controller* con una tecnica basata sull'orientamento di campo, ovvero la *modulazione a larghezza di impulso del vettore spaziale (SVPWM)*. Tale controllo viene effettuato prima convertendo i segnali trifase in ingresso in un sistema

ortogonale bidimensionale (α, β) e, successivamente, gestendo la logica dei gates dell'inverter:



Gli otto vettori di base vengono tracciati su un diagramma a stella esagonale, in modo che ci sia una differenza di fase di 60° tra due vettori adiacenti. I vettori V_0 e V_7 , che indicano rispettivamente uscita tutta negativa e uscita tutta positiva, vengono tracciati all'origine della stella come vettori nulli. L'obiettivo dello SVPWM è quello di creare un vettore medio, durante il periodo del PWM, che sia uguale al vettore di tensione desiderato. Nella figura sopra riportata, il vettore V_{out} viene generato dai vettori V_1 , V_3 (che vincolano il primo settore) e uno dei vettori nulli all'origine. In particolare, il vettore in uscita desiderato viene sintetizzato applicando V_1 per un tempo T_1 , V_3 per un tempo T_3 e un vettore nullo per T_0 , che valgono:

$$T_1 = |V_{out}/V_1| * T_{pwm},$$

$$T_3 = |V_{out}/V_3| * T_{pwm},$$

$$T_0 = T_{pwm} - (T_1 + T_3),$$

Mentre il vettore in output generato vale:

$$V_{out} = V_1 * T_1 + V_3 * T_3 + V_0 * T_0$$

CAPITOLO 2

GUASTI NEI MOTORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI

2.1 Introduzione alle tipologie di guasti e loro cause nei P.M.S.M.

Questa tipologia di motori è ormai la più utilizzata: circa il 65% delle macchine elettriche ne usufruisce oggi, e negli ultimi anni ha sostituito motori in corrente continua per diverse ragioni:

- Elevata efficienza nella conversione di energia elettrica in meccanica;
- Problema della manutenzione nullo;
- Bassi costi;
- Robustezza;
- Alte prestazioni.

Tuttavia, gli algoritmi di controllo possono diventare pericolosi quando si verificano dei guasti, in particolare quelli più frequenti, come il cortocircuito negli avvolgimenti statorici a livello elettrico, e i guasti ai cuscinetti a livello meccanico: i primi sono causati da un funzionamento non corretto degli interruttori o dalla rottura del collegamento con l'inverter, dovuta all'aumento di temperatura negli avvolgimenti di fronte ad un sovraccarico o all'accumulo di tensione, e provocano grandi oscillazioni nella coppia e nella velocità di rotazione che possono compromettere l'intero sistema, per cui la sua prevenzione è molto importante; i secondi sono principalmente causati dalla normale usura, scarsa lubrificazione o cattiva installazione del cuscinetto. Esso provoca rumore e vibrazioni a livello meccanico, per cui non risulta difficile da identificare.

2.1.1 Guasti elettrici

Quelli di natura elettrica riguardano il collegamento con l'inverter. I più frequenti:

- a) Il cortocircuito in uno degli avvolgimenti trifase statorici (*single-phase short circuit*). Tale tipo di guasto è dovuto ad un errore nello spegnimento di un transistor nell'inverter o ad un collegamento a massa di una fase del motore.

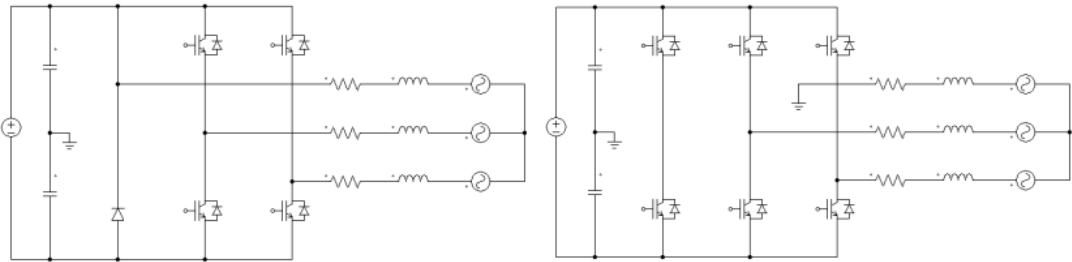


Figura 5: Errore nello spegnimento dell'interruttore (sinistra) o collegamento a massa (fase A) (destra).

Esso produce grande intensità di corrente nel percorso corto e, di conseguenza, porta ad un eccessivo surriscaldamento, che può provocare smagnetizzazione, fluttuazioni della coppia elettromagnetica e dunque vibrazioni meccaniche del motore. Un simile guasto, se non individuato e risolto tempestivamente, può portare alla rottura dell'intero sistema.

- b) Il circuito aperto monofase (*single-phase open circuit*) può essere causato dall'apertura di due transistor appartenenti alla stessa gamba o dalla rottura del collegamento tra un avvolgimento statorico e l'alimentazione periferica.

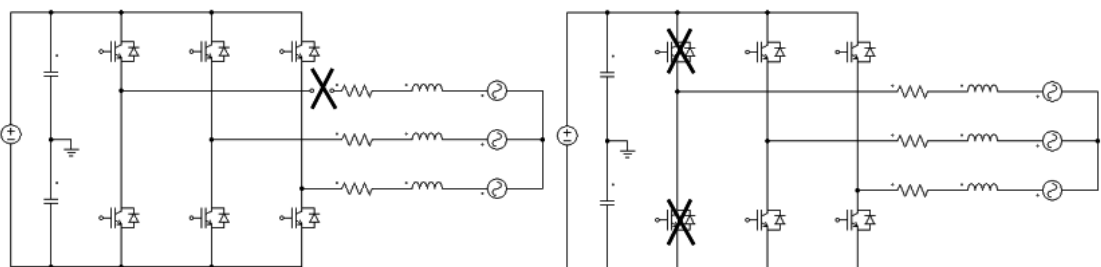


Figura 6: Errore nello spegnimento dell'interruttore (sinistra) o collegamento a massa (fase A) (destra)..

In questo caso in ingresso al motore lavorano solo due fasi (B e C in figura), mentre una non viene alimentata: in caso di circuito aperto, la condizione di

regime permanente di coppia e velocità rotorica viene meno, in quanto ambedue le grandezze oscillano attorno al loro valore nominale.

- c) Il cortocircuito in tutti gli avvolgimenti trifase statorici (*3-phase short circuit*). Si verifica se tre gambe dell'inverter vengono commutate sullo stesso lato contemporaneamente, se la sorgente di tensione continua è in corto oppure quando i terminali del collegamento trifase vanno a terra.

Il sistema, di conseguenza, non vede arrivare più alimentazione, per cui sia coppia sia velocità di rotazione tendono al valore nullo e il motore si ferma.

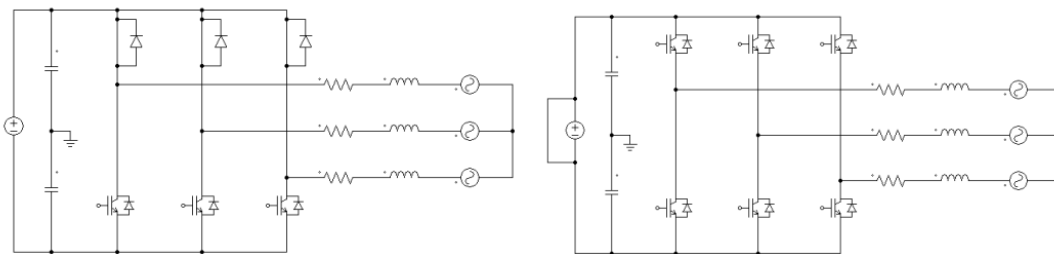


Figura 7: Gli interruttori delle tre gambe dell'inverter commutano allo stesso modo e allo stesso tempo (sinistra) o il generatore di tensione in ingresso va in corto (destra)

2.1.2 Guasti meccanici

I guasti meccanici riguardano principalmente la rottura dei cuscinetti (*bearing fault*), utili a ridurre l'attrito durante la rotazione rotorica. Sono costituiti da due anelli di diverso diametro, entro i quali si trovano gli elementi (a sfera, a ingranaggi, a rulli...) che svolgono la funzione di supporto al movimento rotatorio, di riduzione dell'attrito e di preservazione del corretto funzionamento del motore.



Figura 8: Struttura di un cuscinetto a sfere

Anche se in condizioni operative normali, con carico adatto e buon allineamento rotorico, posso verificarsi cedimenti per fatica, provando scheggiatura e rottura di piccoli pezzi del cuscinetto, le cause più frequenti sono una scarsa lubrificazione e allineamento non corretto del rotore: quest'ultimo, in particolare, si traduce in eccentricità del traferro durante la rotazione, ovvero la distanza tra superficie esterna rotorica e superficie interna statorica non è più uniforme. Si parla di eccentricità *statica* quando l'albero del motore ruota sempre attorno al suo asse, ma è traslato rispetto al centro statorico, così la distanza tra rotore e statore diminuisce al traferro, mentre si parla di eccentricità *dinamica* quando non solo l'albero non è allineato con il centro statorico, ma la distanza minima col traferro ruota assieme al rotore.

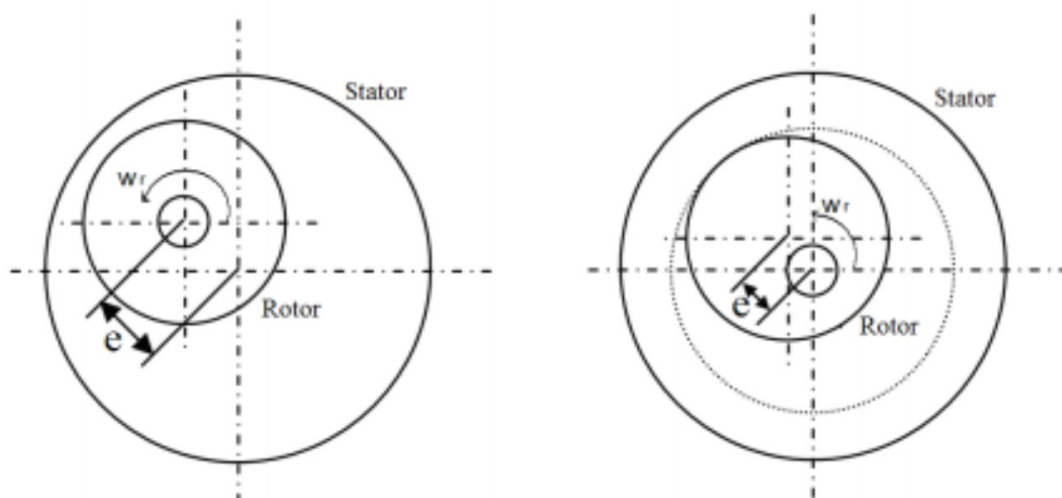


Figura 9: Eccentricità statica (sinistra) e dinamica (destra)

Il guasto provoca aumento dell'attrito in sua corrispondenza, che comporta riduzione della coppia sviluppata al rotore, vibrazioni e rumori medio-forti durante la rotazione, facilmente riconoscibili in uscita da chi gestisce il motore. Quando gli elementi volventi colpiscono il guasto sulla pista, si verifica il fenomeno della risonanza, ovvero un innalzamento dell'ampiezza nelle correnti statoriche.

2.2 Analisi dei guasti

L'analisi di potenziali guasti è molto importante al fine di ottimizzare la progettazione del motore, migliorarne la protezione e studiare nuove modalità di controllo nel caso di verifica dei vari tipi di fault: sfortunatamente, risulta difficile, costoso e pericoloso testarli nella pratica, in particolar modo nella fase di progettazione iniziale e per le macchine ad alta potenza. Pertanto, il modello di simulazione assistito da un computer per la previsione dei risultati post-guasto diventa prezioso e significativo. L'analisi, in questi termini, è stata effettuata grazie al software Matlab/Simulink. Per prima cosa, è stato creato un modello di controllo chiuso del motore ed è stato studiato il suo normale comportamento in condizioni di regime e nel campo del continuo:

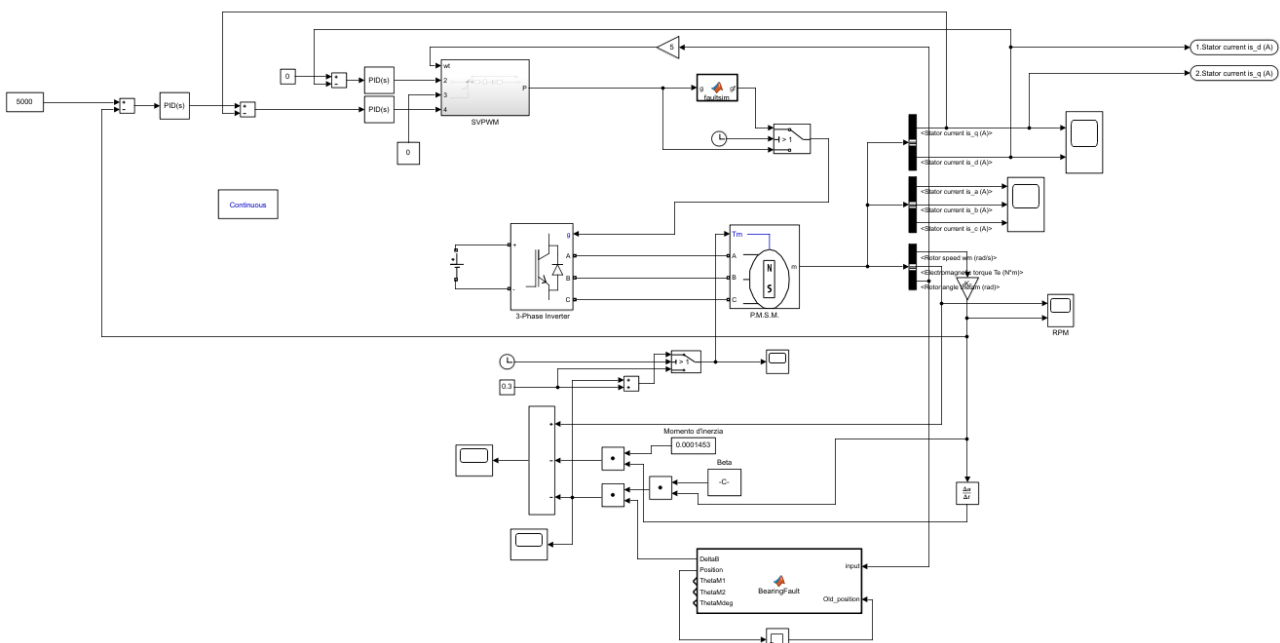
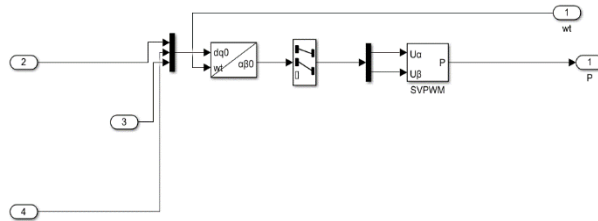


Figura 10: Schema di controllo del P.M.S.M.

Lo schema di controllo descritto in precedenza (capitolo 1, paragrafo 3) viene implementato mediante interazione di inverter, motore e dispositivo di controllo, il quale corrisponde al blocco SVPWM nello schema sopra riportato, fatto nel seguente modo:



Il blocco riceve in ingresso quattro segnali, uno per l'asse diretto (corrispondente all'input 2), uno relativo all'asse di quadratura (corrispondente all'input 4), il valore nullo (corrispondente all'input 3) e l'informazione costante sulla posizione dell'angolo elettrico (numero di coppie polari*angolo meccanico, corrispondente all'input 3). Come si può osservare sullo schema di controllo del P.M.S.M., questi segnali provenienti direttamente dal motore grazie all'utilizzo di bus di raccolta dati, vengono confrontati in retroazione con un riferimento di velocità (step) costante, pari a 5000 rpm (giri/min), un profilo di velocità utilizzato in ambito industriale: dapprima viene valutato l'errore tra lo step e i segnali in uscita dal motore, poi il risultato viene mandato in ingresso a dei controllori PID(s) (*Proportional-Integral-Derivative*) che stabilizzano il segnale in uscita grazie alla loro capacità di reagire alla variazione d'errore. Il contributo proporzionale del blocco, di default, è pari 1, ma si modifica a seconda del segnale in ingresso: da 1 lo si alza o lo si abbassa fino a raggiungere il guadagno proporzionale critico, oltre il quale non si ha più stabilità del segnale d'errore. Il contributo integrativo di default è pari a 1, ma anch'esso si regola in modo analogo, tenendo conto del fatto che esso determina la capacità di portare il segnale in ingresso a regime. Il contributo derivativo di default è pari a 0, e così viene lasciato, perché difficile da utilizzare nel controllo del segnale d'errore: difatti, la maggior parte dei controllori industriali sono di tipo PI. Nel nostro caso, i parametri dei nostri controllori sono:

Controller: PID Form: Parallel

Time domain:
 Continuous-time
 Discrete-time

Discrete-time settings
 Sample time (-1 for inherited): -1

Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$$

Main Initialization Output Saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source: internal

Proportional (P): 1.5

Integral (I): 0.5

Derivative (D): 0

Use filtered derivative

Filter coefficient (N): 0.5

Automated tuning

Select tuning method: Frequency Response Based Tune...

Enable zero-crossing detection

Figura 11: Parametri per il PID(s) in uscita dal confronto tra lo step e la velocità di rotazione del motore.

Controller: PID Form: Parallel

Time domain:
 Continuous-time
 Discrete-time

Discrete-time settings
 Sample time (-1 for inherited): -1

Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$$

Main Initialization Output Saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source: internal

Proportional (P): 0.95

Integral (I): 0.8

Derivative (D): 0

Use filtered derivative

Filter coefficient (N): 0.5

Automated tuning

Select tuning method: Frequency Response Based Tune...

Enable zero-crossing detection

Figura 12: Parametri per il PID(s) in uscita dal confronto tra il segnale d'errore di riferimento e la corrente q in retroazione.

Block Parameters: PID Controller

Controller: **PID** Form: **Parallel**

Time domain:
 Continuous-time
 Discrete-time

Discrete-time settings
 Sample time (-1 for inherited):

Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$$

Main Initialization Output Saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source:

Proportional (P):

Integral (I):

Derivative (D):

Use filtered derivative

Filter coefficient (N):

Automated tuning

Select tuning method:

Enable zero-crossing detection

Figura 13: Parametri per il PID(s) in uscita dal confronto tra un riferimento nullo e la corrente d in retroazione.

I tre segnali in ingresso, successivamente, vengono convertiti nel sistema bidimensionale ortogonale alpha-beta, necessario alla costruzione del vettore P in uscita dal controllore SVPWM, in cui è stata impostata la frequenza di commutazione degli interruttori dell'inverter (IGBT con diodi di libera circolazione in questo caso specifico). Più la frequenza di commutazione è elevata, più sono accurati i segnali misurati grazie ai diversi scope di matlab inseriti in uscita dai bus del motore:

SVPWM Generator (2-Level) (mask) (link)
 Generate pulses for PWM converters using the space vector pulse width modulation (SVPWM) technique.

The block generates the six pulses required by a three-phase two-level voltage-sourced converter (VSC) consisting of three half-bridge switching devices (FETs, GTOs or IGBTs).
 Two switching patterns can be selected (see documentation).

When the Data type parameter is set to "Internally generated", the line-to-line rms voltage generated by the VSC will be:
 $V_{out} = m * V_{dc} / \sqrt{2}$, where m = modulation index.

Parameters

Data type of input reference vector (Uref): **alpha-beta components** ▾

Switching pattern: **Pattern #2** ▾

PWM frequency (Hz):

Sample time:

Figura 14: Gli IGBT possono lavorare con decine di kHz.

Tale vettore è un vettore di sei elementi, 1 o 0, che indicano rispettivamente la chiusura e l'apertura degli interruttori dell'inverter: il vettore in uscita viene mandato in ingresso all'inverter stesso, alimentato in dc da 640V. Secondo la logica acquisita dagli switch, l'inverter manderà un segnale alternato trifase al motore. I parametri scelti per quest'ultimo vengono riportati in figura:

Machine parameters

Compute from standard manufacturer specifications.

Stator phase resistance R_s (Ohm):

Armature inductance (H):

Machine constant

Specify: **Flux linkage established by magnets (V.s)** ▾

Flux linkage:

Inertia, viscous damping, pole pairs, static friction [J(kg.m²) F(N.m.s) p() Tf(N.m)]:

Initial conditions [ω_m (rad/s) θ_m (deg) i_a, i_b (A)]:

Rotor flux position when theta = 0: **90 degrees behind phase A axis (modified Park)**

Applicando un carico tollerabile da un motore con questi parametri pari a 0.3 Nm (fino ad un massimo di 0.6 Nm) all'albero del rotore e mandando in run il sistema per un tempo pari a 0.5 secondi, i risultati sono i seguenti:

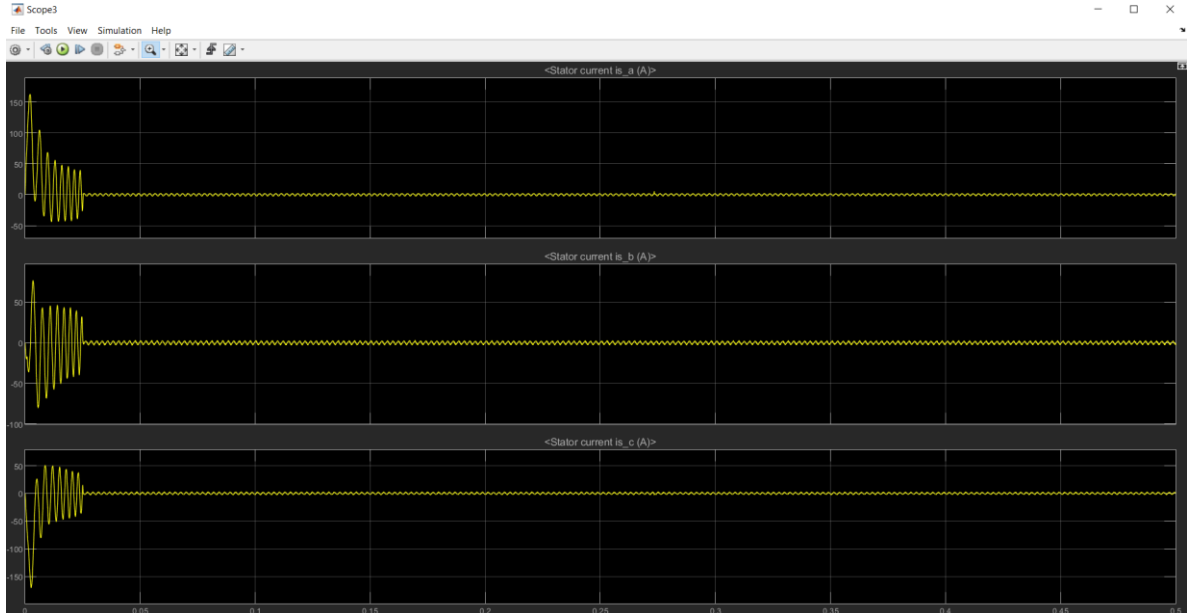


Figura 15: Sopra vengono riportate le correnti statoriche che alimentano il motore. Esse costituiscono un sistema trifase equilibrato, pertanto, in ogni punto del piano, la somma dei valori delle tre correnti è SEMPRE uguale a 0.

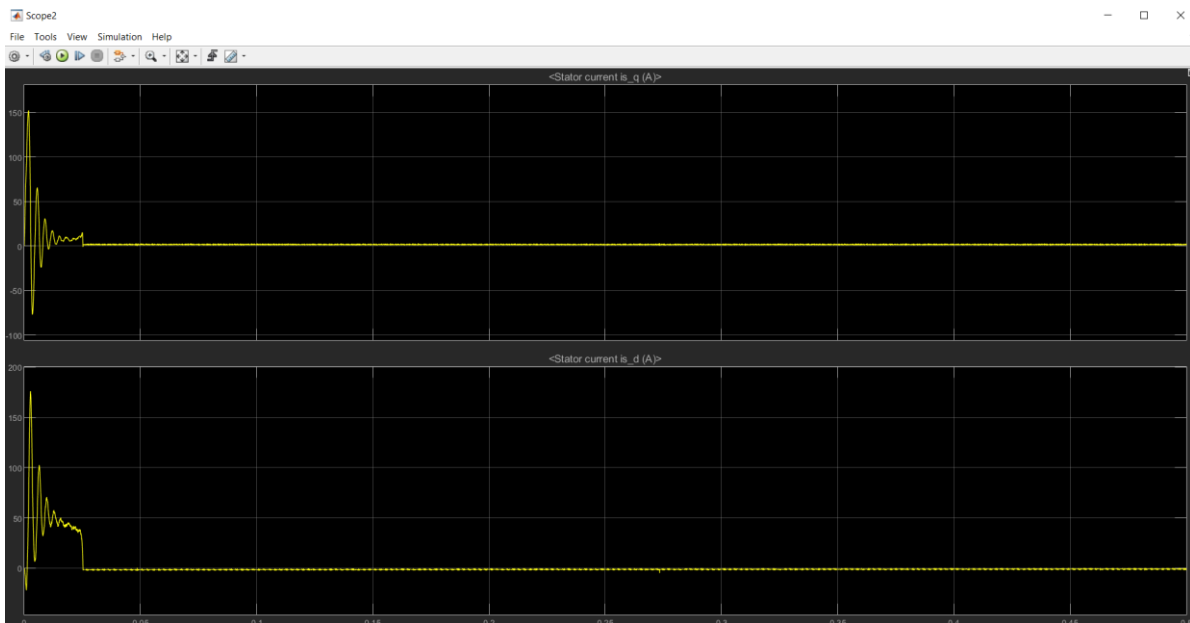


Figura 16: Sopra sono riportate le correnti d e q. A regime si stabilizzano rispettivamente a -1.5 A e 1.3 A.

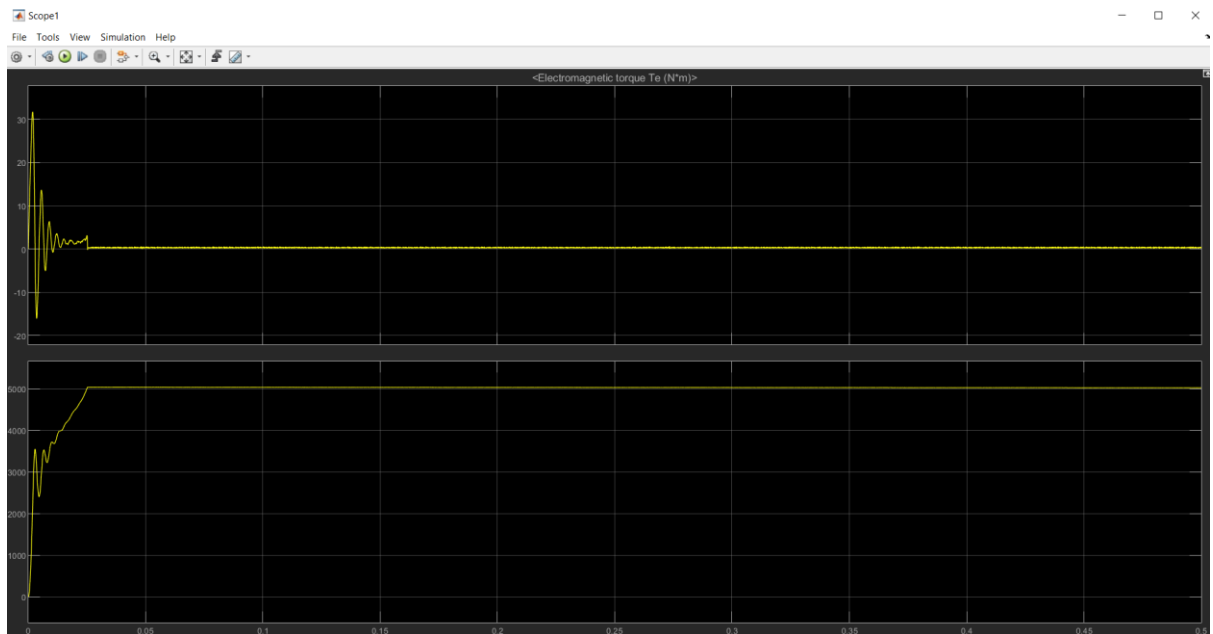


Figura 17: Sopra vengono riportati i valori di coppia in Nm e di velocità in RPM. A regime si stabiliscono rispettivamente a 0.3 Nm (coppia al carico) e a 5000 rpm (riferimento).

Molto utile è stato altresì riportare la distribuzione delle correnti d e q in condizioni normali su piano (corrente d sull'asse delle ascisse, corrente q sull'asse delle ordinate):

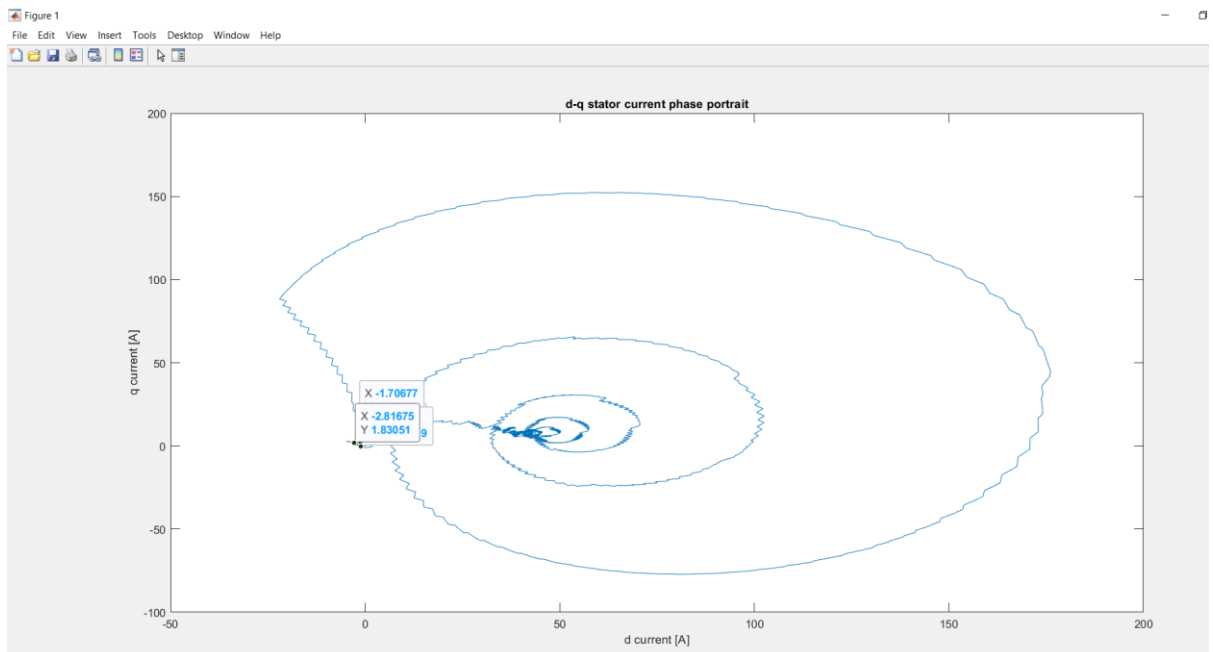


Figura 18: Distribuzione delle correnti d e q. Da 0, le correnti affrontano un transitorio con picco di 150 A, dopo di che si stabilizzano verso i loro valori nominali.

Tale piano di controllo è stato implementato in matlab utilizzando le seguenti righe di codice:

```
sim('machine.slx')

%after simulation
Signal1 = ans.yout.getElement('<Stator current is_d (A)>');
Signal2 = ans.yout.getElement('<Stator current is_q (A)>');
Id = Signal1.Values.Data;
Iq = Signal2.Values.Data;

figure;
plot(Id, Iq);
xlabel('d current [A]');
ylabel('q current [A]');
title('d-q stator current phase portrait');
```

Figura 19: La funzione `sim('machine.slx')` esegue il modello simulink del progetto. Da questo, nel workspace di matlab verranno salvati i segnali in uscita, posti all'interno del blocco dati `ans`: da qui si estraggono i dati relativi alle correnti `d` e `q` e si plottano su piano.

In questo modo è possibile valutare il loro comportamento, sia nel transitorio, sia a regime, e avere dunque un riferimento del normale funzionamento del motore. In caso di eventuali guasti, la distribuzione su piano non rimane la stessa e ciò ci permette, mediante un confronto, di vedere se il motore è in fase di guasto e che tipo di guasto si è verificato.

2.2.1 Analisi dei guasti elettrici

Per l'analisi dei guasti elettrici è stato impostato un blocco di funzione in uscita dal controllore: la funzione nel blocco fault prende in ingresso il vettore degli interruttori (vettore di sei elementi) e lo manipola in un certo modo, a seconda del tipo di fult che si vuole simulare. Il blocco di funzione viene controllato da un timer: questo, varcata una determinata soglia temporale (threshold), attiva il blocco relativo al tipo di fault.

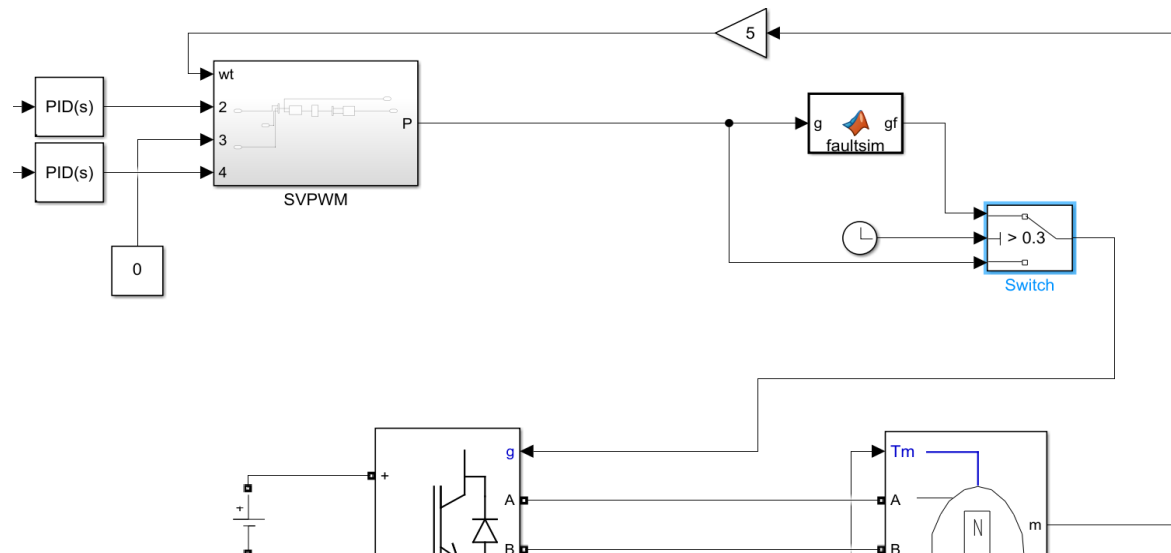


Figura 20: Sopra viene riportata l'implementazione del blocco di funzione **faultsim**: al suo interno ci sarà una funzione che setta gli interruttori a seconda del fault che vogliamo esaminare. Il sistema funziona normalmente fino a 0.3 secondi, dopodiché lo switch scatta e l'inverter riceve in ingresso il vettore del **faultsim**.

Di conseguenza, saranno evidenti gli effetti dei guasti sulle grandezze sopra riportate grazie all'utilizzo degli scope, dispositivi di misura che il matlab prevede per lo studio del comportamento dei sistemi fisici. Analizzando i casi di:

- **Single-phase short circuit**

In questo caso, si tratta il cortocircuito della fase A. Un interruttore non riesce spegnersi e allo stesso tempo l'altro interruttore della stessa gamba rimane spento, per cui in simulazione viene forzata sulla prima gamba la chiusura di un interruttore e l'apertura dell'altro: si imposta l'interruttore superiore della prima gamba ad 1 e l'interruttore inferiore della stessa gamba a 0. Gli altri rimangono normalmente in funzione.

In definitiva, abbiamo:

```
function gf = faultsim(g)
gf = [1;0;g(3:6)];
```

Impostato il timer a 0.3 secondi, in questo istante di tempo il fault si attiva e si hanno i seguenti risultati:

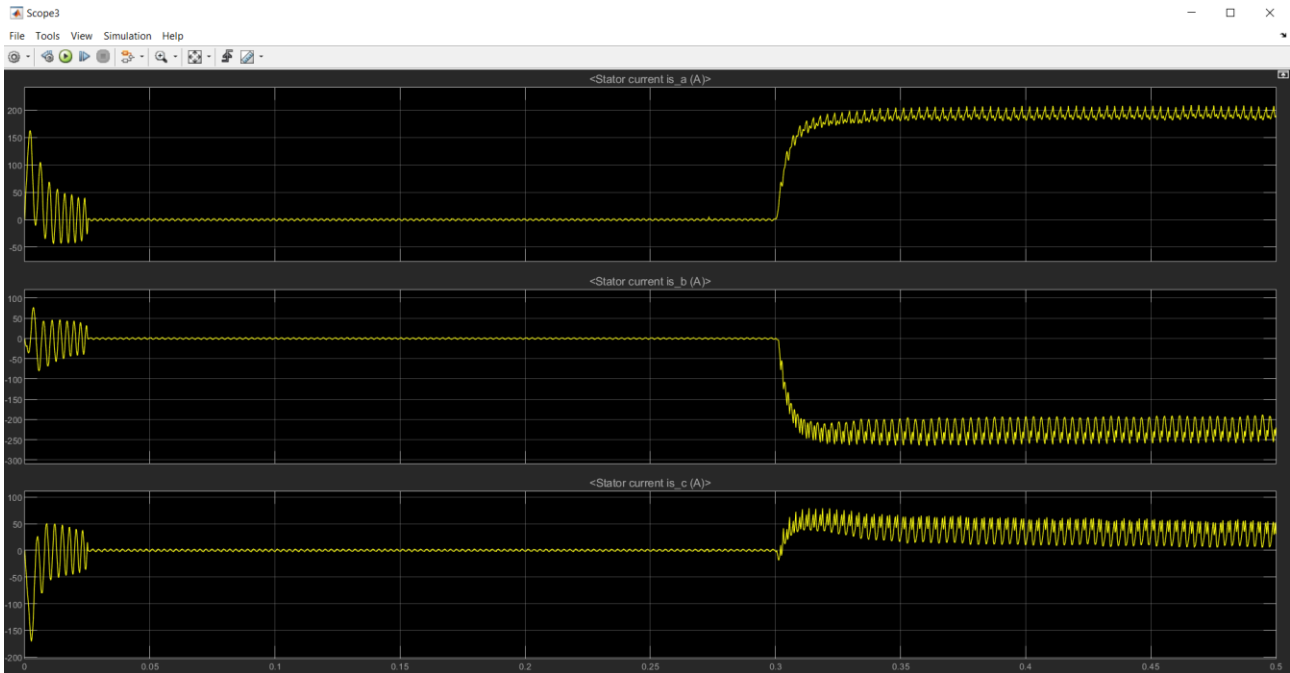


Figura 21: Le correnti statoriche durante il single-phase short circuit. In cortocircuito, la fase a mostra un innalzamento di corrente che a lungo termine può bruciare il circuito dell'avvolgimento statorico della fase e provocarne la rottura.

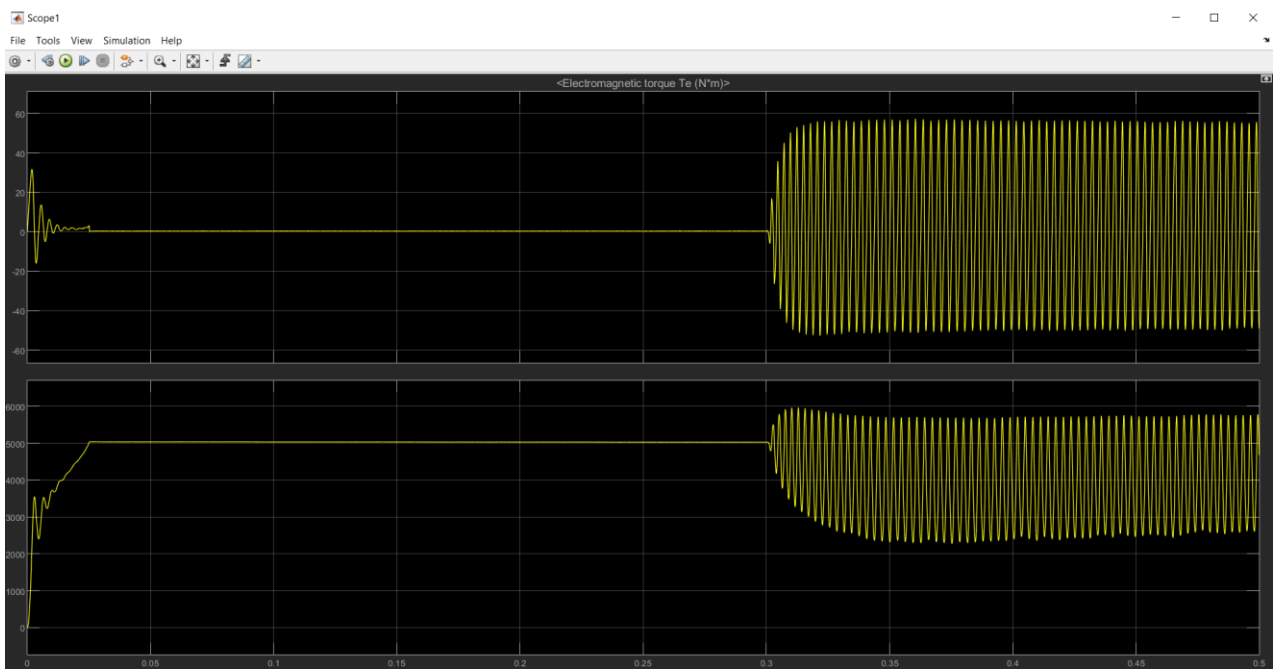


Figura 22: Coppia elettromagnetica e velocità di rotazione durante il single-phase short circuit: la coppia, dopo 0.3 secondi dall'inizio del fault elettrico, precipita e oscilla in forma anomala attorno al valore nullo, e la velocità di rotazione, in maniera simile, si abbassa oscillando attorno ai 3000 rpm.

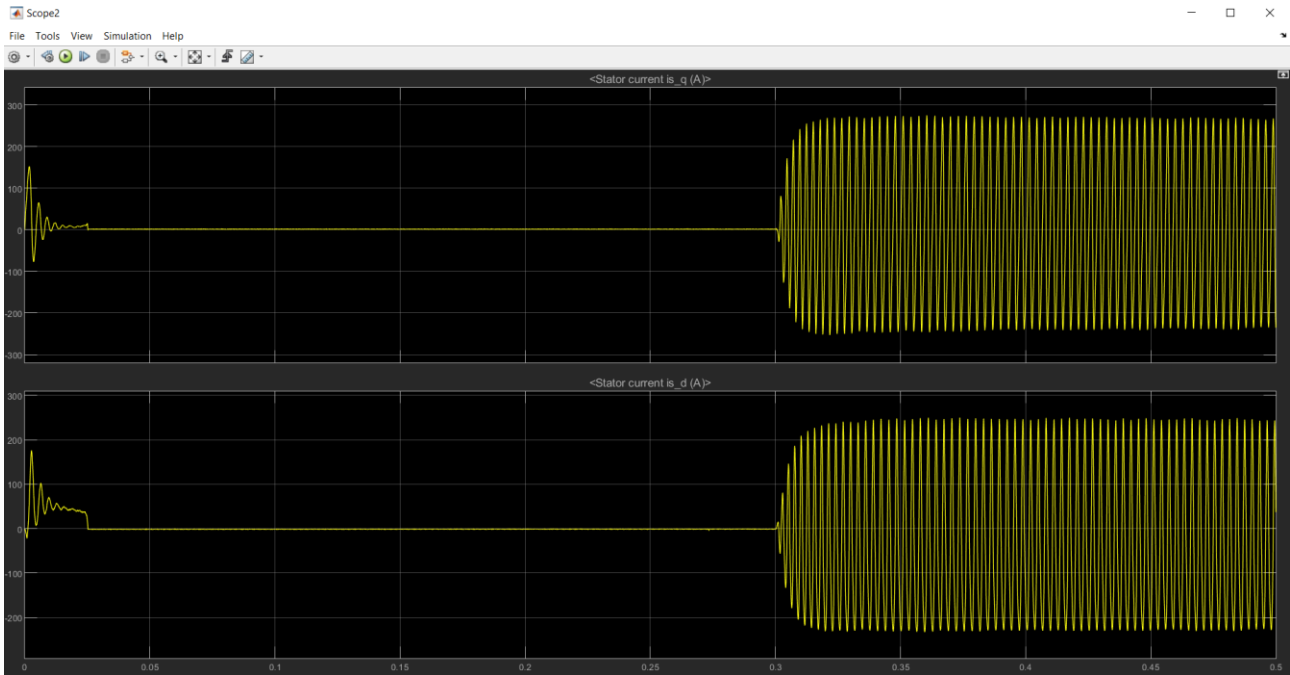


Figura 23: Le correnti d e q si comportano similmente alla velocità di rotazione e alla coppia sviluppata. Le oscillazioni determinano una regione totalmente differente nel piano delle correnti, per cui in fase di analisi è facilmente riconoscibile questo tipo di fault.

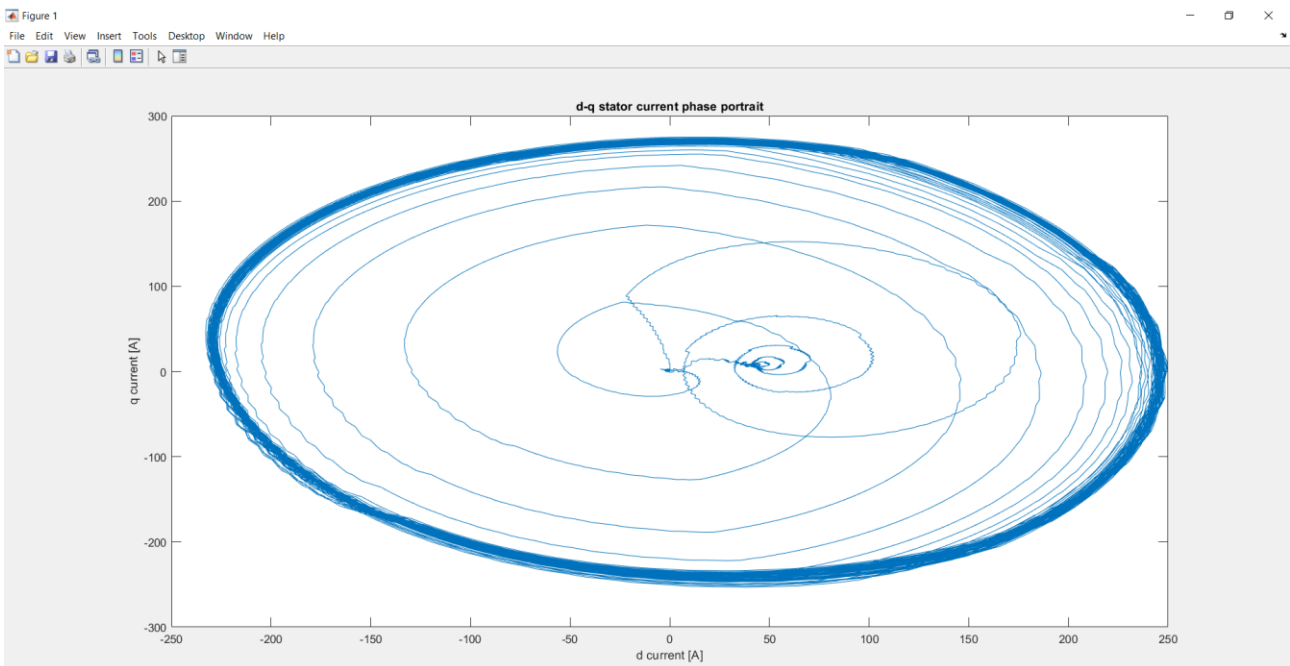


Figura 24: Il piano delle correnti d - q durante il single-phase short circuit. Dal loro valore nominale visto in condizioni normali, saltano rapidamente ed oscillano tra valori di corrente molto alti: nel peggiore dei casi, la grande intensità di corrente osservabile può bruciare gli indotti, rompendo il motore,

- **Single-phase open circuit**

In questo caso si simula la rottura tra l'avvolgimento della fase A e l'alimentazione periferica o il guasto all'accensione di due interruttori della stessa gamba: pertanto viene inserita una funzione che forza a 0 gli interruttori della prima gamba dell'inverter, mentre gli altri si comportano normalmente. In definitiva, abbiamo la seguente funzione:

```
function gf = faultsim(g)  
gf = [0;0;g(3:6,:)];
```

Dopo un tempo pari a 0.3 secondi, l'alimentazione della fase in esame viene azzerata e il risultato è il seguente:

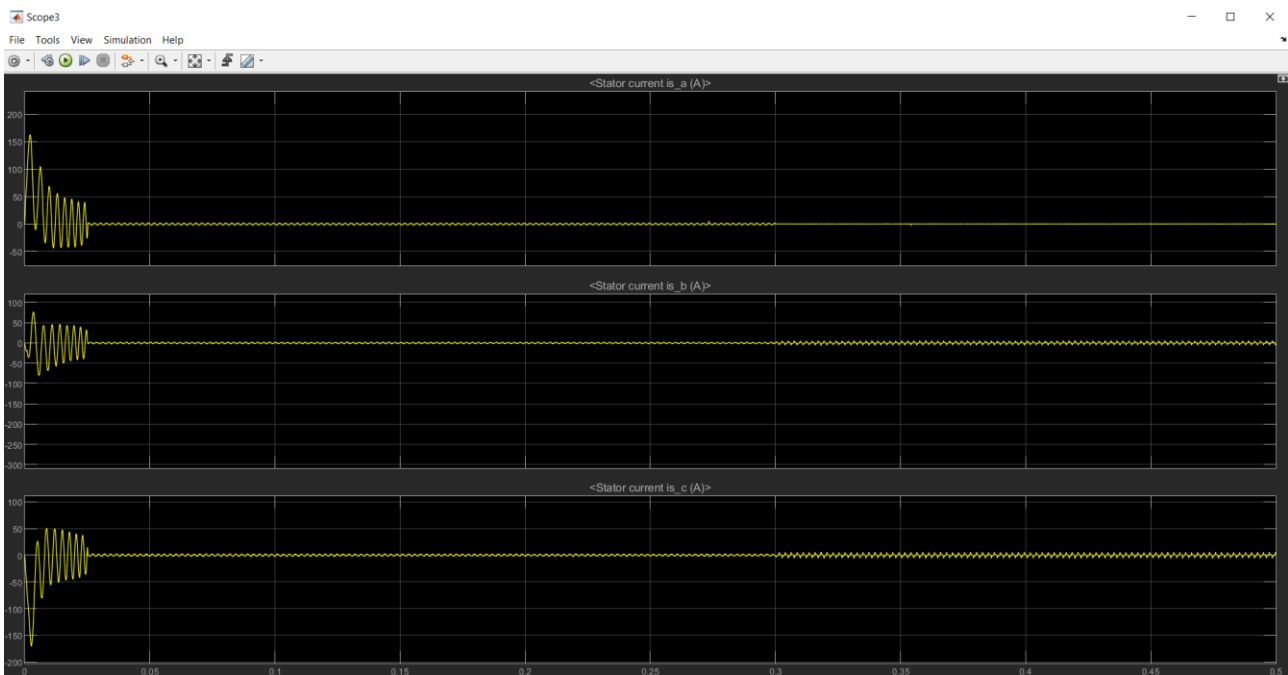


Figura 25: Le correnti statoriche durante il single-phase open circuit. La corrente sulla fase a tende al valore nullo, e le correnti delle fasi b e c risultano di maggior intensità e sfasate di 180° , in accordo col fatto che la somma dei valori di corrente deve essere uguale a 0 in ogni punto.

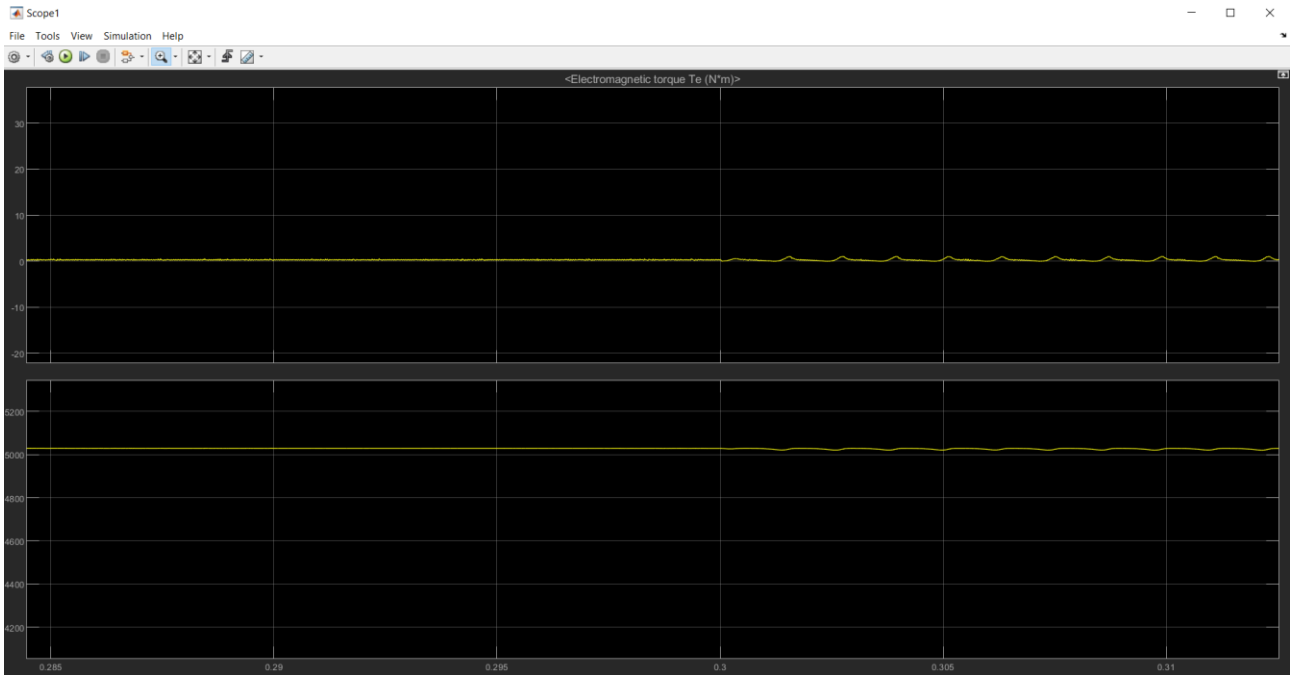


Figura 26: Coppia e velocità di rotazione non mantengono il loro andamento lineare, bensì sono soggetti a degli impulsi che fanno aumentare la coppia e diminuire la velocità.

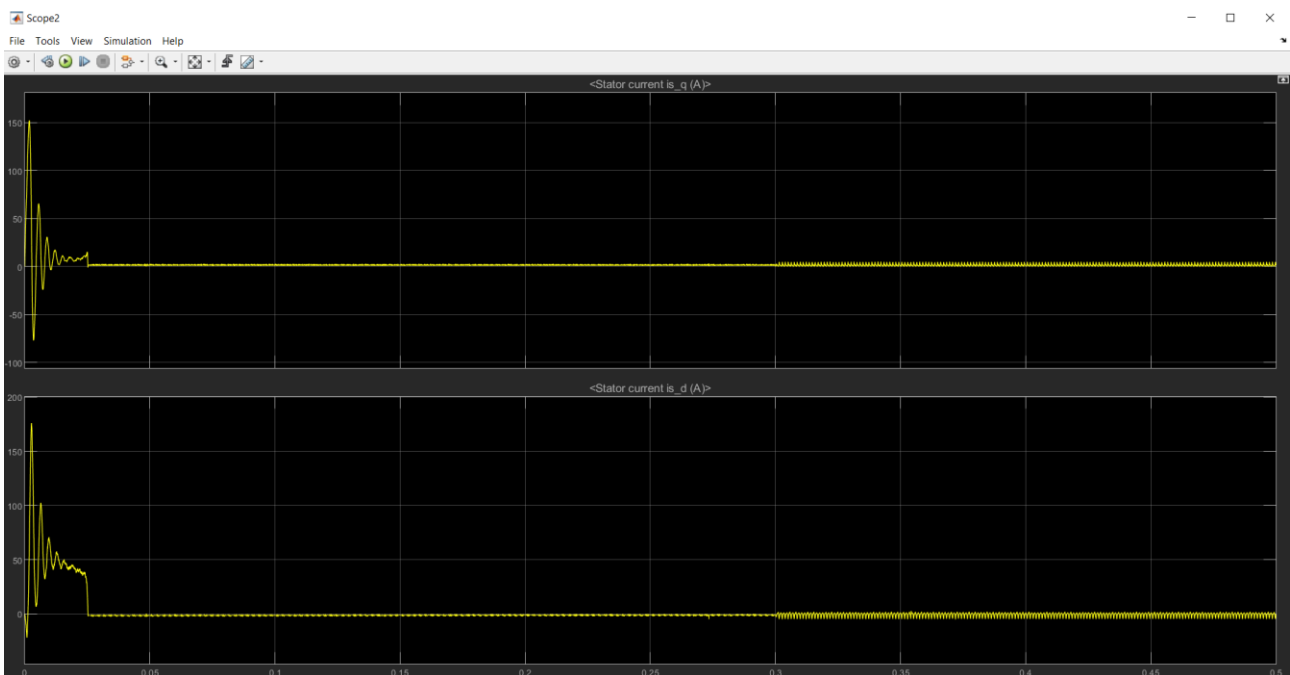


Figura 27: Anche le correnti d e q oscillano attorno ai loro valori nominali: questo non cambia particolarmente il piano delle correnti, ma si concentrano in un'area di cerchio più grande rispetto al normale, proprio per via delle loro oscillazioni.

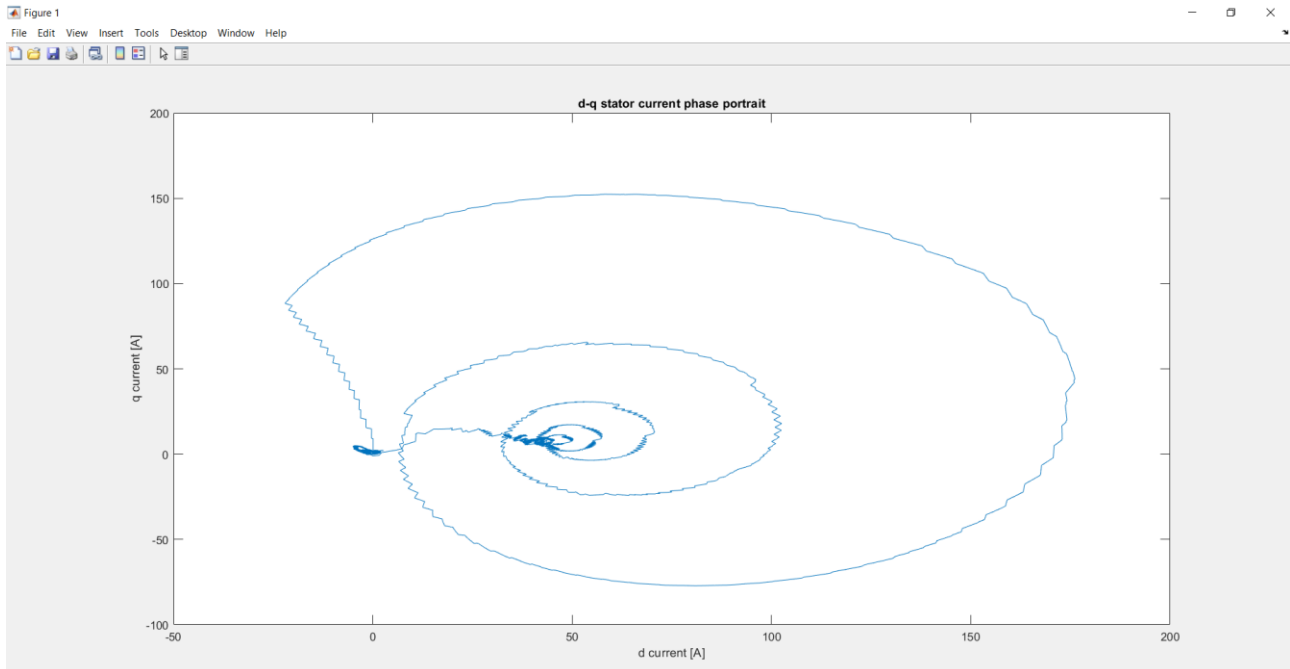


Figura 28: Come si può vedere, c'è una zona marcata attorno al valore nominale delle due coppie, dovuta alle loro oscillazioni.

- **3-phase short circuit**

Si tratta di un'estensione del single-phase short circuit: per questo fault è stata utilizzata una funzione che manda in corto le tre gambe dell'inverter:

```
function gf = faultsim(g)
gf = [1;0;1;0;1;0];
```

Questo indica la stessa commutazione simultanea di 3 gambe dell'inverter, in particolare vengono tenuti in chiusura forzata gli interruttori 1, 3 e 5. I risultati della simulazione sono i seguenti:

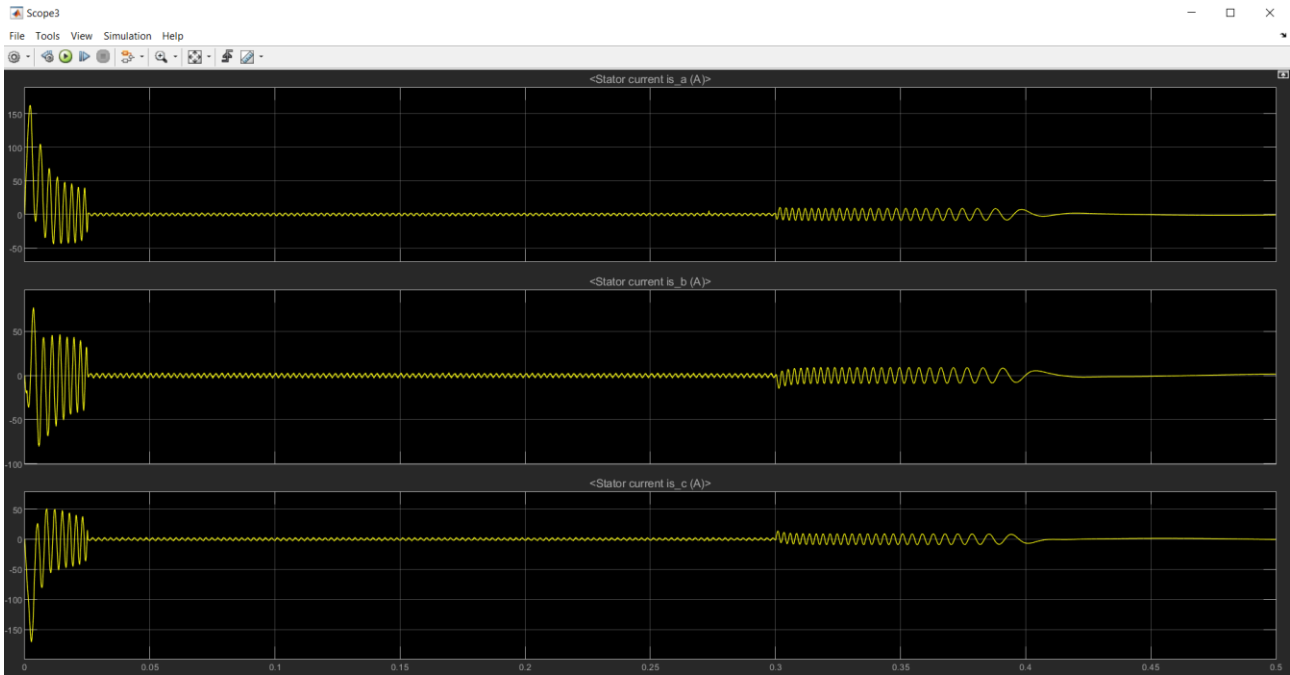


Figura 29: L'ampiezza delle tre fasi aumenta per un breve periodo, dopo di che tende al valore nullo; ciò viene giustificato dal fatto che tale guasto manda in corto il generatore, per cui gli avvolgimenti non vedono più alimentazione.

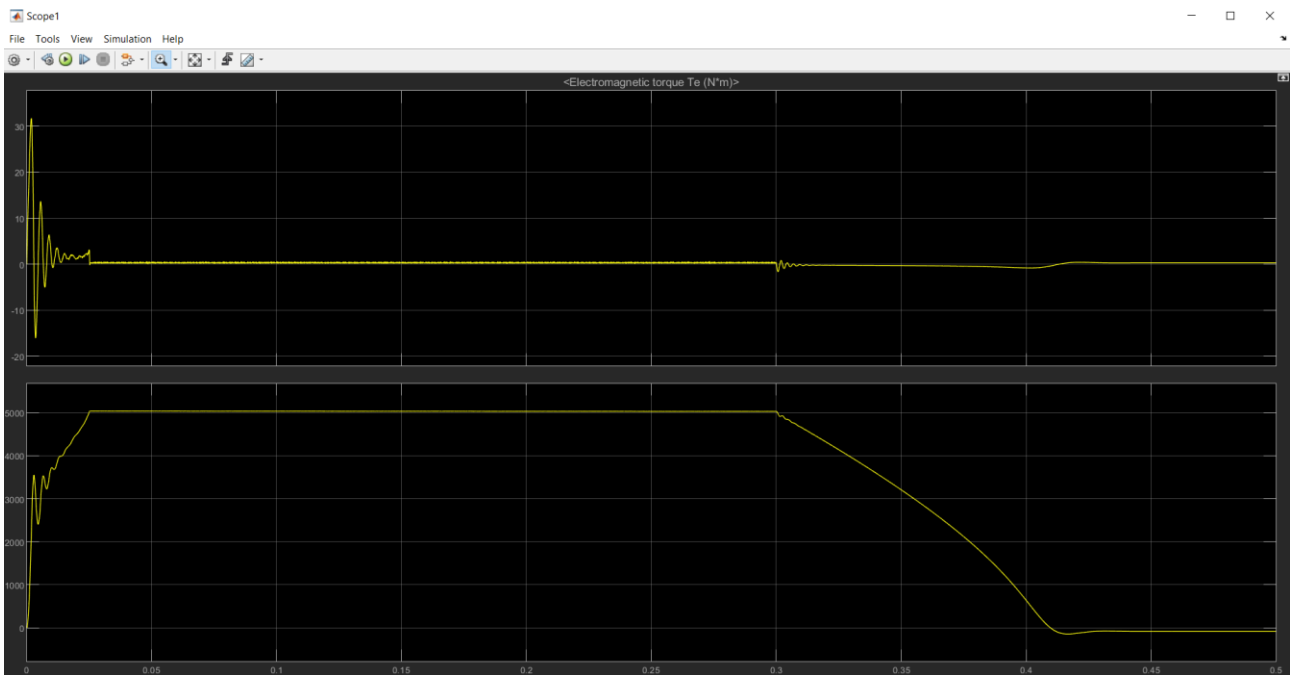


Figura 30: Coppia elettromagnetica e velocità di rotazione durante il 3-phase short circuit: appena si verifica il corto di tutte e tre le fasi, il rotore decelera fino a fermarsi. Ciò si può vedere sia dalla coppia, che ne momento in cui si verifica il guasto si comporta come un freno (è di valore negativo) per un breve periodo e poi diventa nulla, sia dalla velocità che decresce, anch'essa fino al valore nullo.

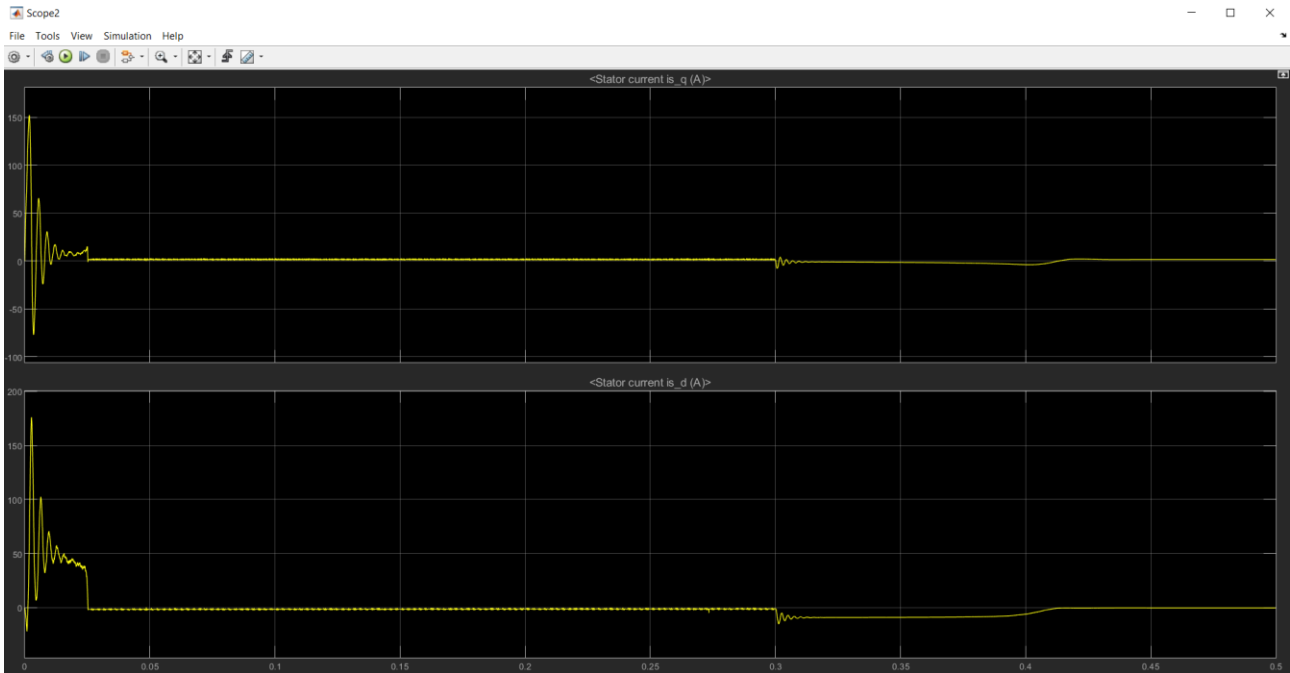


Figura 31: Le correnti d e q decrescono per poi tendere al valore nullo: il piano delle correnti sarà simile a quello normale e a quello del circuito aperto, ma a differenza loro, le correnti creano nel momento del guasto una spirale convergente in punto a valori negativi (giustificato dal fatto che le correnti decrescono) per poi arrivare al punto nullo.

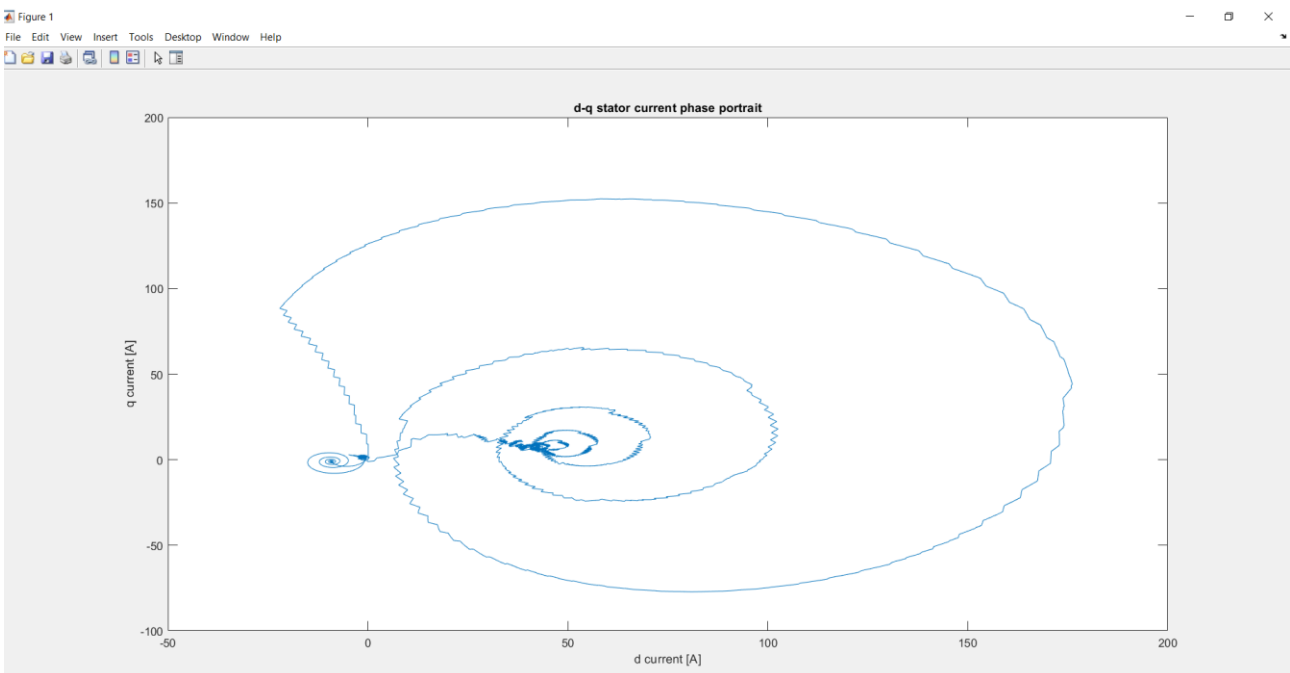


Figura 32: Piano delle correnti d e q

Dall'analisi dei guasti elettrici emerge che il *single-phase short circuit* risulta essere il più pericoloso, in quanto l'innalzamento drastico di corrente può compromettere il sistema in maniera irreversibile; il *single-phase open circuit* non compromette gravemente il sistema

ma lo destabilizza, e il *3-phase short circuit* provoca lo spegnimento quasi istantaneo del motore e la possibile rottura del generatore.

2.2.2 Analisi dei guasti meccanici

Consideriamo un cuscinetto a sfere: quando il cuscinetto ruota assieme al rotore, durante il contatto, le sfere subiscono una deformazione data dalla seguente formula:

$\delta^j = (x_s - x_p) \cdot \cos \phi^j + (y_s - y_p) \cdot \sin \phi^j - c$, per $j = 1, 2, \dots, n$, dove:

- a) j si riferisce alla j -esima sfera;
- b) x_s e x_p sono rispettivamente le ascisse della guida interna ed esterna del cuscinetto;
- c) y_s e y_p sono rispettivamente le ordinate della guida interna ed esterna del cuscinetto;
- d) ϕ è l'angolo di rotazione;
- e) c è la distanza tra la superficie esterna della sfera e la guida esterna del cuscinetto;
- f) n è il numero di sfere.

In caso di guasto, la deformazione verrà influenzata da un nuovo parametro. Difatti, la formula ora sarà:

$\delta^j = (x_s - x_p) \cdot \cos \phi^j + (y_s - y_p) \cdot \sin \phi^j - c - \beta_j c_d$ per $j = 1, 2, \dots, n$

dove β_j vale 0 là dove non c'è guasto, mentre in caso di guasto assume valori dipendenti dall'angolo di rotazione. Per l'analisi del guasto ai cuscinetti, quest'ultimo provoca un aumento dell'attrito durante la corsa del motore quando esso incontra il guasto, per cui dal modello matematico si prende in considerazione la relazione della coppia sviluppata al rotore vista in precedenza e la si scrive esplicitando l'accelerazione:

$$J \cdot d(\omega)/dt = T_e - T_l - B \cdot \omega$$

Dove T_e è la coppia elettromagnetica sviluppata, T_l rappresenta il carico, J è il momento d'inerzia visto dall'albero del rotore e B è un coefficiente opportuno di attrito. Quest'ultimo, in caso di guasto al cuscinetto, varia linearmente rispetto l'angolo di rotazione: questo perché ci sarà un determinato coefficiente di attrito volvente in prossimità del guasto, e un altro per il resto della corsa rotorica, per cui la relazione diventa:

$$J \cdot d(\omega)/dt = T_e - T_l - \beta(\theta_m) \cdot \omega$$

In corrispondenza del guasto, il rotore subisce una decelerazione e, di conseguenza, la coppia si abbassa (il motore si comporta come un freno). Il coefficiente di attrito viene determinato in base alla posizione del rotore nel modo seguente:

$$\beta(\theta_m) = \beta * \Delta\beta$$

$$\Delta\beta = \begin{cases} \Delta_p, & \theta_{m1} \leq \theta_m \leq [\theta_{m1} + \frac{\theta_{m2} - \theta_{m1}}{2}] \\ -\Delta_p, & [\theta_{m1} + \frac{\theta_{m2} - \theta_{m1}}{2}] < \theta_m \leq \theta_{m2} \\ 1, & \theta_m > \theta_{m2} \\ 1, & \theta_m < \theta_{m1} \end{cases}$$

$$\Delta_p = \frac{\beta_{m_max}}{\theta_{m2} - \theta_{m1}}$$

I parametri θ_{m1} e θ_{m2} rappresentano rispettivamente il limite superiore (10°) ed il limite inferiore (0°) della posizione angolare durante il guasto, mentre β_{m_max} rappresenta il massimo coefficiente di attrito in caso di guasto (generalmente è pari a $15e-6$), β è il coefficiente di attrito viscoso e $\Delta\beta$ è la variazione del coefficiente di attrito. In fase di analisi dunque verrà implementata una funzione sviluppata in matlab che, mediante un controllo dell'angolo di rotazione, determinerà in uscita il valore $\Delta\beta$ per il coefficiente di attrito. Quest'ultimo successivamente verrà mandato in ingresso al blocco del motore, per cui esso vedrà sia il carico di partenza pari a 0.3 Nm , sia il carico dovuto all'attrito:

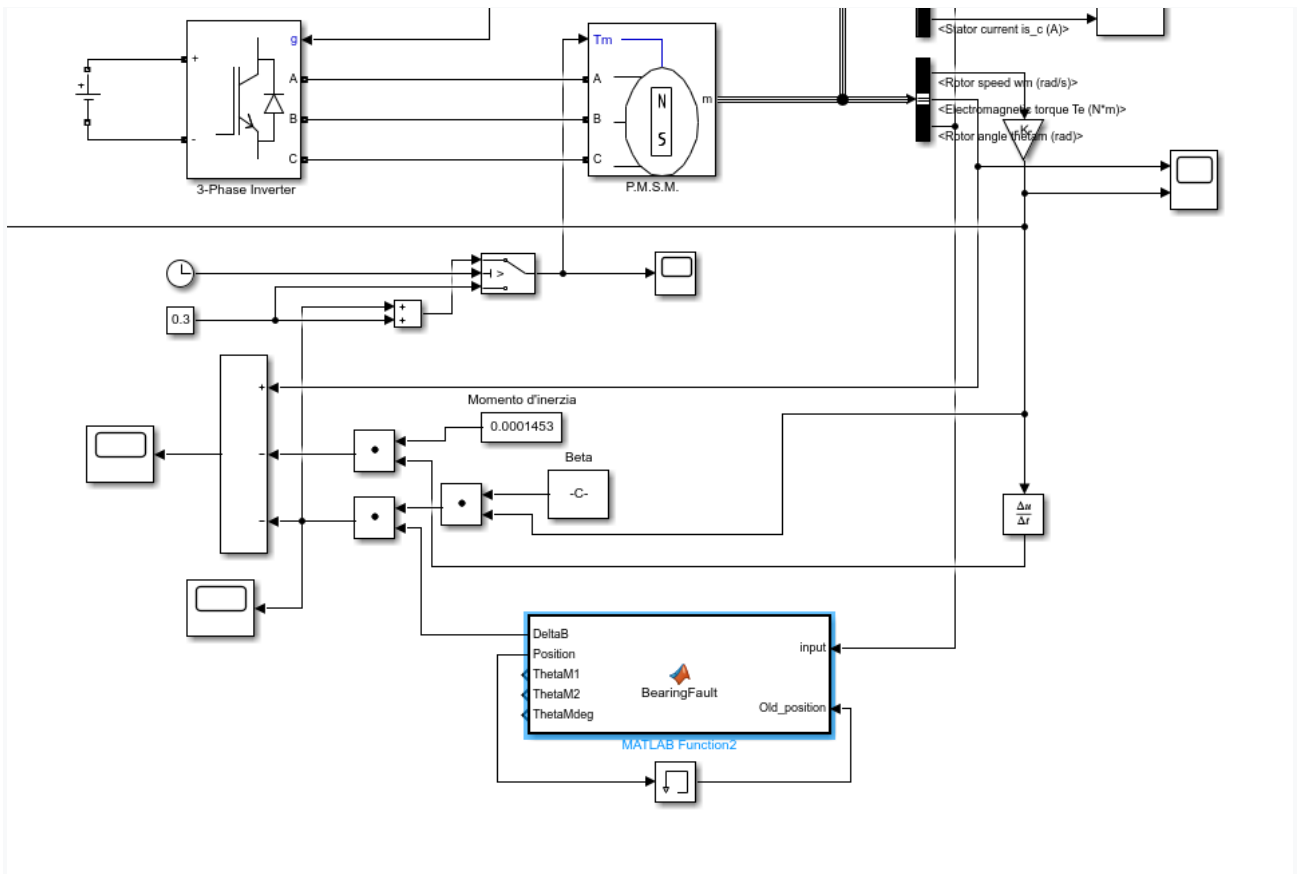


Figura 33: La simulazione del guasto avviene in maniera analoga al caso dei guasti elettrici: fino all'istante di 0.3 s il motore funziona normalmente, poi entra in gioco anche la coppia dovuta all'attrito.

Dalla formula della coppia sviluppata al rotore vista in precedenza, è necessario ricavare dal bus dei dati in uscita dal motore i valori della velocità (in rpm) per osservare la coppia d'attrito ($-\beta(\theta_m)\omega_m$) e valori dell'angolo di rotazione per determinare $\Delta\beta$: osservando i suoi valori per determinati intervalli angolari nella relazione sopra riportata, la funzione implementata in matlab per stabilire il valore $\Delta\beta$ sarà:

```
function [DeltaB, Position, ThetaM1, ThetaM2, ThetaMdeg] = BearingFault(input, Old_position)

% Equazione TL = Te - B*DeltaB*OmegaM - J*DotOmegaM;
ThetaM = input; %Posizione del motore(in radianti)
Position = Old_position;
ThetaMdeg = rad2deg(ThetaM);

% Costanti
Bm_max = 0.000015;
B = 0.000445;
J = 0.0001453;
AngleM1 = 0; %Lower-bound dell'intervallo di fault (deg)
AngleM2 = 10; %Upper-bound dell'intervallo di fault (deg)

%Verifica posizione rotorica
x_init = 360*Position;
x_succ = x_init + 360;
```

```

if ThetaMdeg >= x_succ
    Position=Position+1;
end

ThetaM1 = x_init + AngleM1;
ThetaM2 = x_init + AngleM2;

if ThetaMdeg >= ThetaM1 && ThetaMdeg <= ThetaM2/2

    DeltaB = Bm_max/(10);
elseif ThetaMdeg > ThetaM2/2 && ThetaMdeg <= ThetaM2

    DeltaB = - Bm_max/(10);
elseif ThetaM > ThetaM2
    DeltaB = 1;
else
    DeltaB = 1;
end

```

Il codice determina il valore di *DeltaB* in base alla posizione rotorica, verificata giro dopo giro: ciò è reso possibile dal blocco *memory* che permette di tenere in memoria il valore *position* di posizione angolare, e di ripetere la procedura ad ogni giro terminato. A questo punto, mandando in run il sistema, osserviamo che:

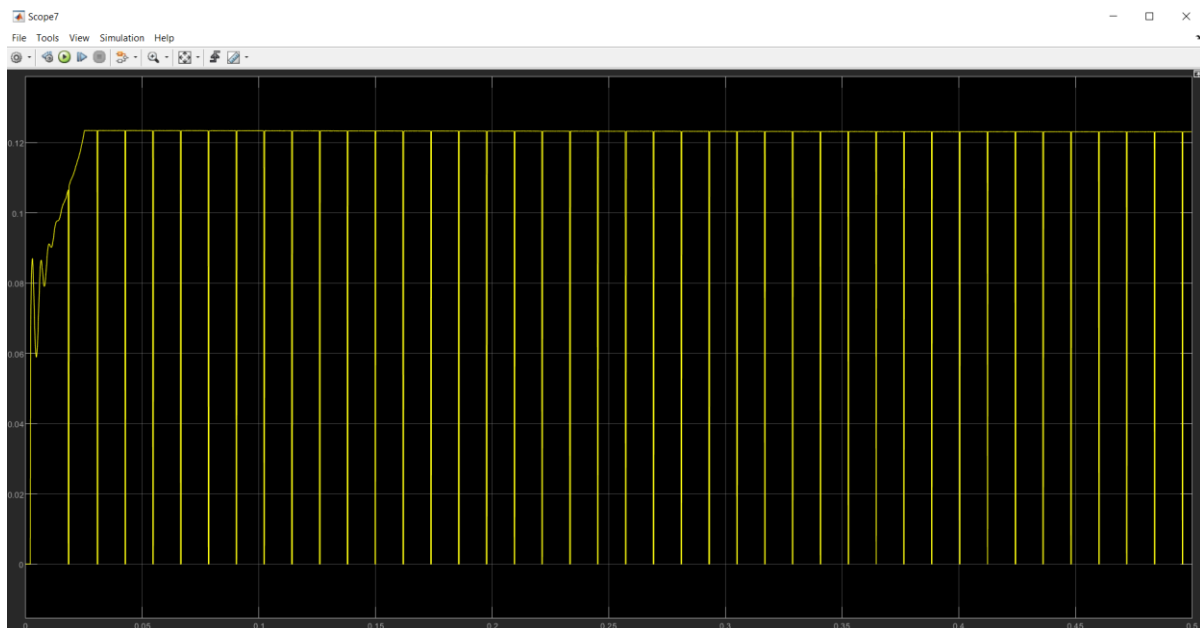


Figura 34: Nella figura sopra, la coppia di attrito segue l'andamento della velocità di rotazione: a regime, il carico all'albero viene aumentato di 0.12 Nm. La particolarità è la presenza del guasto al cuscinetto che si traduce in rapide discese di velocità fino al valore nullo appena lo si incontra durante la rotazione. Una volta passato, il rotore torna a comportarsi normalmente, finché non incontra nuovamente il guasto ad ogni giro.

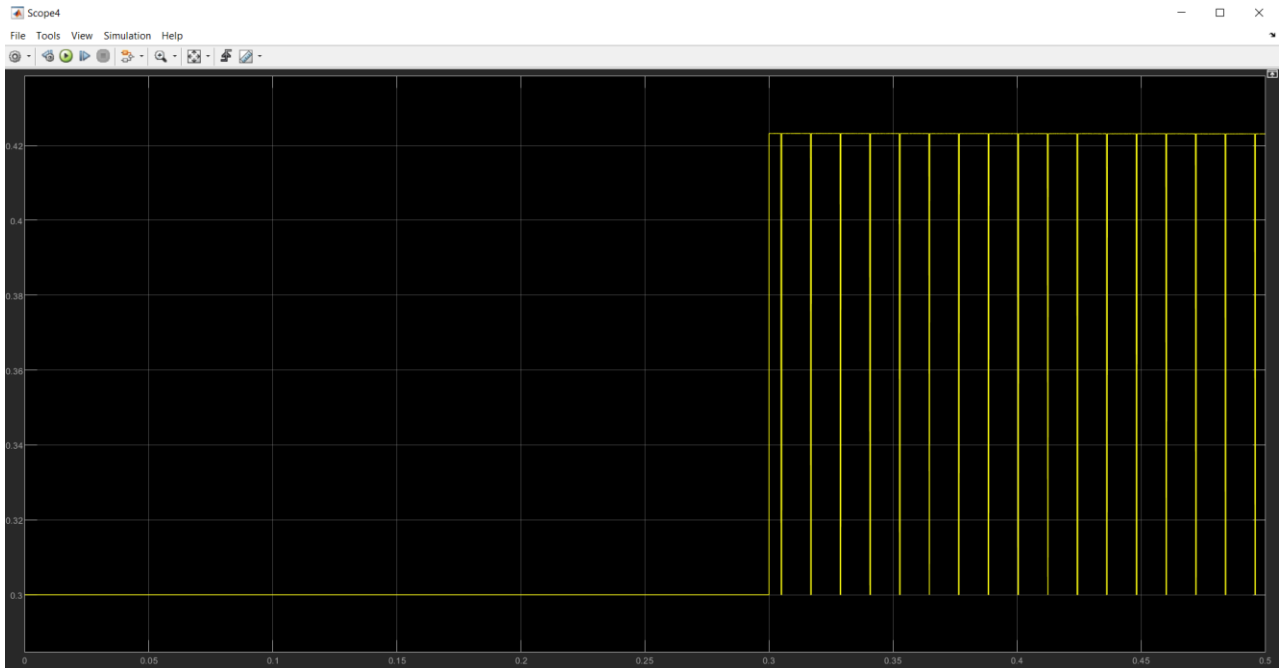


Figura 35: A 0.3 secondi, la coppia al carico viene aumentata di 0.12 Nm, pari al contributo dovuto all'attrito: da questo istante, ogni volta che il rotore incontra il cuscinetto rotto, esso viene frenato.



Figura 36: La coppia elettromagnetica sviluppata al rotore sopra riportata incrementa da 0.3 Nm a 0.42 Nm nell'istante in cui si verifica la coppia d'attrito. Come si vede nell'immagine, la coppia complessiva subisce periodicamente dei cali rapidi di breve durata, corrispondenti alla rottura del cuscinetto.

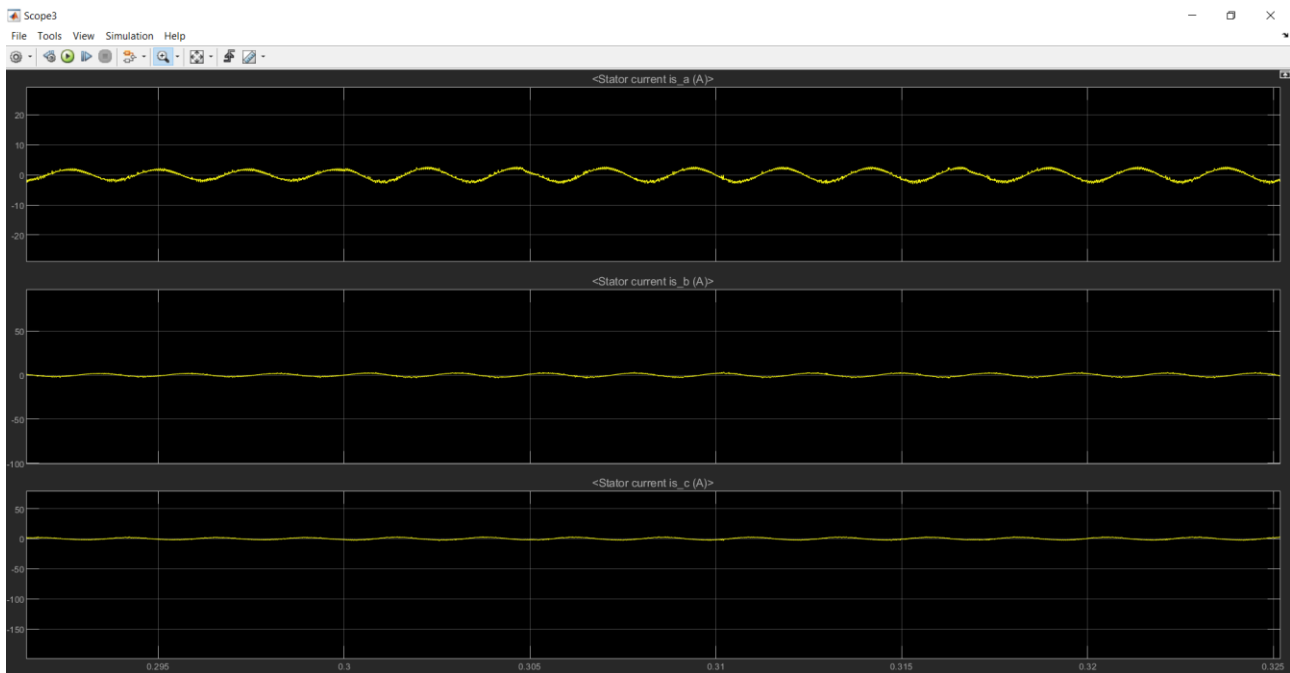


Figura 37: Dalla figura si osserva (in riferimento alla fase a) come, dall'istante in cui inizia il guasto, le correnti subiscono un innalzamento dell'ampiezza (risonanza).

Come si osserva, il guasto al cuscinetto influenza la coppia elettromagnetica sviluppata. Inoltre, ogni volta che il guasto viene avvertito dal motore, si sovrappongono nuove armoniche, responsabili del rumore e della vibrazione. Il guasto ai cuscinetti provoca periodi di inattività dell'intero sistema, e nel peggiore dei casi può causare lo spegnimento del motore, per cui è molto importante monitorare lo stato dei cuscinetti e i livelli di vibrazione mediante l'uso di opportuni sensori.

CAPITOLO 3

CONSIDERAZIONI FINALI SUI RISULTATI OTTENUTI

In questo progetto sono state analizzate le tipologie di guasto più frequenti nei motori sincroni a magneti permanenti, *faults* di natura meccanica ed elettrica che, se presenti, possono compromettere anche in maniera permanente il corretto funzionamento del motore in tutte le sue applicazioni: risulta pertanto importante elaborare sistemi che li rilevino e li prevengano. L'obiettivo di questo studio è stato vedere come questi tipi di guasti potessero essere simulati al computer: infatti, la loro riproduzione in un sistema fisico reale risulterebbe parecchio costosa e pericolosa. La costruzione di un modello matematico e computazionale mediante il software Matlab/Simulink ha permesso di ottenere risultati soddisfacenti in fase di analisi: l'utilizzo dei blocchi di funzione ha consentito di simulare il comportamento sia dei dispositivi fisici dell'inverter, in particolare degli interruttori, permettendo di riprodurre gli effetti dei guasti di natura elettrica più comuni nei motori sincroni a induzione, sia del motore di fronte ad un guasto meccanico, dovuto all'introduzione di una coppia di attrito meccanica in corrispondenza del rotore.

Bibliografia

- I. Francisco-Javier Villalobos-Piña, Nancy Visairo and Ricardo Alvarez-Salas, *Mathematical model for electric and mechanical faults in an ac machine*, 7th IFAC SAFEPROCESS, Barcelona, Spain, June 30 - July 3, 2009: 167-172.
- II. Adhavan Balashanmugham and Mockaisamy Maheswaran, *Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives*, IntechOpen, September 6th 2019.
- III. A. Rezig, A. Djerdir and M. R Mekideche, *Effect of rotor eccentricity faults on noise generation in permanent magnet synchronous motors*, Progress In Electromagnetics Research C, 2010, Vol. 15: 117–132.
- IV. Tao Sun, Suk-Hee Lee and J. P. Hong, *Faults analysis and simulation for interior permanent magnet synchronous motor using Simulink @Matlab*, Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Seoul, Korea, Oct. 8-11: 900-905.
- V. Yong Chen, Siyuan Liang, Wanfu Li, Hong Liang and Chengdong Wang, *Faults and Diagnosis Methods of Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review*, Appl. Sci., May 24 2019.
- VI. Xiao-quan Li, Geng Chen and Jiang-jiang He, *Matlab Simulation of Short-circuit in Power System*, 3rd International Conference on Electrical, Control and Automation Engineering, 2018: 250-254.
- VII. J.A. Rosero, J. Cusido, A. Garcia, J.A. Ortega, L. Romeral, *Broken Bearings and Eccentricity Fault Detection for a Permanent Magnet Synchronous Motor*, Dept. d'Enginyeria Electronica, Universitat Politecnica de Catalunya, December 2006.
- VIII. Jin-Hyung Yoo, Tae-Uk Jung, *Fault Diagnosis Method of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Vehicle*, Kyungnam University, Changwon, Republic of Korea, 19 September 2016.
- IX. Rosero, J.; Romeral, L.; Rosero, E.; Urresty, J. *Fault Detection in dynamic conditions by means of Discrete Wavelet Decomposition for PMSM running under Bearing*

Damage. in Proceedings of the Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, USA, 15–19 February 2009; pp. 951–956.

- X. <https://it.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/pmsm.html;jsessionid=d8e06f6bbb9600c06e59a45235d2>.
- XI. https://it.wikipedia.org/wiki/Trasformata_di_Park.
- XII. Danielle Collins, *What is Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)?*, March 14, 2019.