

## Sommario

Introduzione.....	5
1 Teoria e applicazioni delle funzioni modulanti .....	6
1.1 La tecnica delle funzioni modulanti .....	6
1.2 Evoluzione storica della tecnica .....	9
1.3 Identificazione di sistemi non lineari .....	14
1.4 Sistemi tempo-varianti.....	17
1.5 Proprietà di filtraggio.....	18
1.6 Criteri per la generazione del sistema algebrico.....	19
1.7 Le funzioni Spline di Maletinsky .....	20
1.7.1 Definizione .....	20
1.7.2 Proprietà delle funzioni spline.....	23
1.7.3 Criteri di scelta dei parametri nelle funzioni modulanti .....	26
2 Modello di una macchina sincrona a poli salienti .....	28
3 Descrizione del modello 2D realizzato con il software Magnet.....	40
3.1 Dati di targa .....	40
3.2 Grandezze nominali.....	40
3.3 Parametri geometrici della macchina .....	41
3.3.1 Statore.....	41
3.3.2 Cava di statore .....	43
3.3.3 Rotore .....	43
3.3.4 Gabbia smorzatrice .....	47
3.4 Layout degli avvolgimenti statorici.....	48
3.5 Accorciamento di passo.....	52
3.6 Modello FEM 2D .....	54
3.6.1 Introduzione.....	54
3.6.2 Definizione dei materiali impiegati .....	55
3.6.2 Modellazione del lamierino magnetico .....	59
3.6.3 Condizione di periodicità .....	62
3.6.4 Modello FEM 2D parziale.....	64
4 Contesto normativo delle prove eseguite.....	69
5 Implementazione della tecnica delle funzioni modulanti tramite MATLAB.....	73

6 Descrizione delle prove eseguite .....	83
6.1 Introduzione.....	83
6.2 Valutazione dell'effetto delle testate della macchina .....	84
6.3 Individuazione orientamento macchina lungo d e lungo q.....	86
6.4 Prove per l'individuazione della funzione di trasferimento di asse diretto .....	91
6.5 Prove per l'individuazione della funzione di trasferimento di asse di quadratura ..	122
7 Conclusioni.....	143
Bibliografia.....	144

## Indice delle figure

Figura 1 Gruppo di funzioni spline del 6° ordine.....	22
Figura 2 Diagramma di Bode dell'ampiezza delle funzioni spline per $n=7$ .....	25
Figura 3 Una funzione discontinua e il valore del suo integrale.....	26
Figura 4 Rappresentazione schematica di una macchina sincrona.....	28
Figura 5	
Rappresentazione schematica della macchina sincrona secondo il modello di Park.....	29
Figura 6 Circuito equivalente secondo l'asse diretto.....	30
Figura 7 Circuito equivalente secondo l'asse di quadratura.....	30
Figura 8 Circuito equivalente secondo l'asse omopolare.....	31
Figura 9 Parametri geometrici dello statore. (a) sezione radiale (b) sezione assiale.....	42
Figura 10 Parametri geometrici della cava.....	43
Figura 11 Parametri geometrici del rotore. (a) sezione radiale (b) sezione assiale.....	45
Figura 12 Parametri geometrici del profilo del polo.....	46
Figura 13 Parametri geometrici della gabbia smorzatrice.....	47
Figura 14 Layout degli avvolgimenti statorici relativi ad un passo polare.....	49
Figura 15 Connessioni degli avvolgimenti ( $u$ = posizione superiore della cava, $d$ = posizione inferiore della cava).....	50
Figura 16 Definizione di Fattore di passo.....	53
Figura 17 Curva di magnetizzazione del lamierino M270-50 (alla frequenza di 50 Hz)....	57
Figura 18 Perdite specifiche per isteresi e correnti parassite in funzione dell'induzione $B$ al variare della frequenza.....	59
Figura 19 Induzione nel lamierino.....	60
Figura 20 Curva di magnetizzazione del lamierino M270-50 (alla frequenza di 50 Hz)....	61
Figura 21 Modello FEM 2D. (a) completo. (b) parziale.....	62
Figura 22 Superfici di periodicità.....	63
Figura 23 Avvolgimenti della fase A.....	64
Figura 24 Avvolgimenti della fase B.....	64
Figura 25 Avvolgimenti della fase C.....	65
Figura 26 Mesh completo del modello incluse le due regioni di spazio (air box) all'esterno dello statore e all'interno del rotore.....	66
Figura 27 Mesh del rotore (a) e dello statore (b).....	67
Figura 28 Mesh del traferro e della gabbia smorzatrice.....	68
Figura 29 Schematic for variable frequency test at standstill.....	71
Figura 30 Circuito di prova per il calcolo della resistenza di fase del modello 2D.....	84
Figura 31 Impostazione delle caratteristiche del generatore di tensione.....	85
Figura 32 Circuito di prova per l'individuazione degli assi $d$ e $q$ .....	86
Figura 33 Modello parziale 2D nella posizione iniziale.....	87
Figura 34 Predisposizione della macchina lungo l'asse $d$ .....	89
Figura 35 Predisposizione del rotore secondo l'asse $q$ .....	90
Figura 36 Segnale in corrente per l'individuazione del primo polo della fdt.....	95
Figura 37 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.....	95

Figura 38 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 1.....	96
Figura 39 Tensione $V_d$ in funzione del tempo. ....	97
Figura 40 Corrente $I_d$ in funzione del tempo. ....	98
Figura 41 Segnale di corrente in funzione del tempo. ....	100
Figura 42 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	100
Figura 43 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 2.....	101
Figura 44 Tensione $V_d$ in funzione del tempo . ....	102
Figura 45 Corrente $I_d$ in funzione del tempo . ....	103
Figura 46 Segnale di corrente in funzione del tempo. ....	105
Figura 47 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	105
Figura 48 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 3.....	106
Figura 49 Tensione $V_d$ in funzione del tempo . ....	107
Figura 50 Corrente $I_d$ in funzione del tempo . ....	108
Figura 51 Confronto sul diagramma di Bode fra la fdt vera e quella trovata tramite prove. .....	112
Figura 52 Confronto fra $L_d(p)$ di prova e $L_d(p)$ reale sul diagramma di Bode.....	114
Figura 53 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	116
Figura 54 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova di eccitazione.....	117
Figura 55 Corrente di armatura di asse diretto ( $I_d$ ) in funzione del tempo . ....	118
Figura 56 Corrente di eccitazione ( $I_{ecc}$ ) in funzione del tempo . ....	119
Figura 57 Confronto delle $L_d(p)$ con miglior stima dei parametri.....	121
Figura 58 Segnale in corrente per l'individuazione del primo polo della fdt.....	124
Figura 59 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	124
Figura 60 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 1.....	125
Figura 61 Tensione $V_q$ in funzione del tempo. ....	126
Figura 62 Corrente $I_q$ in funzione del tempo. ....	127
Figura 63 Segnale di corrente in funzione del tempo.....	129
Figura 64 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	129
Figura 65 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 2.....	130
Figura 66 Tensione $V_q$ in funzione del tempo . ....	131
Figura 67 Corrente $I_q$ in funzione del tempo . ....	132
Figura 68 Segnale di corrente in funzione del tempo. ....	134
Figura 69 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1. ....	134
Figura 70 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 3.....	135
Figura 71 Tensione $V_q$ in funzione del tempo . ....	136
Figura 72 Corrente $I_q$ in funzione del tempo . ....	137
Figura 73 Confronto sul diagramma di Bode fra la fdt vera e quella trovata tramite prove. .....	140
Figura 74 Confronto fra $L_q(p)$ di prova e $L_q(p)$ reale sul diagramma di Bode.....	142

## Introduzione

*In questa tesi viene effettuata una prova di notevole interesse per quanto riguarda l'identificazione di vari parametri di una macchina sincrona a poli salienti.*

*In alternativa alle classiche prove di identificazione usate per tale macchina, come la prova a vuoto, quella in cortocircuito e la prova a piccolo scorrimento, qua si propone di effettuare un'analisi della risposta in frequenza a macchina ferma, detta Standstill Frequency Responce (SSFR) per ricavare le medesime grandezze in accordo alla normativa CEI EN 60034-4.*

*Al fine poi di eseguire un'unica prova (per asse) che contenga al suo interno tutte le informazioni utili alla successiva elaborazione si è fatto uso della "Tecnica delle funzioni modulanti" che permette di identificare un generico sistema dinamico dati gli ingressi, le uscite corrispondenti e gli istanti di tempo in cui sono campionati.*

*L'obbiettivo di questo elaborato è dunque quello di descrivere accuratamente le modalità di prova, di eseguire la successiva elaborazione dei dati per il calcolo dei parametri di interesse e di confrontare infine i risultati ottenuti con quelli di targa del generatore.*

*Un'ultima nota va fatta appunto sul generatore utilizzato per le varie prove, in quanto non si è lavorato sulla macchina reale, ma su un suo modello in due dimensioni realizzato accuratamente tramite il software Magnet 7.1.1.*

# 1 Teoria e applicazioni delle funzioni modulanti

## 1.1 La tecnica delle funzioni modulanti

L'algoritmo di identificazione basato sulla tecnica delle funzioni modulanti risale all'inizio degli anni '50, quando Shinbrot suggerì di applicare una trasformazione integrale per semplificare l'identificazione dei parametri nei sistemi non lineari di ordine elevato (Shinbrot 1954, 1957).

La tecnica si basa sull'osservazione delle trasformate di Laplace e di Fourier: entrambi i metodi applicano ai segnali una funzione "peso" che decresce esponenzialmente con il tempo. Essenzialmente Shinbrot aggiunse l'ulteriore vincolo che tali funzioni diventassero nulle dopo un intervallo di tempo finito e tutto questo portò al concetto di "funzione modulante".

Quest'idea estremamente semplice trova la sua migliore applicazione nei sistemi lineari e stazionari il cui modello può essere descritto dalla seguente equazione differenziale a parametri costanti:

$$\sum_{i=0}^n a_i y^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^m b_i u^{(i)}(t) \quad m \leq n \quad (1.1)$$

dove:

$a_i, b_i$  : parametri costanti da identificare;

$y(t)$  : segnale di uscita misurato;

$u(t)$  : segnale di ingresso misurato;

$x_{(t)}^{(i)}$  : i-esima derivata del segnale  $x$ .

Nell'approccio di Shinbrot, il primo passo consiste nel moltiplicare ambo i membri dell'equazione (1.1) con la funzione modulante scelta  $\Phi(t-t_k)$  (che Shinbrot chiamò "funzione metodo").

Tali funzioni sono definite analiticamente e godono delle seguenti proprietà:

$$P1) \quad \Phi(t) = \begin{cases} \Phi(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$P2) \quad \frac{d\Phi^{(i)}}{dt^i} \text{ esiste } \forall i \leq n$$

$$P3) \quad \Phi^{(i)}(0) = 0 \quad \Phi^{(i)}(T) = 0 \quad \forall i \leq n$$

Il parametro T è definito come intervallo di modulazione.

Integrando, successivamente, entrambi i membri dell'equazione (1.1), nell'intervallo temporale [0, T] e portando il segno di integrazione all'interno della sommatoria si ottiene:

$$\sum_{i=0}^n a_i \int_0^T \Phi(t) y^{(i)}(t) dt = \sum_{i=0}^m b_i \int_0^T \Phi(t) u^{(i)}(t) dt \quad m \leq n \quad (1.3)$$

Applicando ripetutamente la formula di integrazione per parti e sfruttando le proprietà (P3) delle funzioni modulanti si ottiene:

$$\sum_{i=0}^n a_i (-1)^i \int_0^T \Phi^{(i)}(t) y(t) dt = \sum_{i=0}^m b_i (-1)^i \int_0^T \Phi^{(i)}(t) u(t) dt \quad m \leq n \quad (1.4)$$

Si definiscono i "segnali modulati" nel seguente modo:

$$\begin{aligned} \tilde{y}^{(i)}(T) & \stackrel{\Delta}{=} (-1)^i \int_0^T \Phi^{(i)}(t) y(t) dt \\ \tilde{u}^{(i)}(T) & \stackrel{\Delta}{=} (-1)^i \int_0^T \Phi^{(i)}(t) u(t) dt \end{aligned} \quad (1.5)$$

Inserendo le (1.5) nella (1.4) si ottiene un'equazione algebrica lineare nei parametri incogniti  $\{a_i, b_i\}$ , formalmente equivalente alla (1.1):

$$\sum_{i=0}^n a_i \tilde{y}^{(i)}(T) = \sum_{i=0}^m b_i \tilde{u}^{(i)}(T) \quad m \leq n \quad (1.6)$$

La differenza fondamentale tra le due formulazioni consiste nel fatto che nella (1.6) non compaiono le derivate dei segnali misurati. I segnali modulati sono il risultato di un'operazione di filtraggio ed i parametri  $a_i$  e  $b_i$  possono essere ricavati come soluzione di un sistema algebrico lineare. L'operatore di derivazione viene trasferito dai segnali di ingresso e uscita alla funzione modulante. Il vantaggio è notevole considerando che i segnali  $u(t)$  e  $y(t)$  possono essere corrotti da rumore, mentre la funzione  $\Phi(t)$  può essere calcolata in modo analitico.

Considerando il sistema monico (e quindi  $a_0=1$ ), il numero dei parametri da determinare è  $n+m+1$ . Quindi è necessario avere, al minimo, altrettante equazioni, come la (1.6), linearmente indipendenti.

In presenza di segnali rumorosi, per avere una soluzione più affidabile, è preferibile avere un sistema con molte equazioni che può essere risolto con la pseudoinversa.

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \cdot & \alpha_{1n} & -\beta_{10} & \cdot & -\beta_{1m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \alpha_{k,1} & \cdot & \alpha_{kn} & -\beta_{k1} & \cdot & -\beta_{km} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdot \\ a_n \\ b_0 \\ \cdot \\ b_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_{10} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ -\alpha_{k0} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$Ax = b \quad \Rightarrow \quad x = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (1.8)$$

I possibili metodi per la generazione di un sistema algebrico di equazioni sono illustrati nel paragrafo 1.6.

## 1.2 Evoluzione storica della tecnica

La tecnica è stata introdotta da Shinbrot nel 1954, occorre quindi attendere almeno 10 anni, per trovare una nuova pubblicazione su tale argomento (Loeb e Cahen 1963, 1965). Questi ultimi, sostanzialmente, illustravano di nuovo la tecnica e l'unica differenza con l'articolo di Shinbrot era rappresentata dall'impiego di una diversa funzione modulante.

In particolare Shinbrot propose una  $\Phi(t)$  di tipo trigonometrico:

$$\begin{cases} \text{sen}^n\left(\frac{n\pi t}{T}\right) & t \in [0, T] \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (1.9)$$

Cahen e Loeb suggerirono una funzione polinomiale:

$$\begin{cases} t^n(T-t)^n F(t) & t \in [0, T] \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (1.10)$$

dove  $n$  è il parametro che identifica l'ordine, mentre  $F(t)$  è una funzione derivabile  $n-1$  volte.

Ancora una volta la risposta a questa seconda proposta fu molto limitata. La pubblicazione successiva fu prodotta da Perdrauville e Goodson (1966). Gli autori estesero la tecnica ai sistemi distribuiti: la modulazione veniva eseguita non solo lungo l'asse dei tempi, ma anche lungo le coordinate spaziali. Furono quindi introdotte funzioni modulanti di tipo multi-dimensionale: in pratica si trattava di prodotti di funzioni modulanti "semplici", una per ogni dimensione del dominio.

Seguendo l'approccio di Shinbrot, Perdrauville e Goodson suggerirono l'uso di funzioni modulanti di tipo sinusoidale per le varie funzioni indipendenti. Nello stesso articolo furono analizzate alcune problematiche relative all'applicabilità di tale algoritmo per i sistemi distribuiti, tra cui:

- Effetti della struttura matematica delle equazioni di modello.
- Condizioni di integrabilità.
- Interpolazione polinomiale nelle coordinate spaziali per incrementare la quantità di dati in quelle direzioni in cui, generalmente, sono posti meno sensori.
- Le funzioni modulanti applicano pesi diversi ai segnali.

Il contributo successivo provenne da Takaya (1968), che, in una breve nota, suggerì come funzione modulante l'uso di funzioni di Hermite:

$$\Phi^{(i)} = (-1)^i e^{\frac{\tau}{2}} H_i(\tau) \quad (1.11)$$

con  $H_i(\tau)$  funzione di Hermite di ordine  $i$ -esimo.

Lo stesso autore descrisse il vantaggio di impiegare un insieme di funzioni modulanti ortogonali, il cui uso era stato consigliato in precedenza da Loeb e Cahen (1963, 1965).

Le funzioni modulanti di Hermite sono state poi successivamente riproposte da Jordan in un articolo del 1990.

Bruederle e Weber (1970) pubblicarono un tentativo di confronto tra il metodo delle funzioni modulanti ed il “metodo del filtraggio lineare” (introdotto da Schaufelberger nel 1969).

Basandosi sui risultati delle loro simulazioni, conclusero che i metodi di filtraggio lineare erano migliori, ma il fatto che molti altri autori, in modo esplicito (Lee, 1985; Maletinsky, 1978) ed in modo implicito (Bolgiano e Piovoso, 1968; Fairman and Shen, 1970), dimostrarono che il metodo delle funzioni modulanti è un “metodo di filtraggio lineare”, rende l'articolo poco significativo. Le discrepanze tra i risultati ottenuti sono probabilmente dovute all'uso di caratteristiche diverse per i filtri applicati nei due metodi (ad esempio i tempi caratteristici erano 1s per il filtraggio lineare e 5s per le funzioni modulanti).

Fairman e Shen (1970) proposero l'uso di catene di filtri di Poisson per l'identificazione, prendendo spunto da una breve nota pubblicata da Bolgiano e Piovoso (1968).

La definizione rigorosa di “funzione modulante” richiede che essa assuma un valore nullo all'esterno di un intervallo di ampiezza finita. Le funzioni di Poisson sono definite su un intervallo “semi-aperto”, e quindi, in termini rigorosi, non sono delle funzioni modulanti utilizzabili nel metodo di Shinbrot. Tuttavia, poiché le altre proprietà sono comunque verificate, se si ipotizza che la dinamica del sistema tenda a zero piuttosto velocemente, è ancora possibile utilizzare tali funzioni per ottenere la modulazione dei segnali, a condizione di realizzare ciò tramite una convoluzione. L'approccio tramite filtri di Poisson, probabilmente per la sua affinità con il “metodo del momento”, fu successivamente ripreso di una serie di articoli in cui ne vennero descritte modifiche ed estensioni.

Rao e Sivakumar (1976) e Saha e Rao (1979) applicarono il metodo a sistemi con ritardi incogniti minimizzando una funzione di costo quadratica su una griglia di ritardi distribuita in un intervallo centrato attorno al possibile ritardo del sistema.

Gli stessi autori discussero le estensioni necessarie per gestire condizioni iniziali incognite (Saha e Rao 1981 e 1982a) ed estesero i risultati ai sistemi MIMO (1982b). Inoltre, nei loro articoli, descrissero gli effetti del rumore sul procedimento di identificazione e come i parametri di filtraggio potevano essere scelti in modo ottimale conoscendo le caratteristiche del rumore. Lo stesso Rao, insieme a Palanisamy propose nel 1983 l'impiego delle funzioni di Walsh come funzioni modulanti.

Puchov e Chinayev, nel 1973, in seguito agli articoli di Loeb e Cahen (1963, 1965), descrissero l'applicazione del metodo a sistemi con ritardo incognito. Andando ad approssimare il ritardo con una funzione razionale (approssimanti di Padè) era possibile passare ad un modello lineare e quindi applicare la tecnica di identificazione.

In una serie di tre articoli Eykhoff ed i suoi collaboratori (1979a, 1979b, 1980, 1981), passarono in rassegna un'ampia classe di algoritmi di identificazione, tra cui: il metodo dei minimi quadrati, il metodo di Markov ed il metodo delle funzioni modulanti.

Tutte le tecniche descritte possono essere rappresentate come un operatore integrale applicato ai segnali su un intervallo finito di tempo.

Per i sistemi a tempo continuo tale operatore è:

$$\langle f_i, y \rangle = \int_0^T f_i(t) y(t) dt \quad (1.12)$$

I vari metodi si distinguono in base alla scelta delle funzioni  $f_i$  dette "funzioni template".

Confrontando questa notazione operativa del procedimento di identificazione con il metodo delle funzioni modulanti, ci si accorge che, in quest'ultimo caso, la  $f_i$  è semplicemente una funzione modulante.

Maletinsky, nel 1978 e 1979, pubblicò i risultati delle sue ricerche riguardo all'impiego di funzioni modulanti di tipo "spline". Nei suoi lavori sono presenti anche una serie di

applicazioni sperimentali di tale algoritmo di identificazione, tra cui il controllo di un pendolo doppio e la dinamica della pupilla umana.

Preisig nel 1990 applicò le funzioni spline all'identificazione di modelli atti alla descrizione di dissipatori di calore per reattori industriali

Metzger e Filibert, nel 1982 applicarono le stesse funzioni per costruire un modello per la diagnostica di motori elettrici di piccola potenza. Ancora Preisig suggerì l'uso delle funzioni modulanti di tipo spline come parte di osservatori per la stima delle variabili di stato, nel caso in cui queste non siano direttamente accessibili (Preisig 1990). Lee e Pearson svilupparono la teoria degli insiemi ortogonali di funzioni modulanti che successivamente, correlarono alle tecniche di "Fast Fourier Transformation". Tali tecniche portano allo sviluppo di algoritmi di identificazione molto efficienti (Pearson 1983; Pearson e Wu, 1984; Pearson e Lee, 1985). L'applicazione di quest'approccio all'ingegneria chimica è stato descritto da Co e Ydstie, nel 1990 e dallo stesso Preisig insieme a Rippin nel 1993 (Preisig 1993a,b,c). La versione ricorsiva dell'algoritmo delle funzioni modulanti, per un'identificazione in linea dei parametri è stata illustrata da Balestrino, Landi e Praticizzo (1995). Le ultime applicazioni di tale algoritmo riguardano l'identificazione di sistemi non lineari di tipo bilineare o di tipo Hammerstein. Tali soluzioni sono state proposte in una serie di articoli da Unbehauen e Daniel-Berhe (1998a, 1998b, e 1999). Come funzioni modulanti sono state suggerite quelle di Hartley.

Come conclusione di questa breve rassegna emerge il fatto che il "metodo delle funzioni modulanti" ha una storia piuttosto lunga durante la quale ha subito numerose modifiche, soprattutto per quanto riguarda la scelta della funzione  $\Phi(t)$ . Una rapida rassegna di tali funzioni è riassunta nella tabella 1.1.

Funzione modulante	Intervallo di definizione	Riferimenti
$\Phi_m(t) = \text{sen}^m\left(\frac{m\pi}{T}t\right)$	[0, T]	Shinbrot 1954, 1957 Perdreauville e Goodson 1966
$\Phi_m(t) = t^n(T-t)^n F(t)$	[0, T]	Loeb e Cahen 1963, 1965 Valeur e Moirez 1973
$\Phi_m(t) = \frac{(t-T)^3}{6\lambda^4} e^{-\frac{(t-T)}{\lambda}}$	Non Discusso	Puchov e Chinayev 1973
$\Phi_m(t) = e^{-\frac{r^2}{2}} \frac{H_0\left(t - \frac{T}{2}\right)}{2\pi}$ $H_i = (-1)^n e^{-\frac{r^2}{2}} \frac{d^n e^{-\frac{r^2}{2}}}{2}$	[-T/2 T/2] Con T sufficientemente largo	Takaya 1968
$\Phi_m(t) = a \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \right]$	[0, T]	Bruederle e Weber 1970
$\Phi_m(t) = \left(\frac{T-t}{k!}\right)^k e^{-c(T-t)}$	[0, T] Con T sufficientemente largo	Fairman e Shen 1970 Saha e Rao 1979, 1980, 1982
$\Phi_m(t) = \int_0^{nT} \dots \int_0^{nT} (-1)^j \binom{n}{j} \delta(iT-t) d^n t$	[0, nT]	Maletinsky 1976, 1978 Metzger 1982, 1983 Preisig 1984 Preisig 1988, 1989, 1990
$\Phi_{c,k}(t) = \sum_{i=0}^{(n+1)/2} a_{k,j} \cos(m_k + j\omega_0 t)$ $\Phi_{s,k}(t) = \sum_{i=0}^{n/2} b_{k,j} \text{sen}(m_k + j\omega_0 t)$	[0, T]	Lee 1985 Pearson 1979, 1983, 1984, 1985a,b
$\Phi_m(t) = \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{k}{j} \text{cas}((k+m-j)\omega_0 t)$ $m = 0, \pm 1, \dots \quad \text{cas}(\omega t) = \cos(\omega t) + \sin(\omega t)$	[0, T]	Unbehauen e Daniel-Berhe (1998a, 1998b, e 1999)
$\Phi_m(t) = e^{-\frac{v(t-c)^2}{(t-a)(t-b)}}$	[a, b]	Balestrino, Landi (1996)

**Tab. 1.1** Sommario sull'evoluzione storica della tecnica delle funzioni modulanti.

### 1.3 Identificazione di sistemi non lineari

Il problema dell'identificazione di sistemi non lineari generici, utilizzando la tecnica delle funzioni modulanti, non è di facile soluzione, perché, non potendo effettuare ipotesi sulla struttura delle funzioni da integrare, non è possibile arrivare ad una forma analitica della soluzione. Si considera il seguente sistema:

$$\sum_{i=0}^n a_i(y, \alpha) y^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^m b_i(u, \beta) u^{(i)}(t) \quad m \leq n \quad (1.13)$$

E' sempre possibile applicare la tecnica originale, ma in questo caso è necessario cambiare la struttura del modello da identificare: adesso i coefficienti  $a_i$  e  $b_i$  non sono più costanti, ma funzionali non lineari dipendenti dai parametri  $\alpha$  e  $\beta$ .

Seguendo la procedura di modulazione si eseguono le seguenti operazioni:

Si moltiplicano ambo i membri per la funzione  $\phi(t)$ .

Si integra sull'intervallo temporale  $[0, T]$ .

Si porta il segno di integrazione dentro la sommatoria.

Si ottiene:

$$\sum_{i=0}^n \int_0^T \Phi(t) a_i(y, \alpha) y^{(i)}(t) dt = \sum_{i=0}^m \int_0^T \Phi(t) b_i(u, \beta) u^{(i)}(t) dt \quad (1.14)$$

La chiave della tecnica delle funzioni modulanti consiste nel trasferire l'operazione di derivazione, dai segnali misurati e quindi rumorosi, alle funzioni modulanti (che sono analitiche).

Da un punto di vista matematico, questo "trasferimento" è possibile applicando la regola di integrazione per parti.

Definendo  $\phi(t)$  la "funzione modulante",  $f[x(t)]$ , la non linearità e  $x(t)$  il segnale, gli integrali in questione assumono la forma:

$$I_i = \int_0^T \Phi(t) f_i(x, \theta) x^{(i)}(t) dt \quad (1.15)$$

L'operazione di integrazione per parti è eseguita "i" volte, ed, ogni volta, riduce l'ordine di derivazione del segnale "x(t)" di uno e, nello stesso tempo, incrementa di uno l'ordine di derivazione della funzione modulante.

I termini valutati agli estremi di integrazione sono nulli per la proprietà (P3).

Per trovare i tipi di non linearità ammissibili per la tecnica è necessario esaminare i vari termini.

### Termini di ordine zero

$$I_0 = \int_0^T \Phi(t) f_0(x, \theta) x(t) dt \quad (1.16)$$

Il metodo è applicabile solo se i parametri  $\theta$ , in modo più generale, le funzioni dei parametri possono essere "portate fuori" dall'integrale.

Quindi la  $f_0(x, \theta)$  deve avere la seguente struttura:

$$f_0(x, \theta) = g_0(\theta) h_0(x) \quad (1.17)$$

Non è necessario imporre nessun'altra condizione al funzionale  $f_0(\cdot, \cdot)$ , in particolare  $g_0(\theta)$  può essere un qualsiasi funzionale non lineare.

### Termini del primo ordine

$$I_1 = \int_0^T \Phi(t) f_1(x, \theta) x^{(1)}(t) dt \quad (1.18)$$

In questo caso, devono essere soddisfatte due condizioni: la prima riguarda l'operazione di derivazione che deve essere trasferita dal segnale alla funzione modulante e la seconda

riguarda il fatto che i parametri devono essere separati dal resto dell'espressione e "portati fuori" dal segno di integrale. Quindi:

$$\int_0^T \Phi(t) f_1(x, \theta) x^{(1)}(t) dt = \sum_i g_{1,i}(\theta) \int_0^T \Phi^{(1)}(t) q_{1,i}(x) dt \quad (1.19)$$

Anche in questo caso le due funzioni  $g_{1,i}(\cdot)$  e  $q_{1,i}(\cdot)$  possono essere non lineari.

Dalla (1.17), confrontando il primo membro, una volta che è stato integrato per parti, con il secondo, nel quale sono scambiati i segni di integrazione e di somma, si ottiene:

$$\int_0^T f_1(x, \theta) x^{(1)}(t) dt = \sum_i g_{1,i}(\theta) q_{1,i}(x) \quad (1.20)$$

e

$$f_1(x, \theta) x^{(1)}(t) = \sum_i g_{1,i}(\theta) \frac{dq_{1,i}(x)}{dx} x^{(1)} \quad (1.21a)$$

$$f_1(x, \theta) = \sum_i g_{1,i}(\theta) \frac{dq_{1,i}(x)}{dx} = \sum_i g_{1,i}(\theta) h_{1,i}(x) \quad (1.21b)$$

Dalle relazioni precedenti si deduce la seguente condizione: la funzione  $q_{1,i}(x)$  deve essere differenziabile rispetto alla variabile  $x$ , o, in alternativa, la funzione  $h_{1,i}(x)$  deve essere integrabile rispetto ad  $x$ .

### Termini del secondo ordine

$$I_2 = \int_0^T \Phi(t) f_2(x, \theta) x^{(2)}(t) dt \quad (1.22)$$

Un'analisi di questo integrale dimostra che non è possibile ricavare con ulteriori regole i coefficienti non lineari.

Come è stato evidenziato in questo paragrafo, non è possibile stabilire un insieme di regole che consentano di ricavare in modo analitico un sistema di equazioni per l'identificazione dei parametri.

Nella pratica, l'identificazione di sistemi che presentino delle non linearità viene eseguita facendo delle opportune ipotesi sulla struttura delle funzioni, come, ad esempio, imporre una forma polinomiale. Tale problematica sarà affrontata nel terzo capitolo, dove saranno analizzati i sistemi non lineari di tipo Hammerstein.

## 1.4 Sistemi tempo-varianti

Nel caso si desideri identificare un sistema lineare non stazionario, e quindi con parametri che variano nel tempo, la struttura dell'equazione di partenza è leggermente differente:

$$\sum_{i=0}^n a_i(t)y^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^m b_i(t)u^{(i)}(t) \quad m \leq n \quad (1.23)$$

Applicando la classica procedura, si perviene alla forma “modulata”:

$$\sum_{i=0}^n \int_0^T \Phi(t) a_i(t) y^{(i)}(t) dt = \sum_{i=0}^m \int_0^T \Phi(t) b_i(t) u^{(i)}(t) dt \quad m \leq n \quad (1.24)$$

Successivamente gli integrali della (1.24) sono calcolati analiticamente derivando ripetutamente le funzioni modulanti ed integrando i segnali, fino ad aver spostato completamente l'operazione di derivazione sulle  $\phi$ .

Gli integrali hanno la forma:

$$\int_0^T \Phi(t) f(t) x^{(i)}(t) dt \quad (1.25)$$

Ad esempio per una derivata del secondo ordine l'integrazione per parti risulta:

$$\begin{aligned} \int_0^T \Phi(t)f(t)x^{(2)}(t)dt &= \Phi(t)f(t)x^{(1)}(t)\Big|_0^T - \int_0^T \frac{d}{dt} [\Phi(t)f(t)]x^{(1)}(t)dt = \dots \\ &\dots = \Phi(t)f(t)x^{(1)}(t)\Big|_0^T - \frac{d}{dt} [\Phi(t)f(t)]x(t)\Big|_0^T + \int_0^T \frac{d^2}{dt^2} [\Phi(t)f(t)]x(t)dt \end{aligned} \quad (1.26)$$

La (1.24) in forma compatta può essere scritta come:

$$\int_0^T \Phi(t)f(t)x^{(2)}(t)dt = \int_0^T [\Phi^{(2)}(t)f(t) + 2\Phi^{(1)}(t)f^{(1)}(t) + \Phi(t)f^{(2)}(t)]x(t)dt \quad (1.27)$$

Questa semplificazione è stata possibile in virtù della proprietà (P3) delle funzioni modulanti che elimina tutti i termini valutati agli estremi di integrazione.

In contrasto con il caso in cui i parametri sono costanti, le derivate delle funzioni modulanti sono rimpiazzate dalla derivata del prodotto fra la  $\phi(t)$  e i parametri tempo-varianti.

In funzione della complessità del funzionale  $f(\cdot)$ , la determinazione dei parametri sarà più o meno complessa. In tutti i modi resta sempre la necessità di formare tante equazioni indipendenti quanti sono i parametri.

## 1.5 Proprietà di filtraggio

L'equazione originale (1.1), che descrive il sistema, contiene le derivate del segnale di ingresso e di uscita. Precedentemente erano stati proposti metodi d'identificazione basati sulla conoscenza delle derivate dei segnali, eliminando il problema dell'integrazione. Di fatto però la derivazione amplifica l'effetto del rumore sul segnale e quindi le soluzioni che si trovano sono errate soprattutto per sistemi di ordine elevato. L'introduzione delle funzioni  $\Phi$  è vantaggiosa in quanto non è più necessario usare le derivate di  $u$  e  $y$ , ma è sufficiente conoscere solo le derivate delle  $\Phi$ . L'operazione di integrazione nel tempo che viene compiuta con le funzioni modulanti, equivale a fare la convoluzione fra l'ingresso o l'uscita e la funzione modulante. Questo in frequenza corrisponde a filtrare i segnali  $u(t)$ ,  $y(t)$  e le loro derivate con filtri passa-basso o passa-banda secondo la funzione scelta.

Questo garantisce il fatto che possono essere drasticamente ridotti gli effetti del rumore presenti sui segnali, garantendo all'algoritmo un'elevata robustezza.

## 1.6 Criteri per la generazione del sistema algebrico

Il numero di parametri da identificare nella (1.1) impone il numero minimo di equazioni algebriche linearmente indipendenti che devono essere generate. Il sistema algebrico può essere generato in due modi:

La stessa funzione modulante è shiftata in modo discreto lungo il vettore dei segnali di ingresso e di uscita misurati. La finestra di modulazione è costante. Le varie finestre possono essere sovrapposte oppure no.

Si utilizza un set di funzioni modulanti diverse. Queste vengono applicate sullo stesso intervallo dei segnali di ingresso e di uscita misurati.

Applicando la stessa funzione modulante (primo metodo) si ha il vantaggio di filtrare nello stesso modo tutte le sezioni del vettore dei segnali. Così facendo si ottiene un set di equazioni algebriche omogenee, nel senso che contengono tutte le stesse informazioni frequenziali del processo.

Lo svantaggio di tale metodo è che può essere richiesto una mole elevata di dati per ottenere un numero sufficiente di equazioni.

Con la seconda tecnica tale problema viene eliminato, però utilizzare funzioni diverse significa modulare i segnali con filtri aventi proprietà differenti. Allora ogni equazione algebrica ottenuta potrà avere informazioni frequenziali diverse sul sistema. Solo se il livello di rumore è basso e la minima frequenza di taglio è maggiore della massima frequenza utile del processo, il set di equazioni è omogeneo. Per questo nella pratica la prima scelta è da preferire.

## 1.7 Le funzioni Spline di Maletinsky

### 1.7.1 Definizione

Costituiscono per le loro proprietà filtranti un'importante classe di funzioni modulanti. Sono state introdotte da Maletinsky nella seconda metà degli anni '70 (Maletinsky 1978, 1979) e riprese successivamente da numerosi autori (Preisig e Rippin 1993a,b,c).

Si prenda in considerazione un gruppo costituito da  $n+1$  funzioni modulanti:

$$\Phi_n = \{\Phi_{n,j}\} \quad j = 0,1,\dots,n \quad (1.28)$$

dove il primo indice si riferisce all'ordine della funzione modulante e il secondo alle volte che essa è stata derivata.

Data  $\Phi_{n,0}$ , la  $\Phi_{n,j}$  si ricava facendo:

$$\Phi_{n,j} = \frac{\partial^j \Phi_{n,0}}{\partial t^j} \quad (1.29)$$

Se il gruppo è composto dalle Spline allora si definisce la funzione 'radice':

$$\Phi_{n,n}(t) = \sum_{i=0}^n (-1)^i \binom{n}{i} \delta(i\bar{T} - t) \quad (1.30)$$

dove

$n$  : ordine dell'insieme di funzioni modulanti (parametro 1).

$\bar{T}$  : tempo caratteristico (parametro 2).

$\delta(\cdot)$  : delta di Dirac.

$T = n\bar{T}$  : finestra di modulazione.

Le altre funzioni del gruppo si ottengono per successive integrazioni, vale a dire:

$$\Phi_{n,j}(t) = \int_0^{n\bar{T}} \dots \int_0^{n\bar{T}} \Phi_{n,n}(t) dt^k \quad k = 0, 1, \dots, n \quad t \in [0, n\bar{T}] \quad (1.30)$$

Uno dei principali vantaggi di questa classe di funzioni modulanti è che il  $j$ -esimo membro del gruppo,  $\Phi_{n,j}$ , può essere espresso con una relazione analitica del tutto generale che dipende esclusivamente da  $j$  e  $\bar{T}$  ed  $n$ . Questo permette una semplice implementazione, senza dovere ricorrere ad integrazioni o derivazioni simboliche. L'espressione analitica di tali funzioni, formulata da Maletinsky (1978) e Preisig (1993b) è:

$$\Phi_{n,i}(T-t) = \begin{cases} \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{n}{j} g(jT-t) & i = 0, 1, \dots, n-1 \\ \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{n}{j} \delta(jT-t) & i = n \end{cases} \quad (1.31)$$

dove:

$$g_{ji}(jT-t) = \begin{cases} \frac{(jT-t)^{n-i-1}}{(n-i-1)!} & t \in [jT, nT] \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (1.32)$$

Come è stato evidenziato, questo particolare tipo di funzione ha due parametri: l'ordine ed il tempo caratteristico. L'ordine è direttamente legato all'ordine del sistema da identificare. I criteri di scelta di tali parametri sono illustrati nel paragrafo 1.7.3.

In Figura 1 è riportato come esempio il gruppo di spline di 6° ordine.

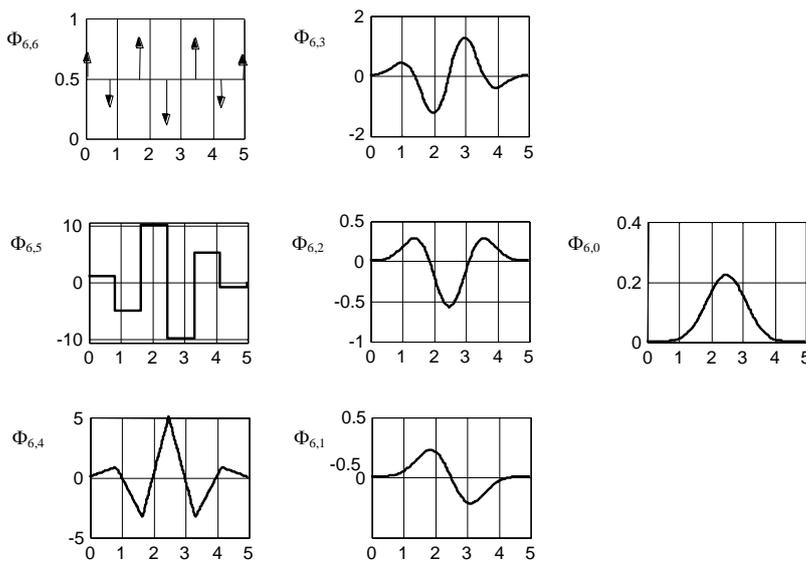
Confrontando la "forma" delle funzioni modulanti con quelle proposte da altri autori (ad esempio Loeb e Cahan, 1965; Lee, 1985) si possono ritrovare le stesse caratteristiche qualitative.

La funzione modulante è simmetrica rispetto al centro dell'intervallo. La prima derivata ha di conseguenza due punti critici: un massimo (positivo) ed un minimo (negativo) che dividono l'intervallo in parti uguali.

Uno degli aspetti della simmetria è che l'operazione di filtraggio (che generalmente è implicata da una convoluzione), si riduce all'integrazione pesata su un intervallo.

Anche l'implementazione delle funzioni è piuttosto semplice, infatti, è possibile ricavare una espressione analitica per tutti i membri di un gruppo.

Esistono alcune funzioni modulanti che hanno un aspetto sostanzialmente diverso da queste, ma presentano diversi problemi: ad esempio le funzioni di Poisson non sono simmetriche e non sono finite, e per questo motivo il metodo soffre di problemi di troncamento (infatti è necessario stabilire un istante di tempo in cui troncarsi senza perdita di informazione).



**Figura 1 Gruppo di funzioni spline del 6° ordine.**

## 1.7.2 Proprietà delle funzioni spline

Poichè le funzioni modulanti lavorano su segnali derivanti da misure, e quindi affetti da rumore, le loro proprietà, in particolare quelle di filtraggio, sono estremamente importanti.

In ogni sottointervallo  $[iT, (i-1)T]$  per  $i=0, 1, 2, \dots, n-1$  le funzioni sono polinomi d'ordine  $n-1$ . Tutti i membri di un gruppo, tranne quello di ordine più elevato, sono funzioni continue.

Si comportano come dei filtri passa basso.

Questa proprietà è messa bene in evidenza dai diagrammi di Bode. Quello relativo all'ampiezza della funzione modulante è riportato in Figura 2. Per ricavarlo conviene considerare le funzioni  $\Phi$  traslate nel tempo, di modo che la funzione sia simmetrica rispetto al centro dell'intervallo in cui è definita:

$$\Phi_{n,n}(\hat{t}) = \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{n}{j} \delta\left(\hat{t} + \frac{nT}{2} - jT\right) \quad (1.33)$$

La trasformata di Fourier di tale funzione è:

$$\Phi_{n,n}(\hat{\omega}) = \sum_{j=0}^n (-1)^j \binom{n}{j} e^{-\left(\frac{n}{2}-j\right)i\omega} \quad (1.34)$$

dove  $i$  rappresenta l'unità immaginaria. L'equazione (1.22) risulta semplificata se si considerano due casi:

$n$  dispari

Poiché  $\binom{n}{j} = \binom{n}{n-j}$  e gli addendi della sommatoria sono in numero pari, ogni coppia d'indice  $[j, n-j]$  ha modulo e fase opposti e quindi:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{n,n}(\omega) &= \sum_{j=0}^{(n-1)/2} (-1)^j \binom{n}{j} (e^{-\frac{n}{2}-j}i\omega} - e^{\frac{n}{2}-j}i\omega}) = \\
 &= -2i \sum_{j=0}^{(n-1)/2} (-1)^j \binom{n}{j} \sin\left(\left(\frac{n}{2}-j\right)\omega\right)
 \end{aligned} \tag{1.35}$$

$n$  pari

ogni coppia di indice  $[j, n-j]$  ha modulo uguale e fase opposta, inoltre c'è il termine di mezzo che ha fase nulla, cioè:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{n,n}(\omega) &= \sum_{j=0}^{(n/2)-1} (-1)^j \binom{n}{j} (e^{-\frac{n}{2}-j}i\omega} + e^{\frac{n}{2}-j}i\omega}) + (-1)^{n/2} \binom{n}{n/2} = \\
 &= 2 \sum_{j=0}^{(n/2)-1} (-1)^j \binom{n}{j} \cos\left(\left(\frac{n}{2}-j\right)\omega\right) + (-1)^{n/2} \binom{n}{n/2}
 \end{aligned} \tag{1.36}$$

Le trasformate di Fourier delle altre funzioni di ordine inferiore, essendo gli integrali di quella di ordine maggiore, si calcolano semplicemente da:

$$\Phi_{n,n-k}(\omega) = \frac{\Phi_{n,n}}{(i\omega)^k} \tag{1.37}$$

I diagrammi di Bode presentano quattro caratteristiche fondamentali:

Il comportamento asintotico per piccole  $\omega$  è:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{d \log |\Phi_{n,j}(\omega)|}{d \log(\omega)} = j \tag{1.38}$$

L'ampiezza massima della funzione  $\Phi_{n,n}$  si verifica per

$$\omega_{\max} = \frac{2k}{\pi} \tag{1.39}$$

Il valore massimo in corrispondenza di  $\omega_{\max}$  è:

$$|\Phi_{n,n}(\omega_{\max})| = 2^n \quad (1.40)$$

Il comportamento asintotico degli involuipi per alte frequenze è:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \text{dell'involuppo di } |\Phi_{n,n-k}(\omega)| = -k \quad (1.41)$$

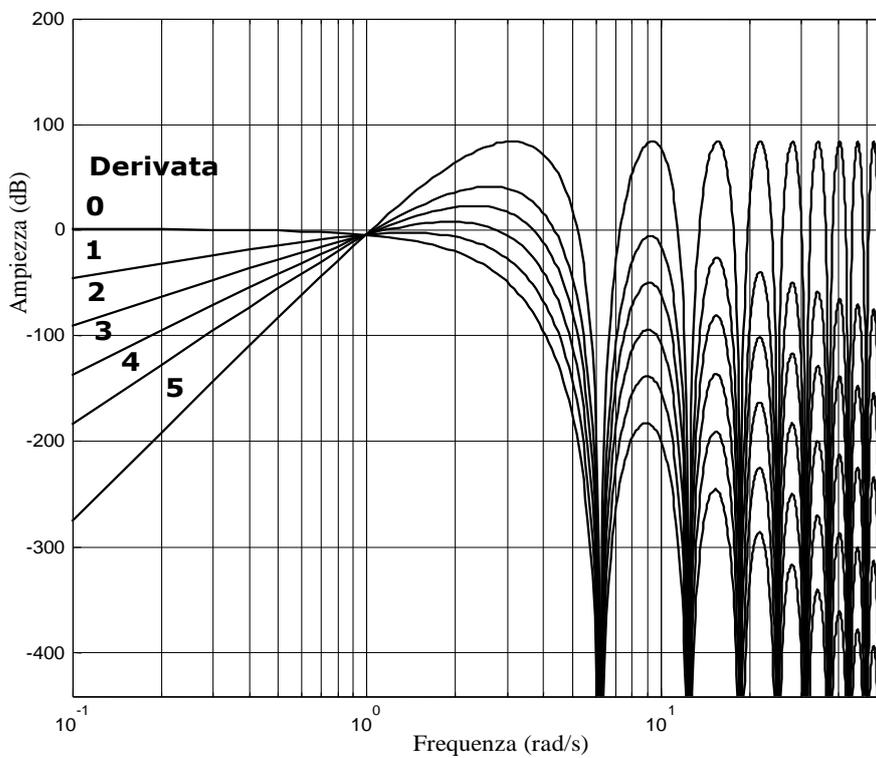


Figura 2 Diagramma di Bode dell'ampiezza delle funzioni spline per  $n=7$ .

### 1.7.3 Criteri di scelta dei parametri nelle funzioni modulanti

Nell'implementazione delle spline come funzioni modulanti occorre definire i seguenti parametri:

Ordine  $n$ .

Tempo caratteristico  $\bar{T}$ .

Tempo di sovrapposizione  $\Delta T$ .

#### Ordine $n$

Se il sistema da identificare è di ordine  $q$ , per come sono costruite le spline, occorre scegliere l'ordine delle funzioni modulanti almeno come  $q$ . Infatti  $\Phi_{q,0}$  risulta in questo caso derivabile  $q$  volte, ed è così possibile scrivere il sistema di equazioni in conformità con la (1.7). C'è comunque da considerare che il metodo proposto è implementato con un qualsiasi algoritmo di integrazione numerica. Tali algoritmi non danno un risultato corretto se la funzione da integrare è discontinua. Infatti se ad esempio si integra la funzione di Figura 3, il cui valore passa da  $+a$  a  $-a$  per  $t=t_0$ , il valore dell'integrale dipende dalla posizione di  $t_0$ . Con un generico algoritmo d'integrazione (ad esempio la regola dei trapezi), poiché il passo d'integrazione è fisso, il risultato dell'integrale è sempre nullo qualunque sia  $t_0$ . Questo può causare un errore notevole nel calcolo, per cui è necessario che la funzione integranda sia sempre continua.

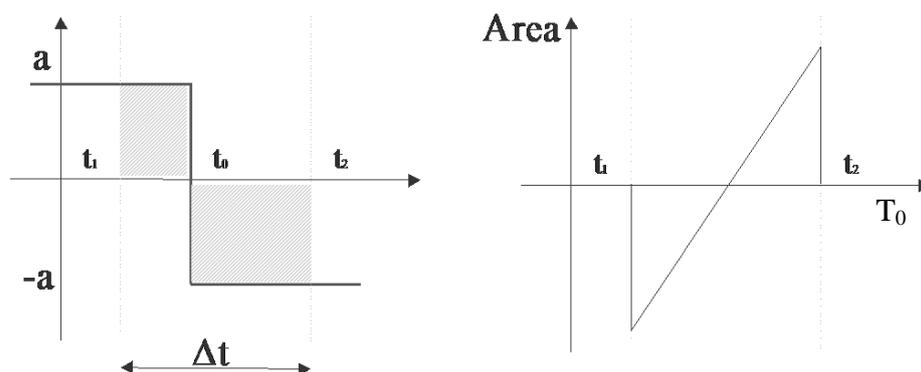


Figura 3 Una funzione discontinua e il valore del suo integrale.

Per questo motivo l'ordine della  $\Phi$  è scelto almeno due volte più grande dell'ordine del sistema cioè  $n \geq q+2$ . In questo modo sono escluse dalla scelta delle funzioni modulanti le  $\Phi_{n,n}$  e  $\Phi_{n,n-1}$  che sono discontinue poiché rappresentano rispettivamente una sequenza di delta di Dirac e un'onda simile a quella rettangolare.

### **Tempo caratteristico $\bar{T}$**

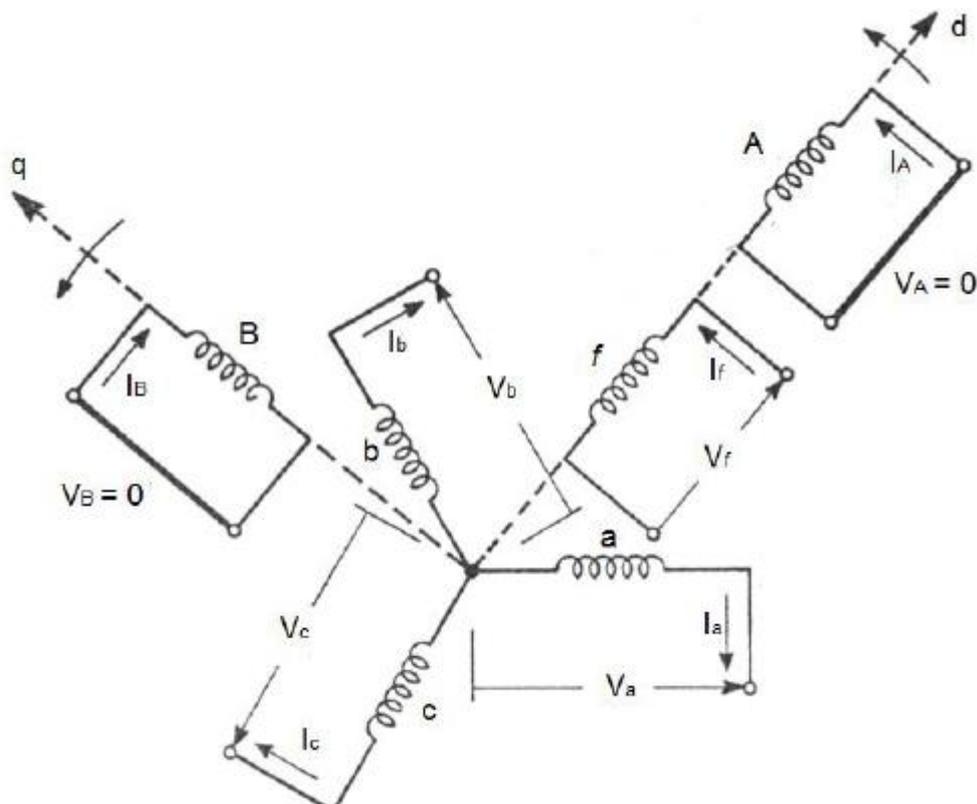
Le proprietà filtranti dipendono dalla scelta di questo parametro. Infatti le funzioni modulanti sopprimono le frequenze superiori a  $1/\bar{T}$ . Per questo la scelta di  $\bar{T}$  deve essere un compromesso fra l'eliminazione di componenti stocastiche di disturbo e il passaggio di frequenze significative per il processo da identificare. Una buona regola pratica sarebbe quella di fissare  $\bar{T}$  uguale alla costante di tempo dominante del sistema. Una volta stabiliti  $n$  e  $\bar{T}$  è di conseguenza definita la finestra di modulazione  $T = n\bar{T}$ .

### **Tempo di sovrapposizione $\Delta T$**

Tale parametro determina di quanto sono sovrapposte le varie finestre di integrazione; ad esempio scegliendo  $\Delta T = \bar{T}/2$  ogni finestra di integrazione risulta sovrapposta: la prima metà con la finestra precedente e la seconda metà con la finestra successiva. Il teorema del campionamento di Shannon suggerisce di scegliere  $\Delta T$  al massimo uguale a  $\bar{T}/2$ , poiché le componenti a frequenza maggiore di  $1/\bar{T}$  sono totalmente eliminate dal filtraggio.

## 2 Modello di una macchina sincrona a poli salienti

La Figura 4 si riferisce in modo molto schematico ad una macchina sincrona con tre circuiti di fase distribuiti sullo statore di indici  $a, b, c$ , e il circuito di campo (o di eccitazione) di indice  $f$ , che è un circuito in corrente continua sul rotore. È possibile associare a ciascun circuito un asse orientato secondo il quale tale circuito agisce magneticamente (assi magnetici delle fasi  $a, b, c$ ), mentre il circuito di campo agisce naturalmente secondo l'asse polare o asse diretto, o asse  $d$ . L'asse interpolare, in anticipo di  $90^\circ$  elettrici rispetto all'asse diretto nella direzione del moto, viene invece denominato asse in quadratura, o asse  $q$ .

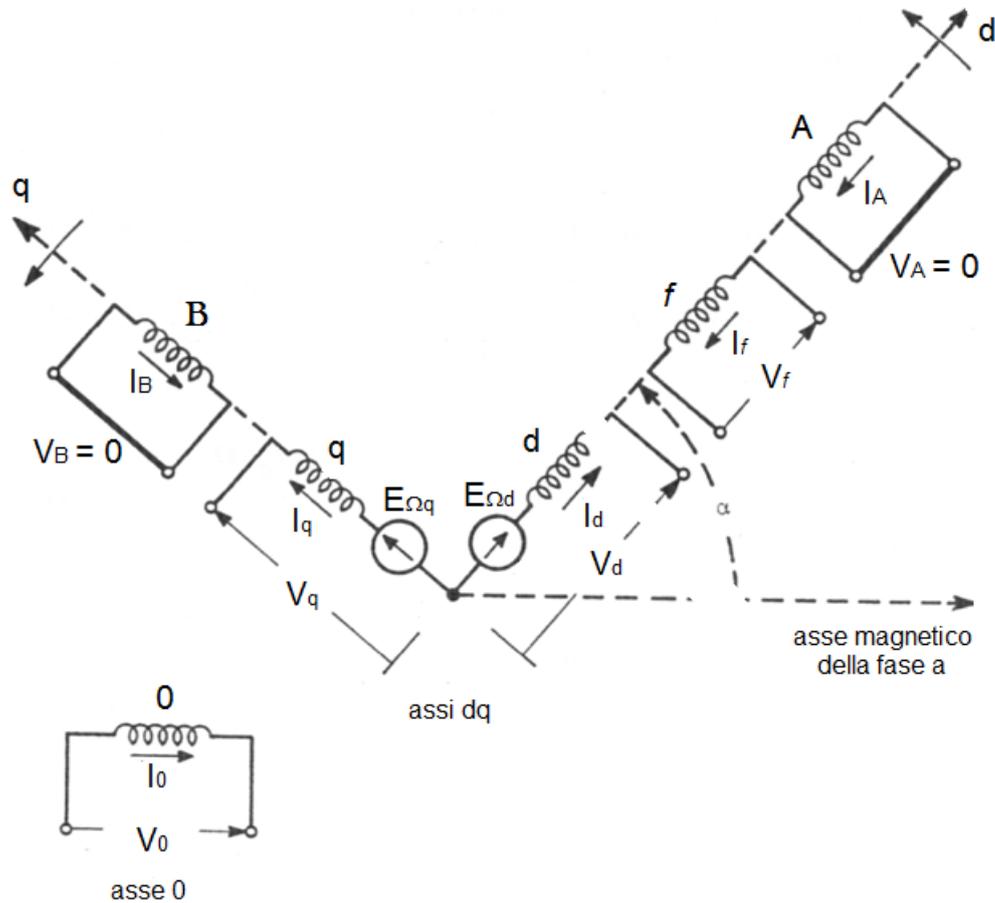


**Figura 4** Rappresentazione schematica di una macchina sincrona.

Si ipotizza inoltre che sul rotore siano presenti altri due circuiti chiusi in cortocircuito: il primo, di indice  $A$ , agente magneticamente secondo l'asse  $d$  come il circuito di campo, il secondo, di indice  $B$ , secondo l'asse  $q$ . Questi circuiti addizionali si possono considerare

equivalenti alle gabbie smorzatrici o ad altri circuiti, smorzatori, presenti nella massa del rotore quando esso sia massiccio.

È noto dalla teoria di Park, che la macchina in esame può essere schematizzata con tre circuiti sull'asse d (di eccitazione, di statore e smorzatore) due sull'asse q (di statore e di smorzamento) e uno sull'asse O, secondo una rappresentazione riportata in Figura 5.



**Figura 5** Rappresentazione schematica della macchina sincrona secondo il modello di Park.

Alle rappresentazione schematica riportata sopra corrispondono quindi i seguenti tre circuiti equivalenti.

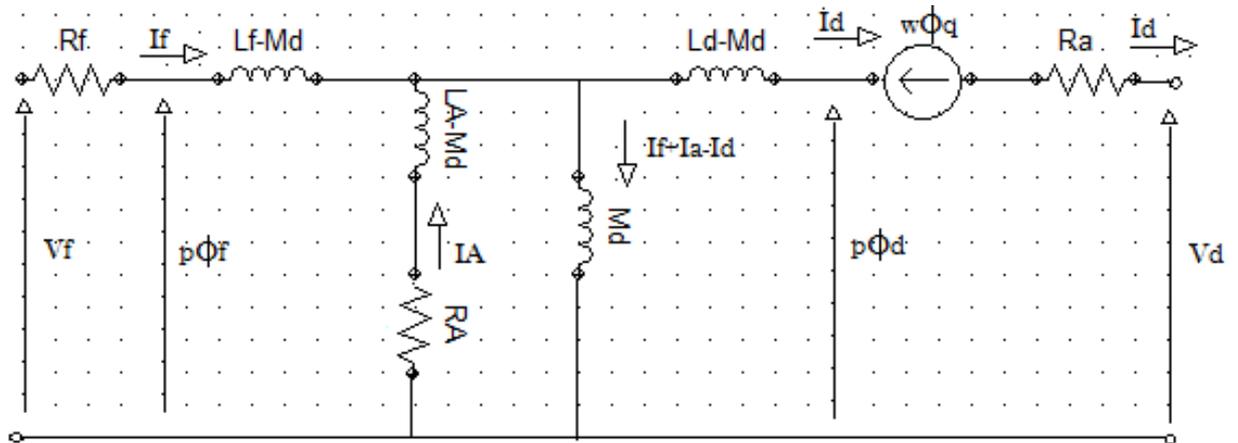


Figura 6 Circuito equivalente secondo l'asse diretto.

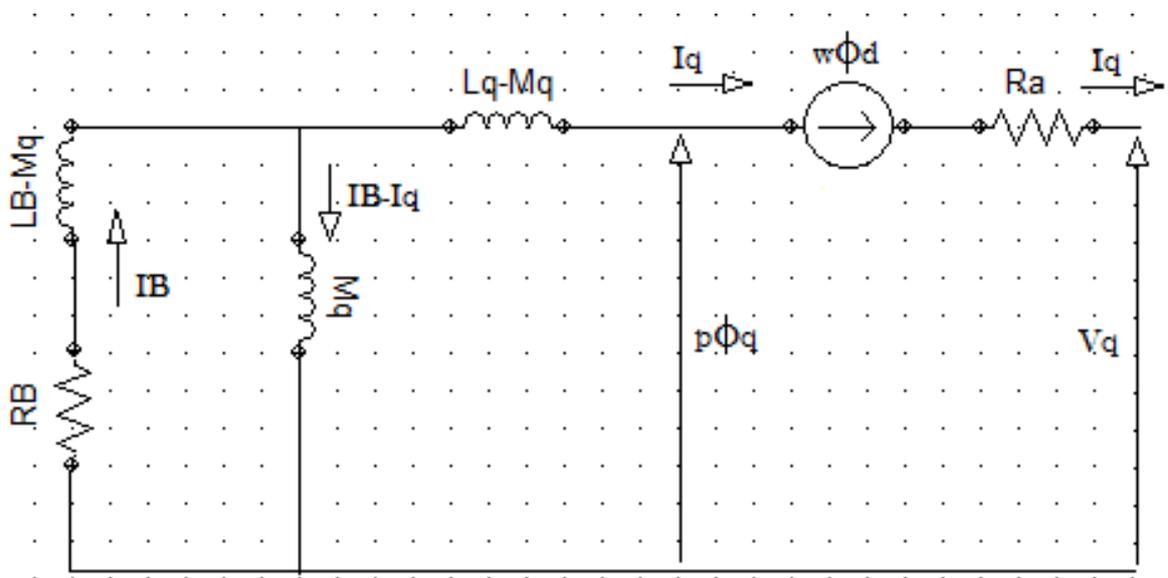
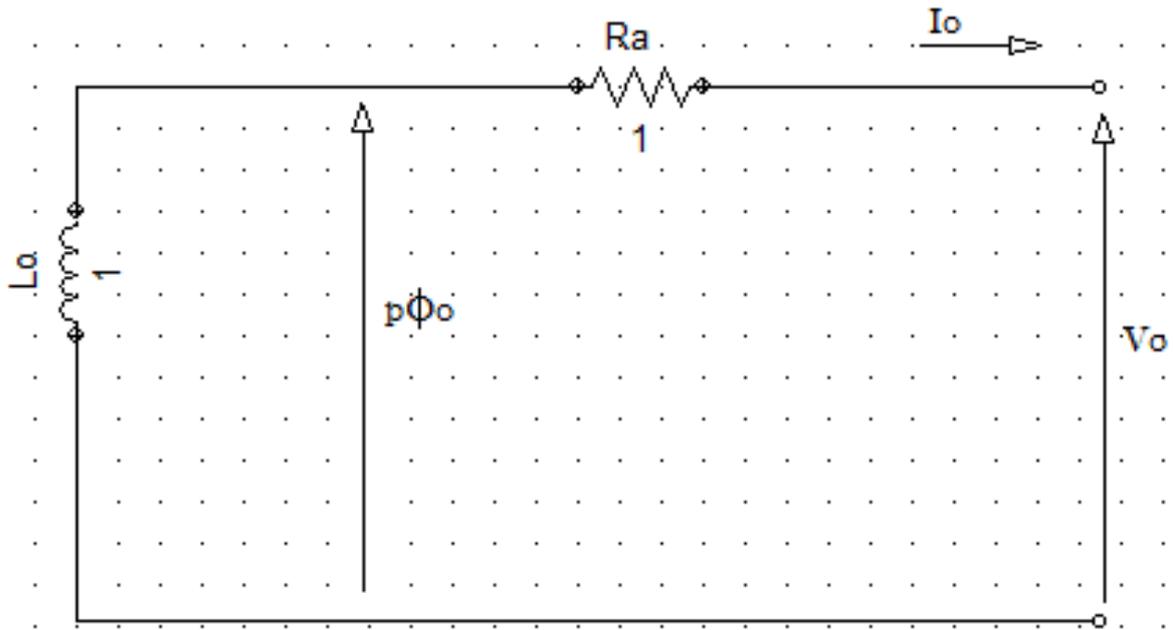


Figura 7 Circuito equivalente secondo l'asse di quadratura.



**Figura 8** Circuito equivalente secondo l'asse omopolare.

Le equazioni di macchina sono:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d(p)} = R_a I_{d(p)} + p\Phi_{d(p)} - \omega \Phi_{q(p)} \\ V_{q(p)} = R_a I_{q(p)} + p\Phi_{q(p)} + \omega \Phi_{d(p)} \\ V_{f(p)} = R_f I_{f(p)} + p\Phi_{f(p)} \\ 0 = R_A I_{A(p)} + p\Phi_{A(p)} \\ 0 = R_B I_{B(p)} + p\Phi_{B(p)} \\ V_0(p) = R_0 I_{0(p)} + L_0 p I_{0(p)} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Elaborando le equazioni per i circuiti statorici si ottengono le seguenti espressioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d(p)} = R_a I_{d(p)} + p\Phi_{d(p)} - \omega \Phi_{q(p)} \\ \Phi_{d(p)} = L_{d(p)} I_{d(p)} + G_{(p)} V_{f(p)} \\ V_{q(p)} = R_a I_{q(p)} + p\Phi_{q(p)} + \omega \Phi_{d(p)} \\ \Phi_{q(p)} = L_{q(p)} I_{q(p)} \\ V_{0(p)} = R_0 i_{0(p)} + L_0 p I_{0(p)} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

In cui sono state introdotte le funzioni di trasferimento operazionali:

$$\left\{ \begin{array}{l} Ld(p) = Ld \frac{(1+pTd')(1+pTd'')}{(1+pTd'o')(1+pTd'o'')} \\ Lq(p) = Lq \frac{(1+pTq'')}{(1+pTq'o'')} \\ G(p) = \frac{Md}{Rf} \frac{1}{1+pTd'o'} \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Sono poi di particolare interesse per questa tesi le seguenti equazioni, ricavabili dalle 2.2 e dalle 2.3 ponendo  $\omega=0$  e mettendoci quindi in una condizione di macchina ferma o “*machine at standstill*” come è definita dalla normativa tecnica analizzata nel dettaglio nel capitolo 4.

Per quanto riguarda l’asse diretto:

$$V_d = \left[ r_a + \frac{P}{\omega_0} X_d(p) \right] i_d + p G(p) v_f, \quad (2.4)$$

$$V_f = \left[ r_f + \frac{P}{\omega_0} X_f(p) \right] i_f + \frac{P}{\omega_0} X_{md} i_d. \quad (2.5)$$

Per l’asse di quadratura invece:

$$V_q = \left[ r_a + \frac{P}{\omega_0} X_q(p) \right] i_q. \quad (2.6)$$

Ponendo adesso  $V_f=0$  (si mette in cortocircuito l’avvolgimento di eccitazione della macchina) si ricava per entrambi gli assi che il rapporto fra corrente e tensione dà origine ad una particolare ammettenza operazionale

$$Y_{d,q}(p) = \frac{i_{d,q}(p)}{V_{d,q}(p)}. \quad (2.7)$$

Sviluppando i termini di tale ammettenza secondo le equazioni 2.3, 2.4, 2.5 e 2.6 si ottiene:

(2.8)

$$Y_{d,q}(p) = \frac{1 + p(T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0}) + p^2 T'_{d0,q0} T''_{d0,q0}}{r_a + p(r_a(T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0}) + \frac{x_{d,q}}{\omega_0}) + p^2(r_a T'_{d0,q0} T''_{d0,q0} + \frac{x_{d,q}}{\omega_0}(T'_{d,q} + T''_{d,q})) + p^3 \frac{x_d}{\omega_0} T'_{d,q} T''_{d,q}}$$

C'è da fare una precisazione per quanto riguarda l'asse di quadratura, in quanto nella 2.8 si è considerato il caso più generale in cui sono presenti anche i termini transitori  $T_q'$  e  $T_{q0}''$ , che si riferisce ad una macchina a rotore massiccio e quindi non laminato.

Se la macchina in analisi non dovesse presentare un rotore massiccio basterà solamente porre uguali a zero tali termini nella 2.8, per ottenere la più appropriata espressione dell'ammettenza  $Y_q$ .

La 2.8 può anche essere riscritta nella seguente forma:

$$H_{d,q}(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3} \quad (2.9)$$

dove i coefficienti della funzione di trasferimento operativa valgono:

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{r_a}, \\ b_1 &= \frac{T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0}}{r_a}, \\ b_2 &= \frac{T'_{d0,q0} T''_{d0,q0}}{r_a}, \\ a_1 &= T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0} + \frac{x_{d,q}}{\omega_0 r_a}, \\ a_2 &= \frac{x_{d,q}}{\omega_0 r_a} (T'_{d,q} + T''_{d,q}) + T'_{d0,q0} T''_{d0,q0}, \\ a_3 &= \frac{x_{d,q}}{\omega_0 r_a} T'_{d,q} T''_{d,q}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Infine ponendo  $V_d=0$  si trova un'altra equazione utile per le prove di risposta in frequenza

$$pG(p) = \frac{I_f(p)}{I_d(p)} = \frac{pMd}{R_f} \frac{1}{1+Td o'}. \quad (2.11)$$

Si definiscono di seguito le costanti di tempo viste finora nelle varie formule:

$T_d'$  è la costante di tempo transitoria diretta in corto circuito, definita come il tempo necessario affinché la componente lentamente smorzata della corrente di corto circuito di armatura secondo l'asse diretto scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$T_d''$  è la costante di tempo subtransitoria diretta in corto circuito, definita come il tempo necessario affinché la componente rapidamente smorzata, presente durante i primi cicli, della corrente di corto circuito di armatura secondo l'asse diretto scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$T_{d0}'$  è definita come il tempo necessario affinché la componente lentamente smorzata della tensione di armatura a circuito aperto, dovuta al flusso secondo l'asse diretto, scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale. Si può determinare attraverso la prova di decremento della corrente di eccitazione con l'avvolgimento di armatura aperto.

$T_{d0}''$  è definita come il tempo necessario affinché la componente rapidamente smorzata della tensione di armatura a circuito aperto, dovuta al flusso secondo l'asse diretto, scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$T_q''$  è la costante di tempo subtransitoria in quadratura in corto circuito, definita come il tempo necessario affinché la componente rapidamente smorzata, presente durante i primi cicli, della corrente di corto circuito di armatura secondo l'asse in quadratura scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$T_{q0}''$  è la costante di tempo subtransitoria in quadratura a vuoto ed è definita come il tempo necessario affinché la componente rapidamente smorzata della tensione di armatura a circuito aperto ( $I_q = 0$ ), dovuta al flusso secondo l'asse in quadratura, scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

Oltre alle costanti di tempo, dalle induttanze operazionali d'asse diretto e d'asse in quadratura derivano le induttanze (reattanze) sincrone, transitorie e sub transitorie.

$L_d$  è l'induttanza sincrona di asse diretto, definita come il guadagno statico della  $L_d(p)$ :

$$L_d = \lim_{p \rightarrow 0} L_d(p) \quad (2.12)$$

La reattanza sincrona,  $X_d = \omega L_d$ , in base alla [2.12], è definita anche come il rapporto tra il valore, in regime permanente, della componente alternata fondamentale della tensione di armatura, che è prodotta dal flusso di armatura totale secondo l'asse diretto, dovuto alla corrente di armatura secondo l'asse diretto, e il valore della componente alternata fondamentale di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$L_d''$  è l'induttanza subtransitoria di asse diretto, definita come il guadagno della  $L_d(p)$  quando  $p$  tende all'infinito:

$$L_d'' = \lim_{p \rightarrow \infty} L_d(p) = L_d \frac{T_d' T_d''}{T_{d0}' T_{d0}''} \quad (2.13)$$

La reattanza subtransitoria diretta  $X_d'' = \omega L_d''$  è definita in [2.13] anche come il rapporto tra il valore iniziale di una variazione istantanea della componente alternata fondamentale della tensione di armatura, che è prodotta dal flusso di armatura totale secondo l'asse diretto, e il valore della simultanea variazione della componente alternata fondamentale della corrente di armatura secondo l'asse diretto, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$L_d'$  è l'induttanza transitoria di asse diretto definita come il guadagno intermedio della  $L_d(p)$  ossia tra quello statico e quello per  $p$  tendente all'infinito:

$$L_d' = L_d \frac{T_d'}{T_{d0}'} \quad (2.14)$$

La reattanza transitoria diretta  $X_d' = \omega L_d'$  è anche definita in [2.14] come il rapporto tra il valore iniziale di una variazione istantanea della componente alternata fondamentale della tensione di armatura, che è prodotta dal flusso di armatura totale secondo l'asse diretto, e il valore della simultanea variazione della componente alternata fondamentale della corrente di armatura secondo l'asse diretto, con la macchina funzionante a velocità nominale, essendo trascurate le componenti a decremento rapido dei primi cicli.

$L_q$  è l'induttanza sincrona di asse di quadratura, definita come il guadagno statico della  $L_q(p)$ :

$$L_q = \lim_{p \rightarrow 0} L_q(p) \quad (2.15)$$

La reattanza sincrona di asse in quadratura  $X_q = \omega L_q$  è definita come il rapporto tra il valore, in regime permanente, della componente alternata fondamentale della tensione di armatura, che è prodotta dal flusso di armatura totale secondo l'asse in quadratura, dovuto alla corrente di armatura secondo l'asse in quadratura, e il valore della componente alternata fondamentale di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale. La componente non satura si può determinare attraverso la prova di scorrimento.

$L_q''$  è l'induttanza sub transitoria di asse in quadratura, definita come il guadagno della  $L_q(p)$  quando  $p$  tende all'infinito:

$$L_q'' = \lim_{p \rightarrow \infty} L_q(p) = L_q \frac{T_q''}{T_{q0}} \quad (2.16)$$

La reattanza subtransitoria di asse di quadratura  $X_q'' = \omega L_q''$  è definita, in base alla [2.16], come il rapporto tra il valore iniziale di una variazione istantanea della componente alternata fondamentale della tensione di armatura, che è prodotta dal flusso di armatura totale secondo l'asse in quadratura, e il valore della simultanea variazione della componente alternata fondamentale della corrente di armatura secondo l'asse in quadratura, con la macchina funzionante a velocità nominale.

Ulteriori parametri completano la descrizione della macchina sincrona.

$X_p$  La reattanza di Poitier rappresenta la reattanza equivalente utilizzata in sostituzione della reattanza di dispersione di armatura per calcolare la corrente di eccitazione a carico mediante il metodo di Potier. Essa tiene conto anche della dispersione supplementare dell'avvolgimento di campo a carico in regime di sovraeccitazione ed è perciò maggiore del valore reale della reattanza di dispersione di armatura.

$T_a$  è la costante di tempo di armatura in corto circuito è definita come il tempo necessario affinché la componente continua aperiodica presente nella corrente di corto circuito di armatura scenda a 0.368 del suo valore iniziale in seguito ad una brusca variazione delle condizioni di funzionamento, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$X_0$  la reattanza di sequenza zero è definita come il rapporto tra la componente fondamentale reattiva della tensione di armatura di sequenza zero, dovuta alla corrente di armatura sinusoidale di sequenza zero a frequenza nominale, e il valore della componente fondamentale di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$R_0$  La resistenza di sequenza zero è definita come il rapporto tra la componente fondamentale attiva della tensione di armatura di sequenza zero, dovuta alla corrente di armatura sinusoidale di sequenza zero a frequenza nominale, e il valore della componente fondamentale di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$R_2$  la resistenza di sequenza negativa è definita come il rapporto tra la componente fondamentale attiva della tensione di armatura di sequenza negativa, dovuta alla corrente di armatura sinusoidale di sequenza negativa a frequenza nominale, e il valore di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$X_2$  La reattanza di sequenza negativa è definita come il rapporto tra la componente fondamentale reattiva della tensione di armatura di sequenza negativa, dovuta alla corrente di armatura sinusoidale di sequenza negativa a frequenza nominale, e il valore di questa corrente, con la macchina funzionante a velocità nominale.

$I_{ecc\_nom}$  è la corrente di eccitazione nominale definita come la corrente nell'avvolgimento di eccitazione quando la macchina funziona alla tensione, corrente, fattore di potenza e velocità nominali.

$T_J$  è il tempo di avviamento, definito come il tempo necessario per portare le parti rotanti della macchina sincrona dalle condizioni di riposo alla velocità nominale, con coppia di accelerazione costante e pari al rapporto tra la potenza attiva nominale (potenza resa) e la velocità angolare nominale.

$H$  è la costante di inerzia definita come il rapporto tra l'energia cinetica accumulata nel rotore quando ruota alla velocità nominale e la potenza apparente nominale.

### 3 Descrizione del modello 2D realizzato con il software Magnet

Il modello realizzato tramite software ha lo scopo di riprodurre la geometria, i materiali ed il funzionamento elettromagnetico e meccanico di una macchina sincrona a poli salienti realmente esistente con i seguenti dati di targa.

#### 3.1 Dati di targa

Potenza nominale	$S_n$	13080 kVA
Tensione nominale	$U_n$	8400 V
Corrente nominale	$I_n$	899 A
Fattore di potenza nominale	$\cos\varphi_n$	0.86
Numero di fasi	$N_f$	3
Numero di cave	$N_s$	360
Numero di poli	$2p$	48
Momento di inerzia	$J$	377 tm <sup>2</sup>
Frequenza nominale	$f$	50 Hz
Velocità nominale	$\Omega_{mn}$	125 rpm
Overspeed		330 rpm
Classe di isolamento		F
Temperature rise		B

**Tab. 3.1** Dati di targa del generatore.

#### 3.2 Grandezze nominali

Tutte le grandezze e le caratteristiche sono indicate in valore relativo (per unità) considerando i valori nominali della tensione ( $U_n$ ) e della potenza apparente ( $S_n$ ) come valori fondamentali di base. Le altre grandezze di riferimento sono:

$$\begin{aligned}
 \text{Corrente nominale} & \quad I_n = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_n} \\
 \text{Impedenza nominale} & \quad Z_n = \frac{U_n}{\sqrt{3}I_n} \\
 \text{Pulsazione nominale} & \quad \omega_n = \frac{2\pi}{60} \Omega_{mn} p \quad (3.1) \\
 \text{Flusso nominale} & \quad \Phi_n = \frac{U_n}{\omega_n} \\
 \text{Induttanza nominale} & \quad L_n = \frac{Z_n}{\omega_n} \\
 \text{Coppia nominale} & \quad T_n = \frac{S_n}{\omega_n}
 \end{aligned}$$

Nella Tab. 3.2 sono riportati i valori di riferimento per il generatore in esame.

Tensione nominale	8400 V
Potenza nominale	13080 kVA
Corrente nominale	899 A
Pulsazione nominale	314 rad/s
Impedenza nominale	5.39 Ohm
Induttanza nominale	17 mH
Flusso nominale	26.74 Wb
Coppia nominale	41635 Nm

**Tab. 3.2** Parametri nominali.

### 3.3 Parametri geometrici della macchina

In questo paragrafo sono descritti i seguenti componenti del generatore:

- statore
- cava di statore
- rotore
- gabbia smorzatrice

Attraverso tale descrizione si potrà quindi realizzare un modello della macchina tramite software.

#### 3.3.1 Statore

In Figura 9 è riportata la sezione trasversale e longitudinale del pacco statorico. Per facilitare il raffreddamento il pacco statorico è suddiviso in 19 parti di altezza ( $\delta_{pl}$ ) separati dai canali di raffreddamento di spessore ( $\delta_{sp}$ ). Ai fini del calcolo elettromagnetico l'altezza utile della macchina non è quella complessiva dello statore ( $H_s$ ), ma solo la somma delle altezze dei lamierini, dato che, vista l'enorme differenza della permeabilità magnetica di questi ultimi, rispetto all'aria, si può ritenere che la totalità del flusso attraverserà solo i lamierini.

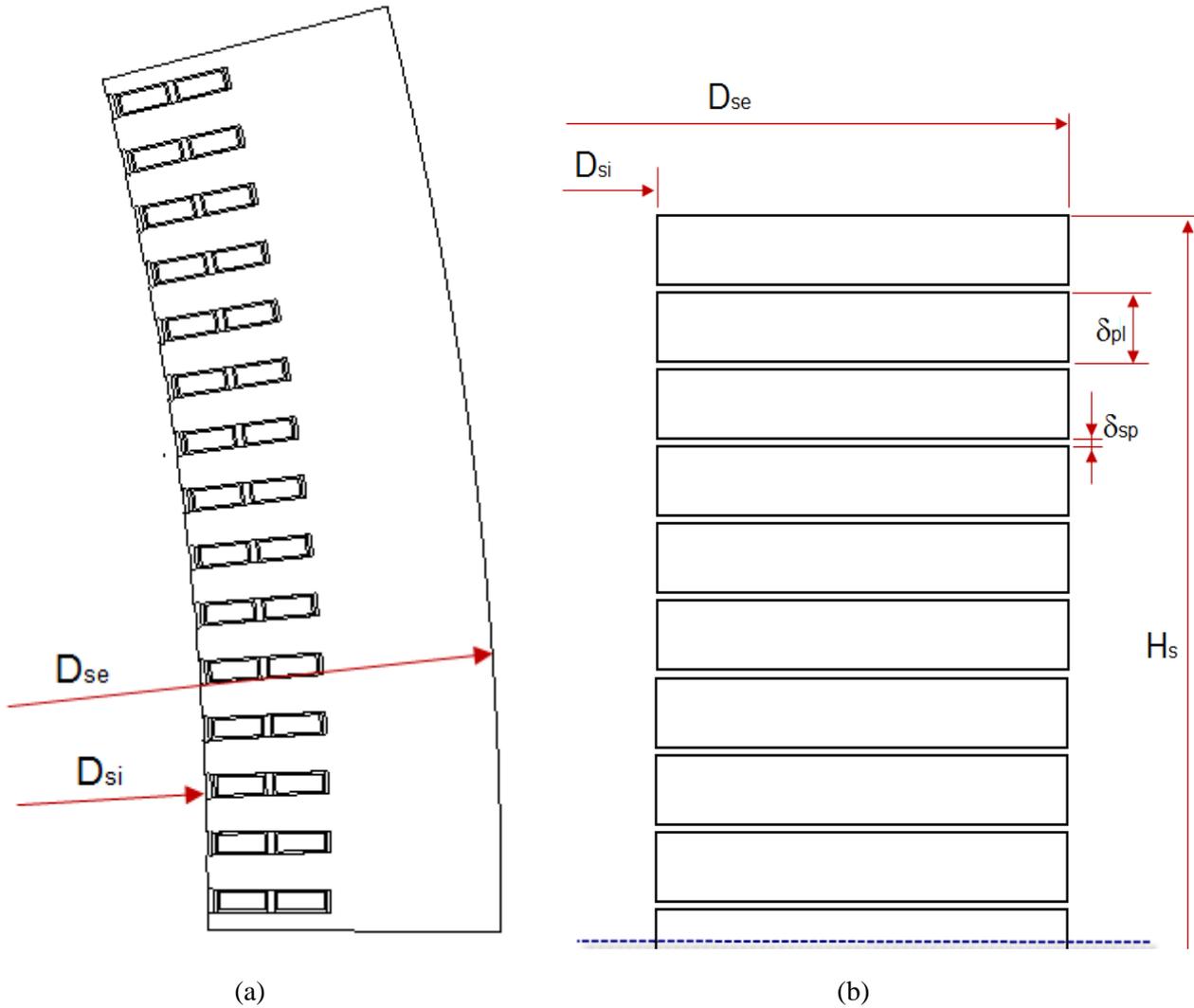


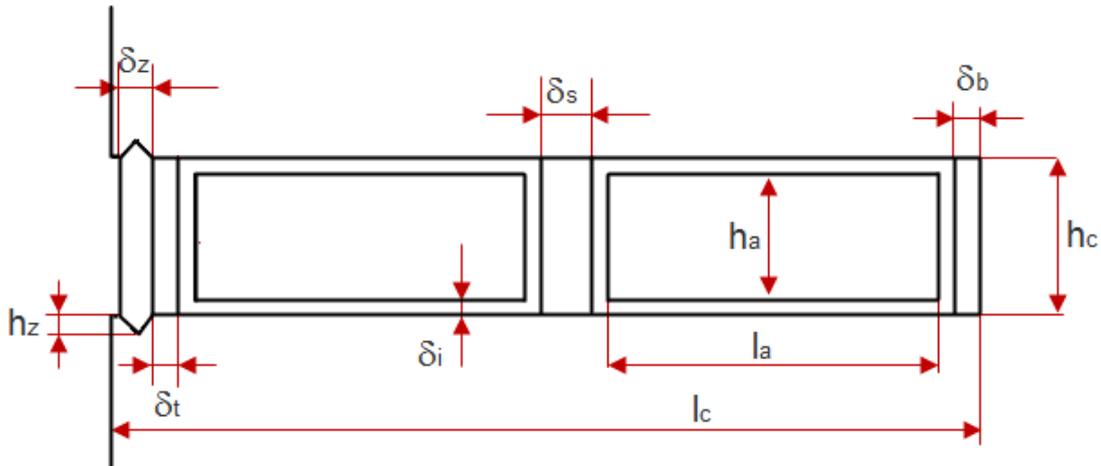
Figura 9 Parametri geometrici dello statore. (a) sezione radiale (b) sezione assiale.

Parametro		Valore	
Diametro interno	$D_{si}$	5600	mm
Diametro esterno	$D_{se}$	6100	mm
Numero di cave	$N_s$	360	
Numero canali di raffreddamento	$N_{cool}$	18	
Spessore canale di raffreddamento	$\delta_{sp}$	2.7	mm
Altezza totale del pacco	$H_s$	800	mm
Spessore pacco lamierini	$\delta_{pl}$	39.6	mm
Altezza utile del pacco statorico	$H$	752	mm

Tab. 3.3 Parametri geometrici del pacco statorico.

### 3.3.2 Cava di statore

La macchina presenta 360 cave di statore di tipo aperto (Figura 10).



**Figura 10** Parametri geometrici della cava.

I parametri geometrici della cava sono riportati in Tab. 3.4.

Parametro		Valore	
Altezza cava	$b_c$	105	mm
Larghezza cava	$l_c$	19	mm
Altezza della matassa	$l_a$	40	mm
Larghezza della matassa	$h_a$	15.2	mm
Spessore isolante	$\delta_i$	1.9	mm
Spessore riempimento superiore	$\delta_b$	3.1	mm
Spessore separatore	$\delta_s$	6.2	mm
spessore riempimento superiore	$\delta_t$	3.1	mm
Spessore zeppa	$\delta_z$	4.0	mm
Altezza bietta	$h_z$	2.3	mm

**Tab. 3.4** Parametri geometrici della cava.

### 3.3.3 Rotore

La macchina presenta un rotore costituito da 48 poli salienti opportunamente sagomati. Il giogo è suddiviso in due parti in modo da facilitare l'afflusso di aria alla testata del polo. In Figura 11 è riportata la sezione radiale e assiale del componente e i parametri principali sono riassunti in Tab. 3.5.

Parametro		Valore	
Numero di poli	$2p$	48	
Numero di vie interne	$N_a$	2	
Numero di conduttori per polo	$N_e$	156	
Altezza conduttore		7.5	mm
Larghezza conduttore		6.5	mm
Sezione conduttore		48.75	mm <sup>2</sup>
Resistenza del circuito rotorico (a 20 °C)		1.612	$\Omega$
Numero di barre della gabbia smorzatrice per polo	$N_{bs}$	6	
Profilo del polo		Sinusoidale	
Traferro minimo	$\delta_0$	15	mm
Materiale del polo		Laminato	

**Tab. 3.5** Parametri del rotore.

I parametri geometrici del rotore sono riportati in Tab. 3.6.

Parametro		Valore	
Diametro interno corona	$D_{ri}$	4750	mm
Diametro esterno corona	$D_{re}$	5092	mm
Spessore corona	$z_n$	870	mm
Spessore condotto aria	$z_{cr}$	30	mm
Altezza polo	$h_p$	180	mm
Larghezza polo	$l_p$	170	mm
Spessore polo	$z_p$	721	mm
Altezza scarpa	$h_s$	47	mm
Larghezza scarpa	$l_s$	51.2	mm
Altezza bobina	$h_b$	144	mm
Larghezza bobina	$l_b$	67	mm
Spessore isolante 1	$\delta_{s1}$	7.3	mm
Spessore isolante 2	$\delta_{s2}$	18	mm
Spessore testata barra smorz.	$z_b$	9	mm

**Tab. 3.6** Parametri geometrici del rotore.

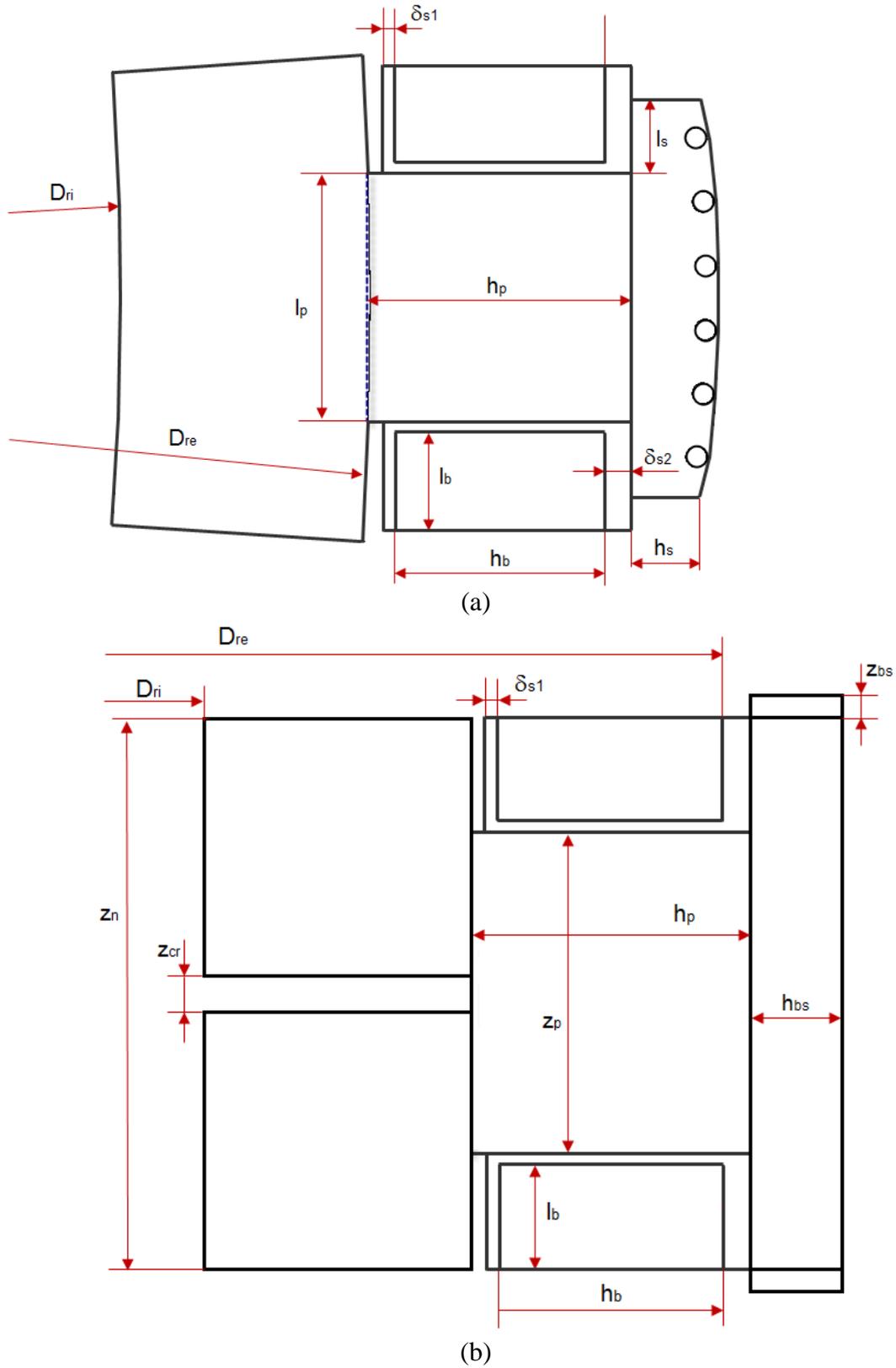


Figura 11 Parametri geometrici del rotore. (a) sezione radiale (b) sezione assiale.

### Profilo del polo

Le coordinate dei punti del profilo del polo, rispetto al sistema di riferimento raffigurato in Figura 12 sono riportati in Tab. 3.7.

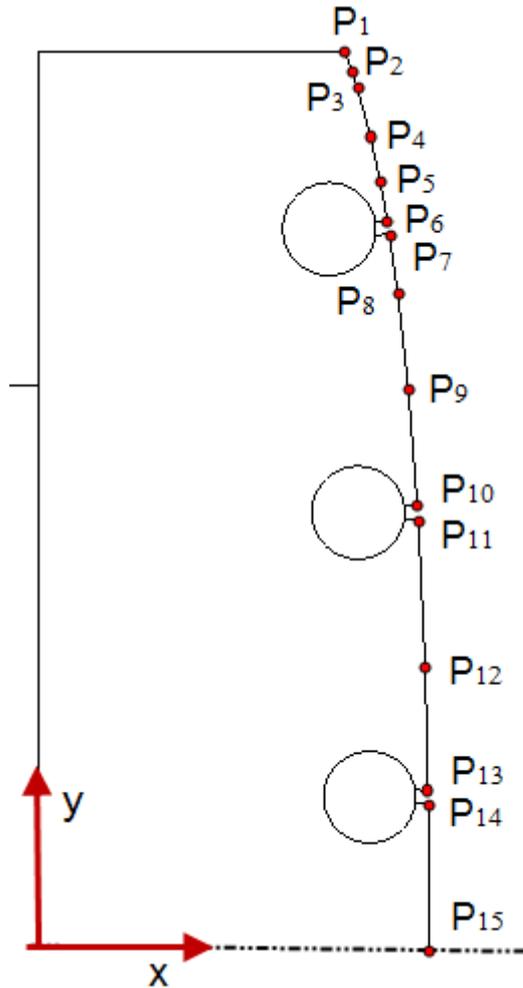


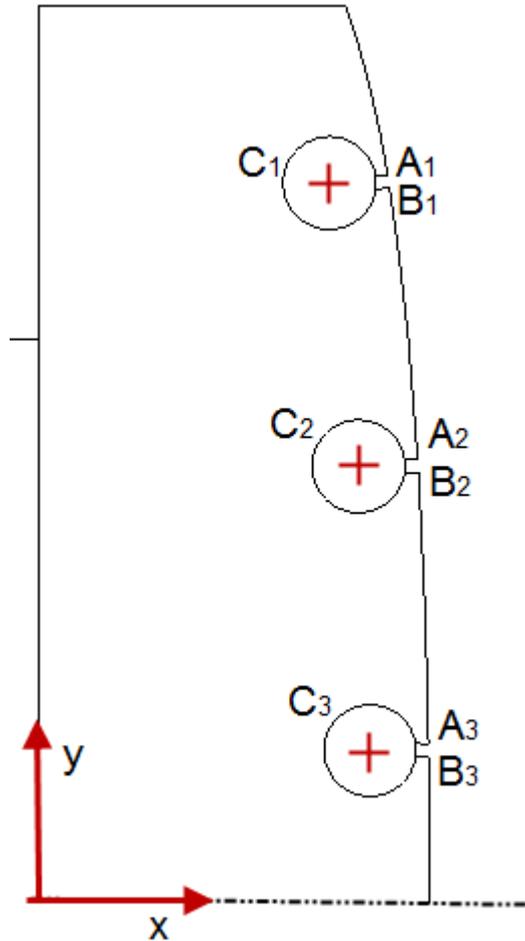
Figura 12 Parametri geometrici del profilo del polo.

Punto	x (mm)	y (mm)	Punto	x (mm)	y (mm)	Punto	x (mm)	y (mm)
P <sub>1</sub>	47.00	136.15	P <sub>6</sub>	53.51	110.15	P <sub>11</sub>	58.21	64.44
P <sub>2</sub>	47.99	133.21	P <sub>7</sub>	53.74	108.17	P <sub>12</sub>	59.27	42.18
P <sub>3</sub>	48.73	131.22	P <sub>8</sub>	55.01	99.55	P <sub>13</sub>	59.74	22.76
P <sub>4</sub>	50.71	123.89	P <sub>9</sub>	56.66	85.03	P <sub>14</sub>	59.78	20.68
P <sub>5</sub>	52.28	116.84	P <sub>10</sub>	58.08	66.43	P <sub>15</sub>	59.79	0.00

Tab. 3.7 Parametri geometrici del profilo del polo.

### 3.3.4 Gabbia smorzatrice

La gabbia smorzatrice si compone, per ogni polo di 6 barre circolari di diametro di 14.2 mm.



**Figura 13** Parametri geometrici della gabbia smorzatrice.

Le coordinate dei punti della gabbia smorzatrice rispetto al sistema di riferimento indicato in Figura 12 sono riportati nella Tab. 3.8.

Barra	Centro Barra		Canale superiore $A_i$		Canale inferiore $B_i$	
	x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)
1	44.58	108.86	51.61	110.10	51.65	108.10
2	49.04	65.27	56.07	66.54	56.10	64.54
3	50.78	21.91	57.73	22.85	57.77	20.85

**Tab. 3.8** Parametri geometrici della gabbia smorzatrice.

### 3.4 Layout degli avvolgimenti statorici

I parametri dell'avvolgimento statorico sono riassunti in Tab. 3.9.

Parametro	Valore
Avvolgimento	Embricato a doppio strato
Passo	1-7
Numero di cave per polo/fase	5
Numero conduttori per avvolgimento/cava	3
Numero di vie interne	2
Resistenza di fase (a 20 °C)	0.321 $\Omega$

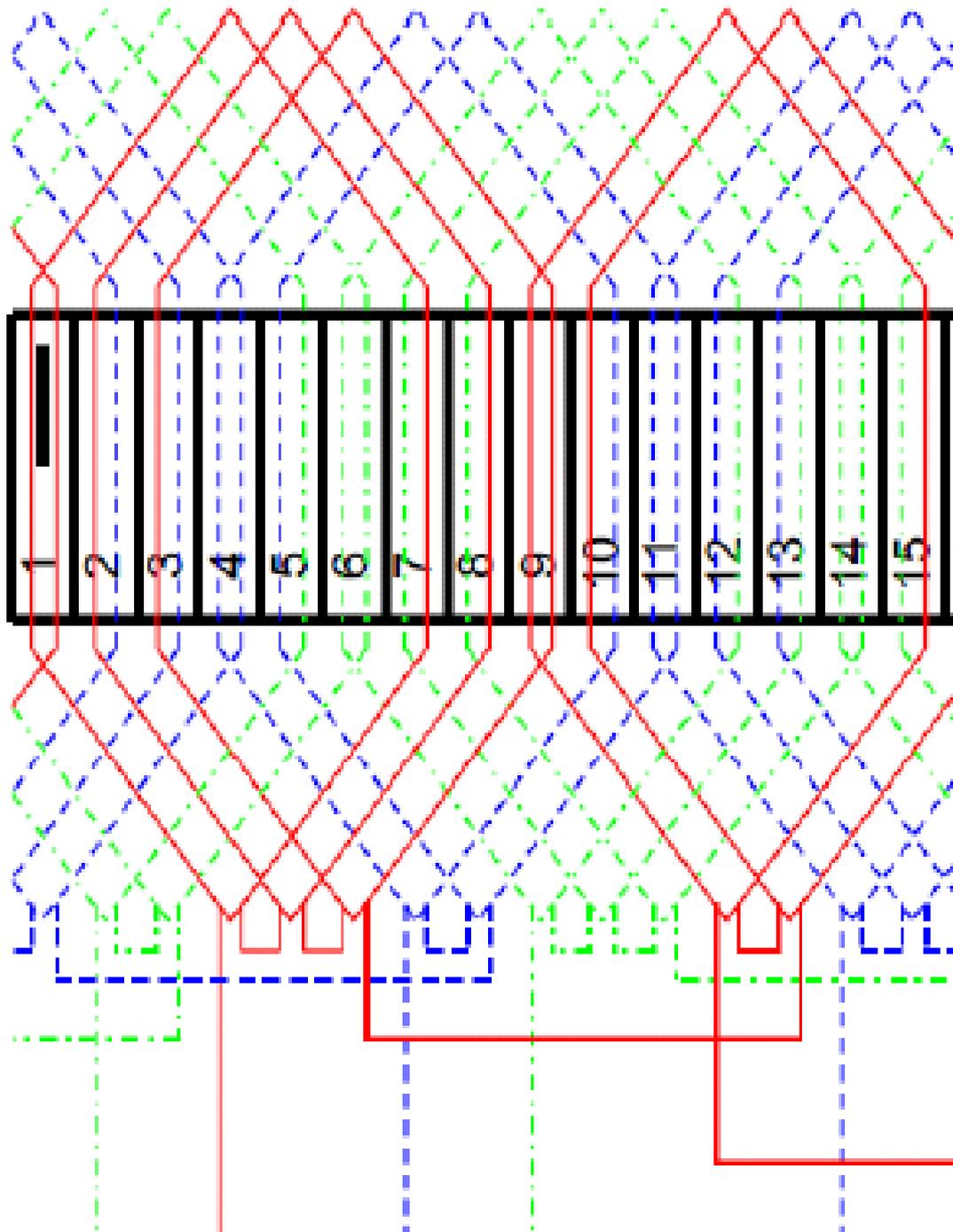
**Tab. 3.9** Parametri avvolgimento statorico.

Il numero di cave per polo/fase ( $n_{pf}$ ) è:

$$n_{pf} = \frac{N_s}{3p} = 5 \quad (3.2)$$

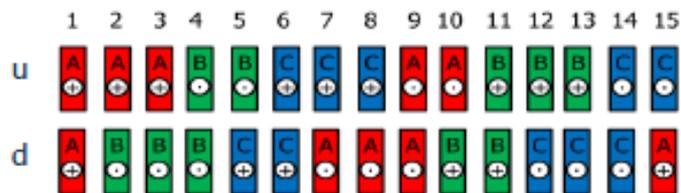
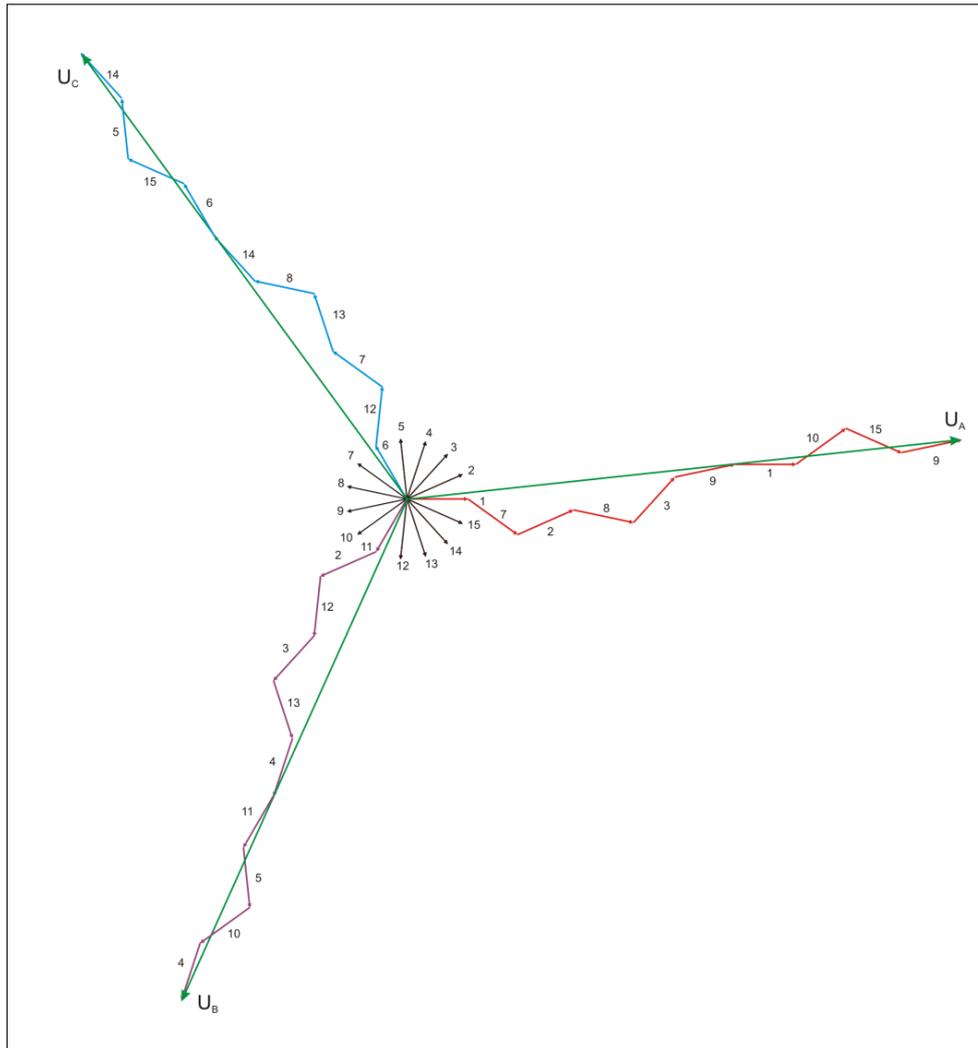
Dato che l'avvolgimento è a doppio strato, il numero di bobine relative ad una fase presenti in un passo polare coincide con  $n_{pf}$ .

La Figura 14 mostra il disegno schematico dell'avvolgimento così come riportato dalla documentazione della macchina.



**Figura 14** Layout degli avvolgimenti statorici relativi ad un passo polare

Le connessioni degli avvolgimenti e le relative tensioni di fase sono illustrate in Figura 15. La costruzione grafica permette di verificare che le tensioni di fase appaiono equilibrate.



	Bobina				
	1	2	3	4	5
Fase A	$1^u - 7^d$	$2^u - 8^d$	$3^u - 9^d$	$1^d - 10^u$	$15^d - 9^u$
Fase B	$11^u - 2^d$	$12^u - 3^d$	$13^u - 4^d$	$11^d - 5^u$	$10^d - 4^u$
Fase C	$6^u - 12^d$	$7^u - 13^d$	$8^u - 14^d$	$6^d - 15^u$	$5^d - 14^u$

Figura 15 Connessioni degli avvolgimenti (u = posizione superiore della cava, d = posizione inferiore della cava).

In tabella sono riportati i valori numerici delle tensioni indotte nelle singole semimatasse, secondo la disposizione illustrata in Figura 15, ipotizzando un valore unitario del modulo.

Cava	$E_i$	$ E_i $	$\arg E_i$ (°)	$\text{Re}(E_i)$	$\text{Im}(E_i)$
1	$E_1$	1	0	1.000	0.000
2	$E_2$	1	24	0.914	0.407
3	$E_3$	1	48	0.669	0.743
4	$E_4$	1	72	0.309	0.951
5	$E_5$	1	96	-0.105	0.995
6	$E_6$	1	120	-0.500	0.866
7	$E_7$	1	144	-0.809	0.588
8	$E_8$	1	168	-0.978	0.208
9	$E_9$	1	192	-0.978	-0.208
10	$E_{10}$	1	216	-0.809	-0.588
11	$E_{11}$	1	240	-0.500	-0.866
12	$E_{12}$	1	264	-0.105	-0.995
13	$E_{13}$	1	288	0.309	-0.951
14	$E_{14}$	1	312	0.669	-0.743
15	$E_{16}$	1	336	0.914	-0.407

**Tab. 3.10** Valori delle f.e.m. indotte.

In base alla disposizione dei vettori e alle connessioni si ottengono le tensioni di fase (vedi Tab. 3.11).

	Parte Re	Parte Im.	Mod.	Fase
$E_{T \text{ Fase A}}$	9,05	0,95	9	6
$E_{T \text{ Fase B}}$	-3,39	-8,59	9	248
$E_{T \text{ Fase C}}$	-5,35	7,36	9	126

**Tab. 3.11** Tensioni di fase indotte.

È quindi possibile verificare il fattore di avvolgimento ( $K_f$ ).

$$K_f = \frac{E_t}{\sum_{i=1}^{10} |E_i|} = 0.9 \quad (3.3)$$

### 3.5 Accorciamento di passo

L'angolo meccanico ( $\alpha_m$ ) e elettrico ( $\alpha$ ) tra due cave contigue è:

$$\begin{cases} \alpha_m = \frac{360}{N_s} = 1^\circ \\ \alpha = \alpha_m p = 24^\circ \end{cases} \quad (3.4)$$

Il numero di cave corrispondenti a  $180^\circ$  E (passo polare) è:

$$n_\tau = \frac{180}{\alpha} = 7.5 \quad (3.5)$$

Dato che l'avvolgimento storico presenta un passo 1-7 significa che tra i due lati attivi intercorrono 6 cave ( $n_\tau^*$ ), ossia un angolo elettrico  $\beta$  di:

$$\beta = n_\tau^* p = 144^\circ = \frac{4}{5} \pi \quad (3.6)$$

Si definisce il coefficiente  $b$ :

$$b = \frac{\beta}{\pi} = 0.8 \quad (3.7)$$

Il fattore di passo  $f_p$  è dato dalla relazione:

$$f_p = \frac{E_t}{2E} = \sin \frac{\beta}{2} = \sin \frac{\pi b}{2} = 0.95 \quad (3.8)$$

dove  $E_t$  è la f.e.m. ai capi dei due lati attivi di un avvolgimento ed  $E$  è la f.e.m indotta in ogni singolo lato attivo (Figura 16).

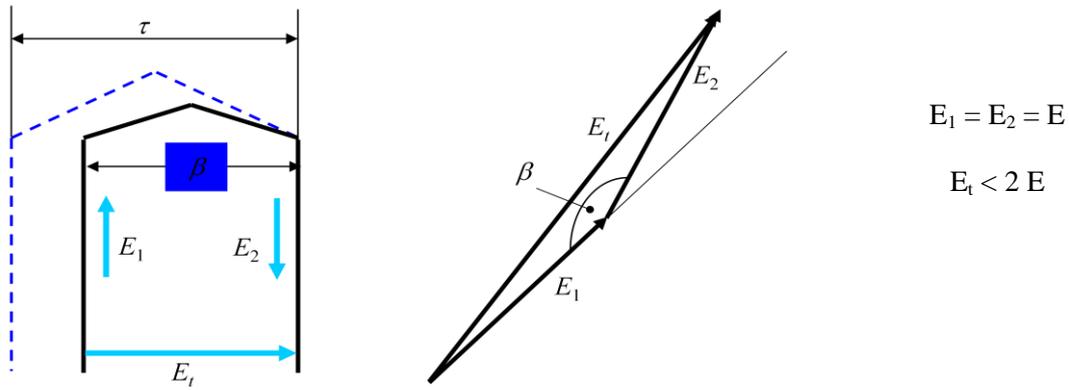


Figura 16 Definizione di Fattore di passo.

Per l'armonica di ordine  $h$  il fattore di passo  $f_{ph}$  è dato dalla relazione:

$$f_{ph} = \frac{E_{th}}{2E_h} = \sin \frac{\beta_h}{2} = \sin \frac{h\beta}{2} = \sin \frac{b\pi}{2} h \quad (3.9)$$

La condizione di cancellazione della  $h$ -esima armonica è:

$$f_{ph} = 0 \rightarrow \frac{\pi b h}{2} = K\pi \rightarrow bh = 2K = \text{numero pari} \quad (3.10)$$

con  $K$  intero qualunque.

Dato che  $h$  è dispari ne consegue che la (3.10) è verificata se:

$$bh = h \pm 1 \quad (3.11)$$

Da cui (scegliendo solo la soluzione positiva):

$$h = \frac{1}{1-b} = 5 \quad (3.12)$$

L'accorciamento di passo realizzato determina quindi la cancellazione della 5° armonica.

## 3.6 Modello FEM 2D

### 3.6.1 Introduzione

È stata condotta la verifica del progetto della macchina realizzando un modello ad elementi finiti con il pacchetto software *MagNet* © della *Infolytica*. L'algoritmo di analisi della macchina si articola sui seguenti passi:

- 1) costruzione della sezione del modello;
- 2) definizione dei materiali;
- 3) generazione dei componenti per estrusione della sezione;
- 4) generazione e affinamento della mesh;
- 5) definizione degli avvolgimenti;
- 6) definizione delle condizioni al contorno;
- 7) analisi del funzionamento a vuoto;
- 8) analisi del funzionamento a carico.

Il modello si compone dei componenti descritti nella Tab. 3.12

<b>Rotore</b>	Giogo di rotore
	Nucleo polare
	Scarpa polare
	Isolante avvolgimento
	Avvolgimento
	Barre della gabbia smorzatrice
<b>Traferro</b>	
<b>Statore</b>	Giogo e denti di statore
	Isolante cava inferiore
	Riempimento cava inferiore
	Isolante cava superiore
	Riempimento cava superiore
	Bietta di chiusura
	Avvolgimento superiore
	Avvolgimento inferiore

**Tab. 3.12** Elementi del modello FEM.

### 3.6.2 Definizione dei materiali impiegati

In Tab. 3.13 viene indicato, per ogni componente del modello, il materiale utilizzato.

Componente	Materiale
Giogo di rotore	M270-50
Nucleo polare	M270-50
Scarpa polare	M270-50
Isolante avvolgimento	Non-magnetic
Avvolgimento	Copper
Barre della gabbia smorzatrice	Copper
Giogo e denti di statore	M270-50
Isolante cava inferiore	Non-magnetic
Riempimento cava inferiore	Non-magnetic
Isolante cava superiore	Non-magnetic
Riempimento cava superiore	Non-magnetic
Zeppa di chiusura	Non-magnetic
Avvolgimento superiore	Copper
Avvolgimento inferiore	Copper
Traferro	Air

**Tab. 3.13** Elenco dei materiali utilizzati nel modello FEM.

Per ciascun materiali sono di seguito riassunte le proprietà fisiche principali.

#### Rame

Conduttività	57700000 Siemens/m
Permeabilità magnetica relativa	1
Conduttività termica	386 W/(m°C)
Capacità termica	383 J/(kg°C)
Densità	8954 kg/m <sup>3</sup>

### Lamierini M270-50

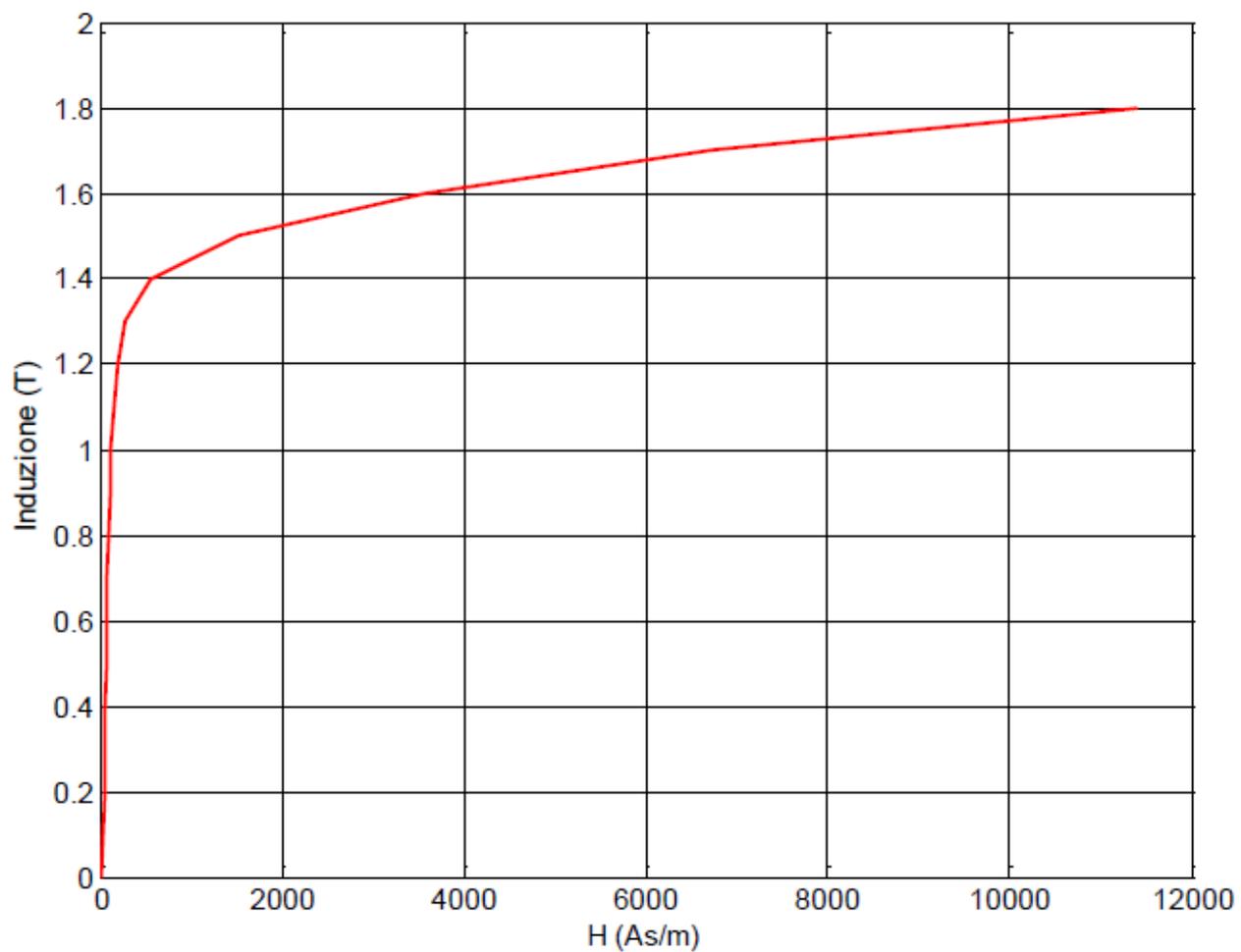
Per il giogo rotorico e per i denti e il giogo statorico è stato impiegato il M270-50.

Conduttività	57700000 Siemens/m
Permeabilità magnetica relativa	1
Conduttività termica	386 W/(m°C)
Capacità termica	383 J/(kg°C)
Densità	8954 kg/m <sup>3</sup>

La curva di magnetizzazione e le quella delle perdite specifiche sono riportate in Figura 17 e Figura 18 rispettivamente.

H (A/m)	B (T)		H (A/m)	B (T)
0	0		175	1.179
10	0.021		200	1.214
15	0.036		250	1.264
20	0.057		350	1.321
25	0.085		500	1.368
30	0.125		750	1.409
40	0.23		1000	1.437
50	0.378		1250	1.459
60	0.573		1500	1.476
70	0.675		2000	1.505
80	0.78		2500	1.529
90	0.866		5000	1.621
100	0.936		7500	1.693
125	1.052		10000	1.752
150	1.126			

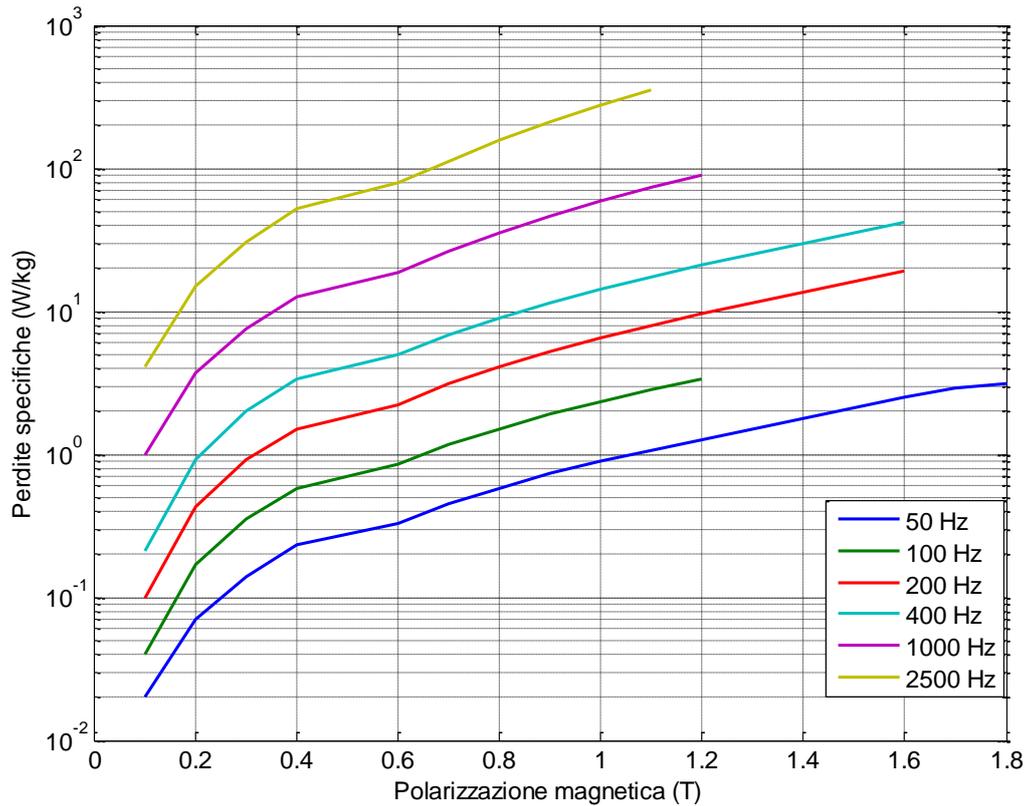
**Tab. 3.14** Curva di magnetizzazione del lamierino M270-50 (alla frequenza di 50 Hz).



**Figura 17** Curva di magnetizzazione del lamierino M270-50 (alla frequenza di 50 Hz).

	<b>P<sub>fe</sub> (W/kg)</b>					
<b>B(T)</b>	<b>50 Hz</b>	<b>100 Hz</b>	<b>200 Hz</b>	<b>400 Hz</b>	<b>1000 Hz</b>	<b>2500 Hz</b>
<b>0.10</b>	0.02	0.04	0.1	0.21	0.99	4.1
<b>0.20</b>	0.07	0.17	0.43	0.92	3.67	14.9
<b>0.30</b>	0.14	0.35	0.91	1.99	7.63	30.7
<b>0.40</b>	0.23	0.58	1.51	3.33	12.7	52
<b>0.60</b>	0.33	0.85	2.24	4.94	18.9	79.1
<b>0.70</b>	0.45	1.16	3.09	6.84	26.4	113
<b>0.80</b>	0.58	1.51	4.07	9.00	35.4	156
<b>0.90</b>	0.73	1.90	5.19	11.4	46.0	209
<b>1.00</b>	0.9	2.33	6.47	14.2	58.4	274
<b>1.10</b>	1.07	2.81	7.94	17.3	73.0	353
<b>1.20</b>	1.27	3.36	9.61	20.9	90.1	
<b>1.30</b>	1.5		11.5	24.9		
<b>1.40</b>	1.76		13.6	29.5		
<b>1.50</b>	2.13		16.3	35.4		
<b>1.60</b>	2.52		19.2	41.8		
<b>1.70</b>	2.87					
<b>1.80</b>	3.13					

**Tab. 3.15** Perdite specifiche per isteresi e correnti parassite in funzione dell'induzione B al variare della frequenza.



**Figura 18 Perdite specifiche per isteresi e correnti parassite in funzione dell'induzione B al variare della frequenza.**

### 3.6.2 Modellazione del lamierino magnetico

Per quanto riguarda la modellazione del materiale magnetico occorre tener conto che è realizzato in lamierini, e quindi una successione regolare strati di materiale ad alta permeabilità separati da un sottile film di isolante elettrico. Si definisce fattore di stipamento (stacking factor)  $p_{sf}$  di un lamierino:

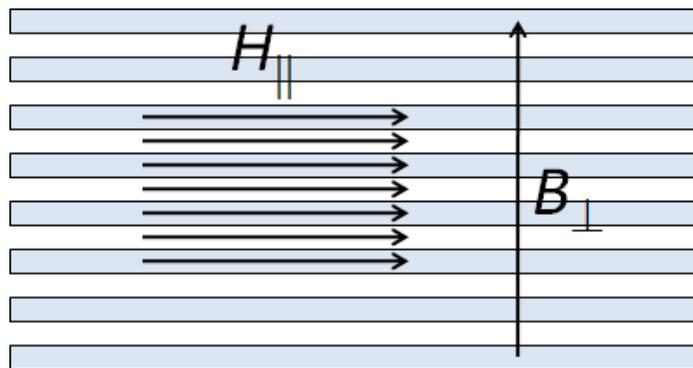
$$p_{sf} = \frac{s_e}{s_g} \quad (3.13)$$

dove  $s_e$  è lo spessore del materiale ferromagnetico e  $s_g$  è lo spessore del lamierino.

La modellazione del lamierino non è fattibile perché richiederebbe una mesh molto accurata e occorrerebbe fare ricorso ad un'analisi 3D della macchina. Tutto ciò si tradurrebbe in un impegno in termini di capacità di calcolo assai oneroso e non sarebbe giustificato visto che non si hanno sensibili miglioramenti dei risultati della simulazione.

Considerando che l'induzione magnetica varia lentamente, si può sostituire il pacco di lamierini con un equivalente materiale ferromagnetico omogeneo di cui è possibile determinare la caratteristica di magnetizzazione in funzione di quella del lamierino e del fattore di stipamento.

Imponendo le condizioni al contorno si può assumere che, in un volume sufficientemente piccolo di lamierino, il campo magnetico parallelo al lamierino ( $H_{//}$ ) e l'induzione ortogonale al lamierino stesso ( $B_{\perp}$ ) siano costanti.



**Figura 19 Induzione nel lamierino.**

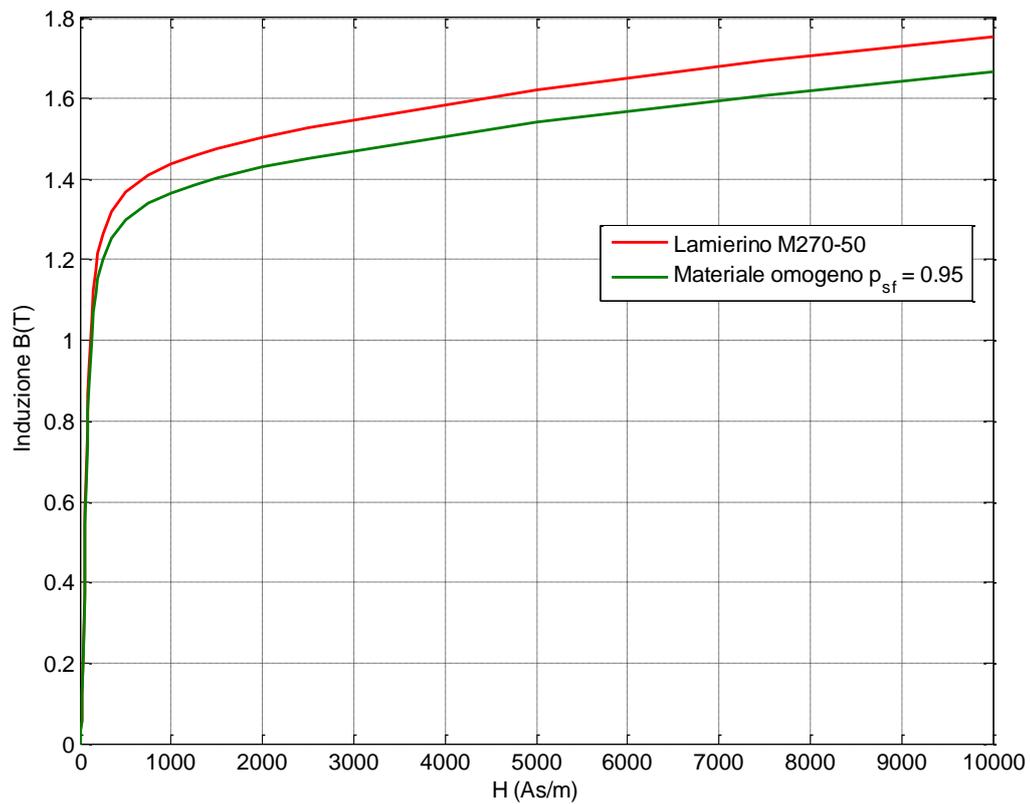
Con tale assunzione il volume di materiale laminato può essere sostituito con un equivalente volume di materiale omogeneo soggetto ad un'induzione  $\underline{B}_{//}(H_{//})$  che è data dal valor medio fra quella presente nel materiale magnetico  $B(H_{//})$  e quella nell'isolante,  $\mu_0 H_{//}$  pesati attraverso i rispettivi spessori:

$$\underline{B}_{//}(H_{//}) = p_{sf} B(H_{//}) + (1 - p_{sf}) \mu_0 H_{//} \quad (3.14)$$

A partire dalla caratteristica magnetica del lamierino  $\underline{B}_{//}(H_{//})$  si ricava quella del materiale omogeneo equivalente.

H (A/m)	B (T)	$\bar{B}_\square(H_\square)$	H (A/m)	B (T)	$\bar{B}_\square(H_\square)$	H (A/m)	B (T)	$\bar{B}_\square(H_\square)$
0	0	0.000	80	0.78	0.741	750	1.409	1.339
10	0.021	0.020	90	0.866	0.823	1000	1.437	1.365
15	0.036	0.034	100	0.936	0.889	1250	1.459	1.386
20	0.057	0.054	125	1.052	0.999	1500	1.476	1.402
25	0.085	0.081	150	1.126	1.070	2000	1.505	1.430
30	0.125	0.119	175	1.179	1.120	2500	1.529	1.453
40	0.23	0.219	200	1.214	1.153	5000	1.621	1.540
50	0.378	0.359	250	1.264	1.201	7500	1.693	1.609
60	0.573	0.544	350	1.321	1.255	10000	1.752	1.665
70	0.675	0.641	500	1.368	1.300			

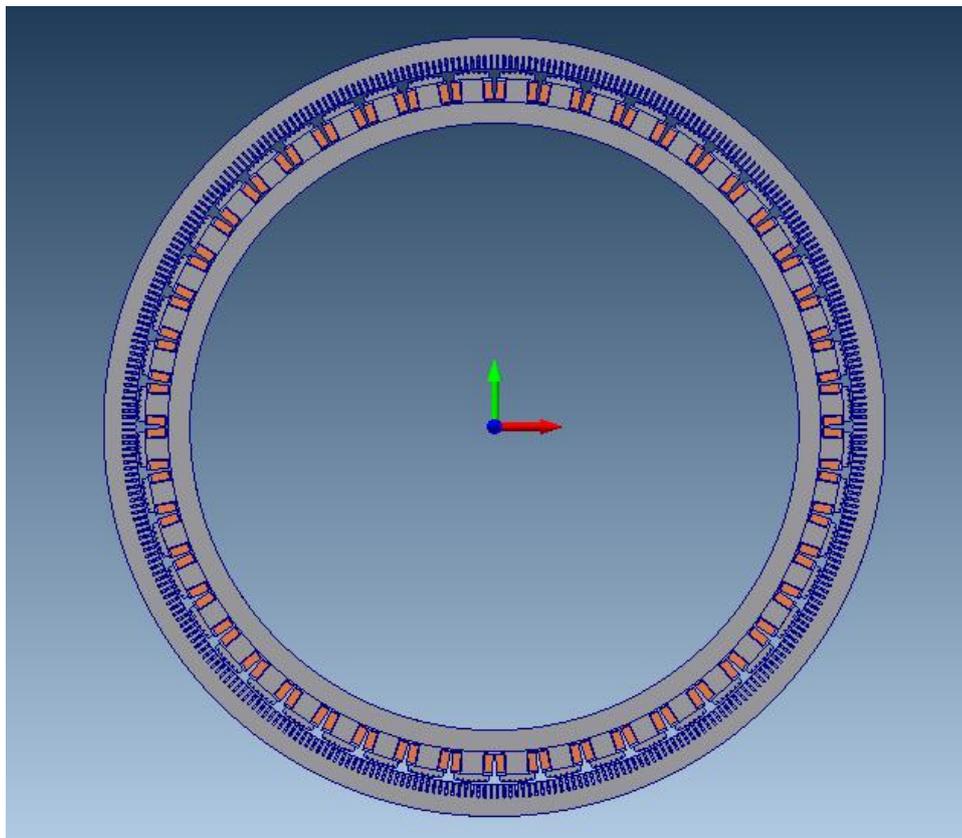
**Tab. 3.16** Caratteristica magnetica del materiale omogeneo equivalente.



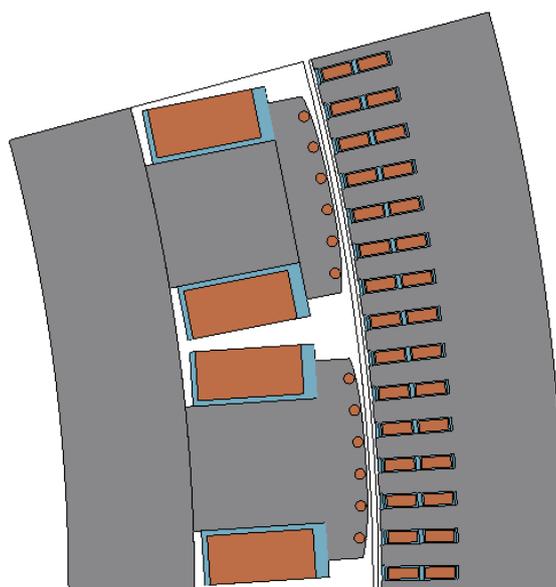
**Figura 20** Curva di magnetizzazione del lamierino M270-50 (alla frequenza di 50 Hz).

### 3.6.3 Condizione di periodicità

Il modello completo della macchina è rappresentato in Figura 21 (a).



(a)



(b)

**Figura 21** Modello FEM 2D. (a) completo. (b) parziale.

Tenendo conto della simmetria del circuito magnetico si può limitare l'analisi solo ad una porzione della macchina (Figura 21b), imponendo per l'induzione magnetica delle opportune condizioni al contorno di sulle superfici laterali del modello.

Dato che il numero di cave non è un multiplo intero di quello dei poli il settore angolare ( $\theta_{simmetria}$ ) da considerare è quello corrispondente ad un passo polare:

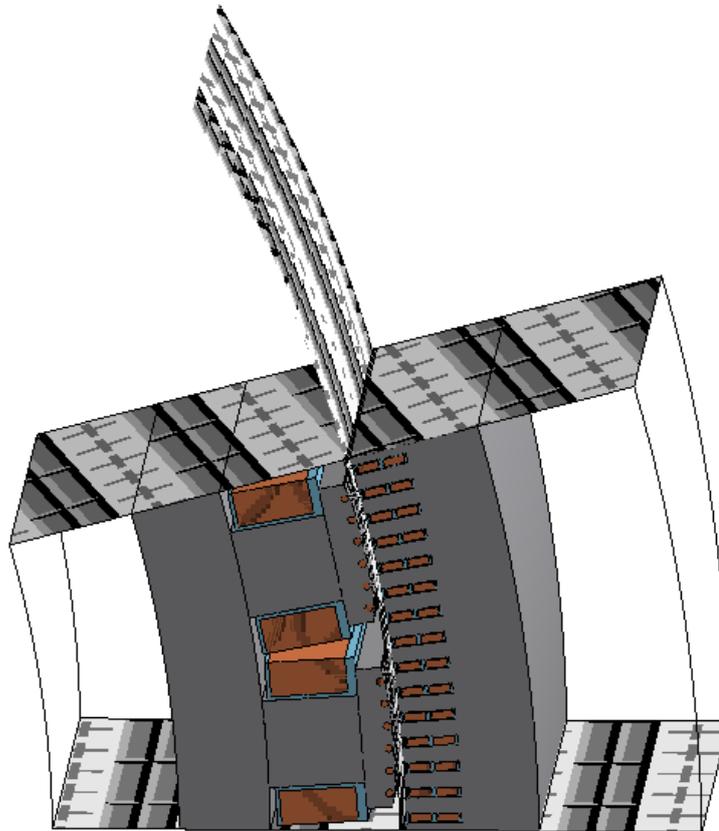
$$\theta_{simmetria} = \frac{360}{p} = 15^\circ \quad (3.15)$$

E le condizioni al contorno da imporre sono di tipo pari, ossia la distribuzione dell'induzione magnetica si ripete con una periodicità corrispondente a  $\theta_{simmetria}$ .

Il numero di avvolgimenti per ogni fase ( $n_{pf}$ ) è:

$$n_{pf} = \frac{N_s}{3p} = 5 \quad (3.16)$$

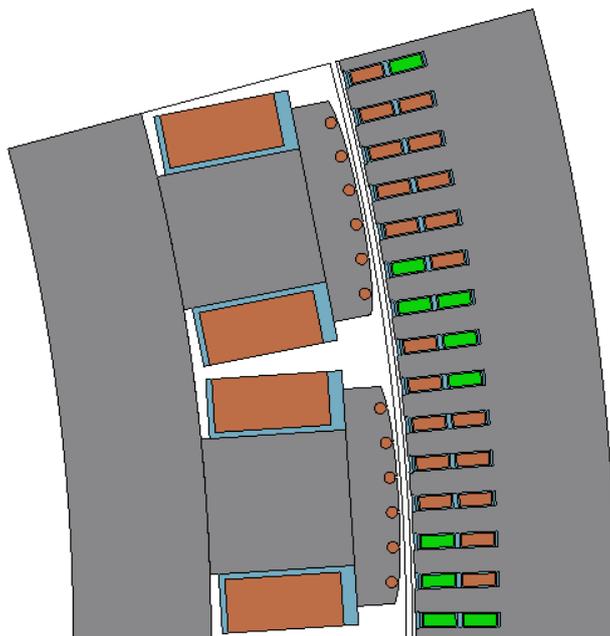
In Figura 22 sono evidenziate le superfici di simmetria definite sul modello ridotto.



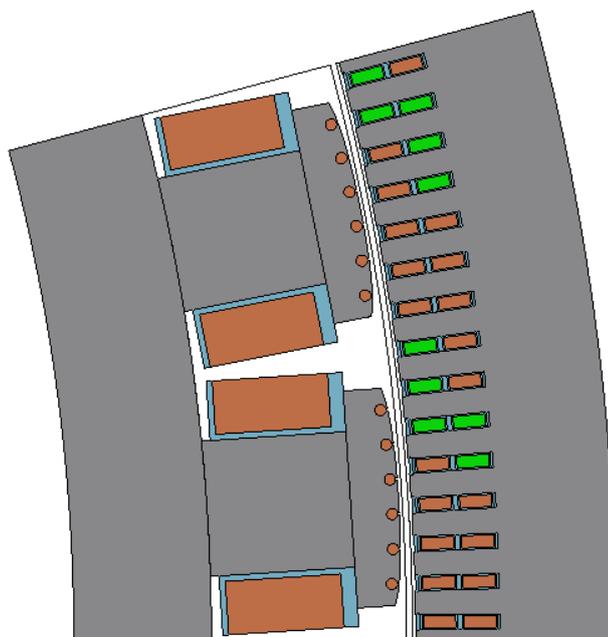
**Figura 22 Superfici di periodicità.**

### 3.6.4 Modello FEM 2D parziale

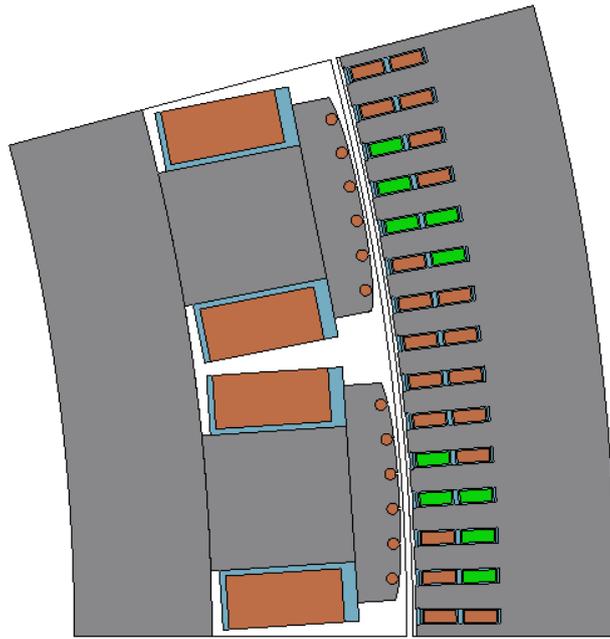
Nelle seguenti figure sono rappresentati gli avvolgimenti delle tre fasi.



**Figura 23** Avvolgimenti della fase A.



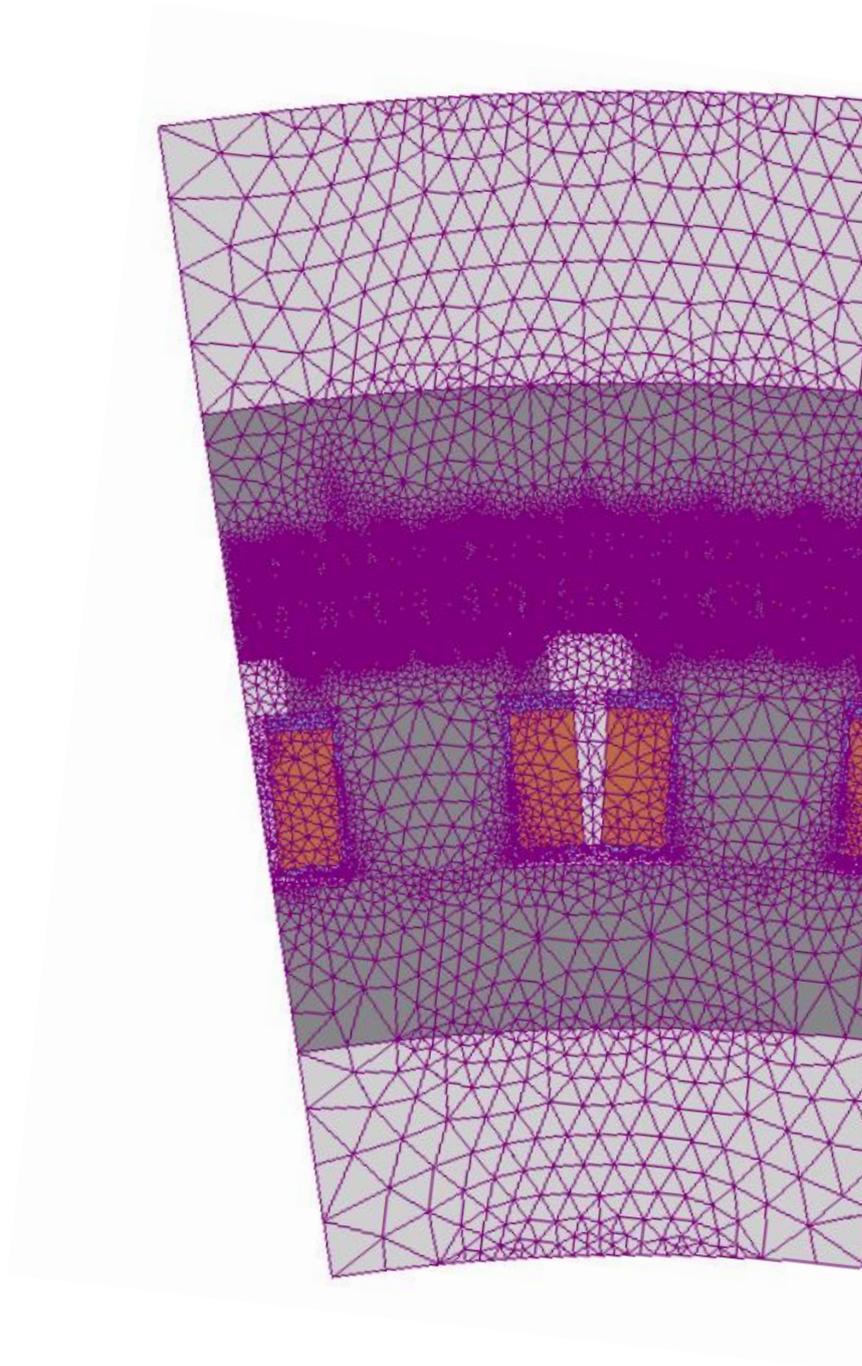
**Figura 24** Avvolgimenti della fase B



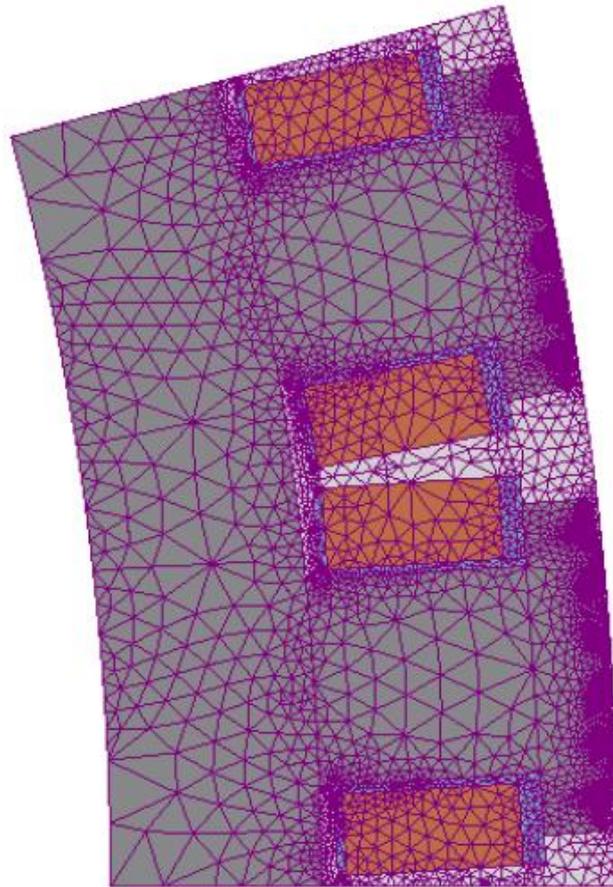
**Figura 25 Avvolgimenti della fase C.**

Nelle figure successive è illustrata la mesh utilizzata per l'analisi FEM.

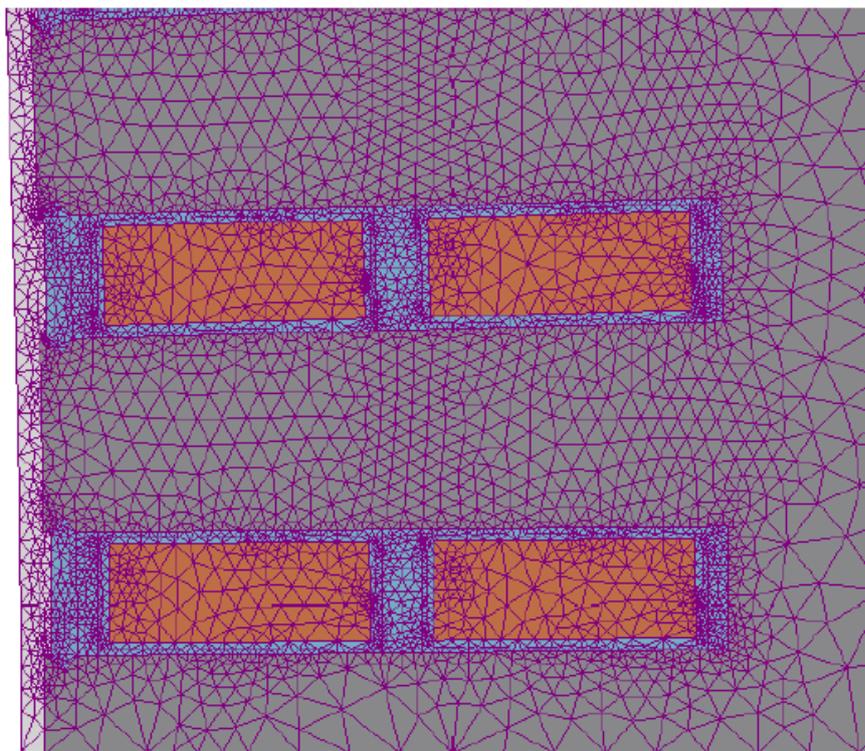
Per ridurre sensibilmente le approssimazioni dei risultati delle simulazioni è stato necessario modellare in modo opportuno il traferro, suddividendolo in 4 parti (Figura 28).



**Figura 26 Mesh completo del modello incluse le due regioni di spazio (air box) all'esterno dello statore e all'interno del rotore.**

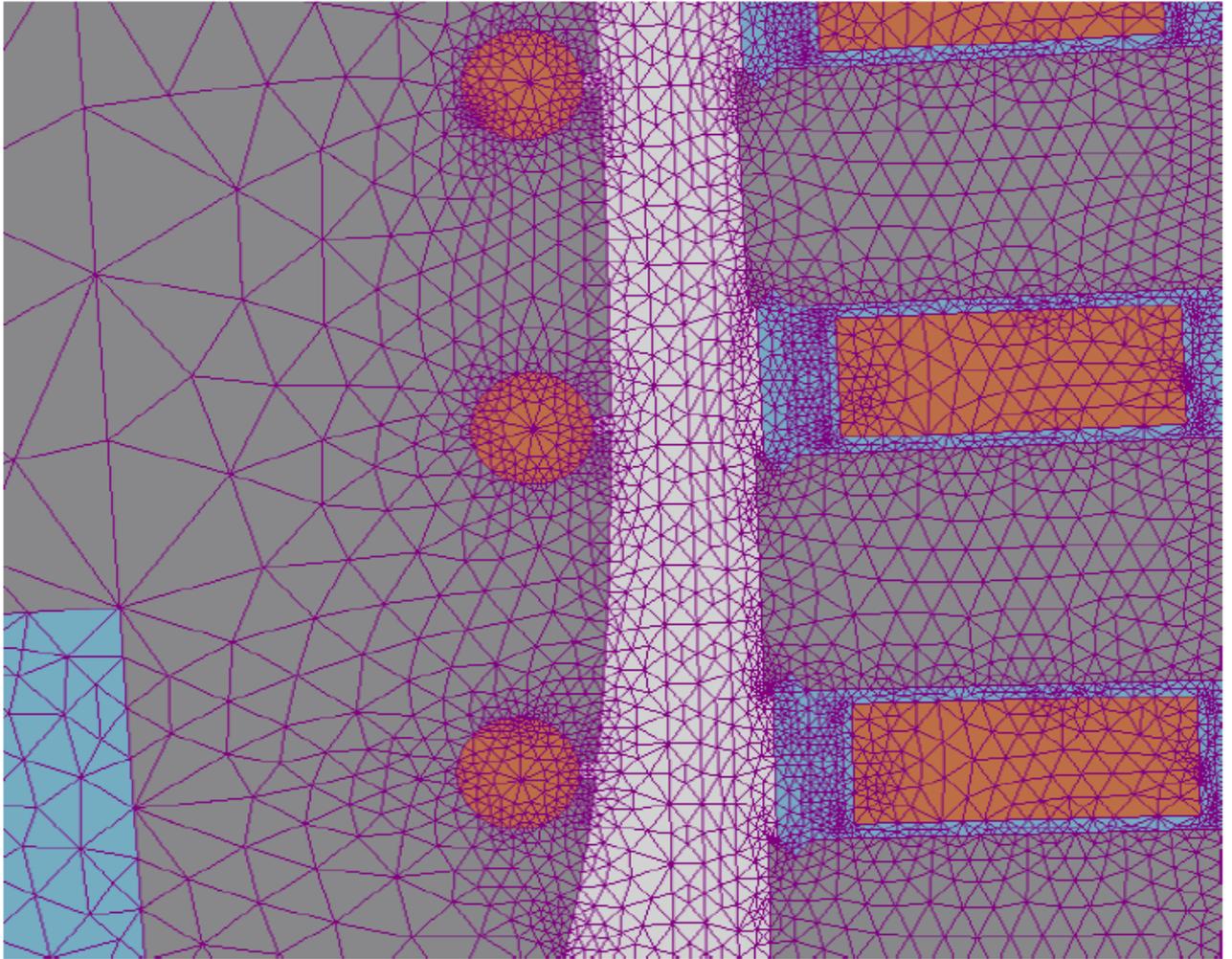


(a)



(b)

**Figura 27 Mesh del rotore (a) e dello statore (b).**



**Figura 28 Mesh del traferro e della gabbia smorzatrice.**

## 4 Contesto normativo delle prove eseguite

La Norma a cui si fa riferimento in questa tesi è la CEI EN 60034-4 pubblicata nel maggio del 2009 nella sua quarta edizione.

Il titolo di tale Norma è il seguente:

### Macchine elettriche rotanti

#### Parte 4: Metodi per determinare dalle prove le grandezze delle macchine sincrone

La presente Norma stabilisce dei metodi per determinare le grandezze caratteristiche delle macchine sincrone trifase in base a prove. La Norma si applica a macchine con potenza uguale o superiore a 1 kVA e con frequenza compresa tra 10 Hz e 500 Hz.

Particolari precauzioni nell'utilizzo della presente Norma sono richieste per macchine sincrone senza spazzole e macchine a magneti permanenti.

Macchine sincrone speciali, quali ad esempio macchine del tipo ad induzione e a flusso trasversale, sono escluse dalla Norma. Essa, inoltre, non deve essere interpretata come la richiesta di esecuzione di alcune o di tutte le prove ivi descritte su qualsiasi macchina data. Le prove particolari da eseguire saranno soggette a un accordo tra costruttore ed utilizzatore.

Questa Norma viene pubblicata dal CEI nella sola lingua inglese in quanto è particolarmente mirata a settori specialistici.

La presente Norma recepisce il testo originale inglese della Pubblicazione IEC.

Di particolare interesse per le prove svolte in questo elaborato sono alcuni paragrafi di questa Norma che vengono elencati di seguito.

#### **6.17 Applied voltage test with the rotor in direct and quadrature axis positions**

Per questa prova viene applicata una tensione alternata alla frequenza nominale di macchina fra due dei tre terminali di linea dell'avvolgimento di armatura, in modo che siano alimentati in serie con collegamento a stella.

L'avvolgimento di eccitazione è posto in cortocircuito e deve essere rilevata la corrente che ci scorre durante la prova. La durata di applicazione della tensione deve essere limitata onde evitare problemi di surriscaldamento della macchina.

Nota: Nelle macchine brushless, l'avvolgimento di eccitazione deve essere scollegato dal raddrizzatore rotante e cortocircuitato.

Il rotore viene ruotato lentamente per trovare le posizioni angolari corrispondenti al massimo e praticamente al valore zero della corrente di eccitazione. La prima posizione corrisponde all'asse diretto, la seconda all'asse di quadratura. La tensione applicata, la corrente dell'avvolgimento di armatura e la potenza assorbita sono misurati con il rotore fermo in queste posizioni. La corrente nell'avvolgimento di eccitazione è necessaria solo ai fini della valutazione della posizione del rotore (asse diretto o asse di quadratura), pertanto gli strumenti di misura non devono necessariamente essere di alta precisione.

Le quantità determinate con questo test possono riferirsi a condizioni di saturazione o meno a seconda del valore della corrente di armatura durante la prova.

Come regola le quantità determinate con questo test devono essere in condizioni non sature perché altrimenti si richiederebbe una corrente molto elevata che porterebbe a surriscaldamenti eccessivi degli avvolgimenti e delle altre parti della macchina.

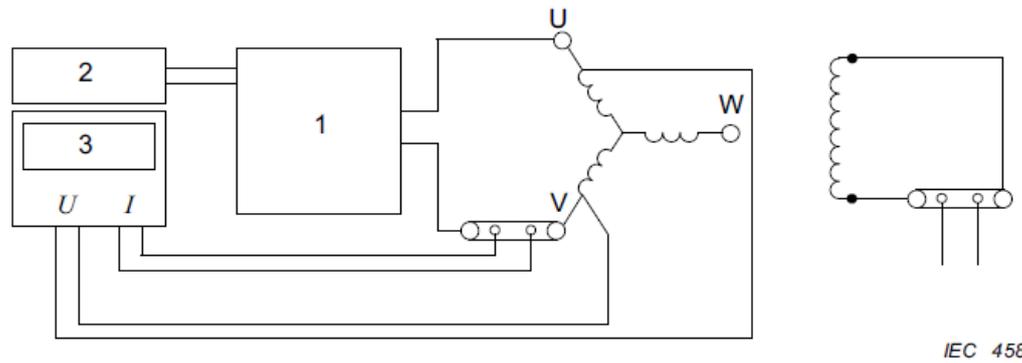
Se il test non può essere eseguito a corrente di armatura nominale, la determinazione dello stato insaturo della macchina è realizzato tramite diverse prove con differenti correnti di armatura (da 0,2 a 0,7  $I_n$ ).

Le quantità sono tracciate in funzione della corrente di armatura, ed i valori richiesti sono trovati tramite interpolazione.

Per macchine con cave chiuse o semichiuse dell'avvolgimento di armatura e cave chiuse dell'avvolgimento smorzatore la tensione di alimentazione non deve essere più bassa di 0,2 volte il valore nominale per la macchina in analisi.

#### **6.34 Applied variable frequency voltage test at standstill**

Per eseguire questo test, viene applicata una tensione a varie frequenze ad una coppia di terminali di linea dell'avvolgimento di armatura. La macchina è ferma. L'avvolgimento di indotto è alimentato da un amplificatore monofase a potenza e frequenza e variabili. La connessione è a stella con i due terminali di alimentazione U e V alimentati in serie e il terzo terminale W aperto o in parallelo con terminale V. L'avvolgimento di eccitazione è posto in corto circuito. La figura 29 mostra uno schema dei collegamenti principali.



IEC 458/08

**Key**

- 1 Power amplifier
- 2 Oscillator
- 3 Oscilloscope

**Figura 29 Schematic for variable frequency test at standstill.**

**7.28 Frequency response characteristics**

**7.28.1 General**

Le caratteristiche di risposta in frequenza sono funzioni di trasferimento particolari ottenute attraverso l'applicazione della trasformata di Park alle equazioni di macchina di un sincro. Queste funzioni di trasferimento possono essere utilizzate per gli studi dei fenomeni transitori delle macchine sincrone. Sono di particolare importanza per le macchine sincrone a rotore massiccio.

Per una macchina a rotore fermo le funzioni di trasferimento possono essere espresse come di seguito:

$$u_d(p) = [r + p x_d(p)] \cdot i_d(p) + G(p) \cdot i_f(p) \tag{4.1}$$

$$u_q(p) = [r + p x_q(p)] \cdot i_q(p) \tag{4.2}$$

dove:

p è l'operatore di Laplace

$i_d(p)$ ,  $i_q(p)$  e  $i_f(p)$  sono rispettivamente le correnti di asse d, di asse q e di eccitazione

$x_d(p)$  e  $x_q(p)$  sono gli operatori di reattanza di asse d e q rispettivamente

G(p) è l'operatore di trasferimento

Nota: la definizione della trasformata di Laplace per una generica funzione  $f(t)$  è:

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt. \quad (4.3)$$

Le caratteristiche di risposta in frequenza  $\frac{1}{x(js)}$  e  $G(js)$  sono espressioni complesse per  $p=js$ .

### 7.28.3 From applied variable frequency voltage test at standstill

I parametri desiderati per questa prova sono ottenuti separatamente per l'asse diretto e per quello di quadratura. Le formule per l'elaborazione dei dati sono analoghe per entrambi gli assi e quindi di seguito sono riportate per un unico asse. Avendo ottenuto la tensione  $U$  e la corrente  $I$  per una determinata frequenza  $f_t$ , e la loro differenza di fase (vedi paragrafo 6.34), l'impedenza del circuito a macchina ferma è data da:

$$Z_{\text{stat}}(js) = \frac{U(js)}{I(js)} K_{\text{con}} \quad (4.4)$$

Dove

$Z_{\text{stat}}$  è l'impedenza a regime stazionario della macchina calcolata per ogni frequenza della tensione di alimentazione lungo l'asse  $d$  o lungo l'asse  $q$ .

$U$  è la tensione di alimentazione ad una determinata frequenza  $f_t$ , espressa come scorrimento  $s=f_t/f_N$

$I$  è la corrente misurata

$K_{\text{con}}$  è un fattore che dipende dal tipo di connessione degli avvolgimenti per la prova: se la tensione è applicata fra due terminali con il terzo sconnesso allora  $K_{\text{con}}= 1/2$ ; se invece due fasi sono connesse in parallelo e poste in serie con la terza, allora  $K_{\text{con}}= 2/3$ .

## 5 Implementazione della tecnica delle funzioni modulanti tramite MATLAB

Al fine di identificare il sistema rappresentato dalla macchina sincrona tramite la tecnica delle funzioni modulanti, sono stati usati una serie di M-File di tipo function, realizzati su Matlab, che consentono di determinare i coefficienti del numeratore e del denominatore della funzione di trasferimento che lega ingresso e uscita del sistema, ovvero tensione e corrente di una fase della macchina (vedi le eq. 4.1 e 4.2).

Il file principale che poi richiama tutti gli altri è `fun_mod.m`. Tale function determina i coefficienti della funzione di trasferimento di interesse dati in ingresso 3 parametri elencati di seguito:

- $T$ , ovvero il tempo caratteristico della tecnica delle funzioni modulanti;
- $N_p$ , ovvero il numero di poli che si richiede per la funzione di trasferimento, in base alla teoria di una macchina sincrona a poli salienti;
- $N_z$ , ovvero il numero di zeri che deve avere la stessa funzione di trasferimento.

La function `fun_mod` si appoggia poi al M-file `simf.m` che crea il sistema di equazioni algebriche per l'identificazione della funzione di trasferimento, avendo come ingresso un database che può essere pre-impostato all'interno del programma e appoggiandosi a uno dei vari file che creano dei diversi tipi di funzioni modulanti.

Il Database deve essere composto da tre vettori colonna che rappresentano rispettivamente:

- $t$ : il vettore dei tempi a cui vengono campionati ingresso e uscita;
- $u$ : il vettore della grandezza di ingresso che in questo caso è la tensione su una fase di statore per ogni istante di tempo  $t$ ;
- $y$ : il vettore delle uscite che è dato dalla corrente che scorre nella stessa fase in cui viene misurata la tensione di ingresso.

Per quanto riguarda le funzioni modulanti utilizzate, gli m-file a cui si fa riferimento sono i seguenti:

- `gen_fr_spl`, il quale genera la funzione modulante di tipo spline introdotta da Maletinsky nel '78, e le sue prime  $N\_POLI$  derivate;

- `gen_fr_exp`, il quale genera una funzione modulante di tipo esponenziale che sarà di seguito descritta, nel listato della function.

Sono mostrati di seguito tutti i listati delle function citate sopra.

### 1) FUN\_MOD

```
function [num,den]=fun_mod(periodo,np,nz,flag)
% function [num,den]=fun_mod(periodo,np,nz,flag)
% La funzione FUN_MOD esegue l'identificazione del sistema lineare
tramite il
% metodo delle funzioni modulanti.
% Il vettore dei tempi, quello delle uscite e quello degli ingressi
devono essere
% nel file SISTEMA.MAT.
%
% Parametri di input :
% PERIODO ampiezza della finestra di identificazione;
% NP numero di poli del modello;
% NZ numero di zeri del modello.
% FLAG abilita il confronto con il sistema reale
%
% Parametri di uscita :
% NUM coefficienti del numeratore del sistema identificato;
% DEN coefficienti del denominatore del sistema identificato.
%
% L. Sani 4/1/99
% Copyright (c) 99 by DSEA
% $Revision: $ $Date: $

% La funzione SIMF crea il sistema algebrico di equazioni
a=simf(periodo,np,nz);

% Viene calcolata la soluzione del sistema algebrico di equazioni tramite
il
% metodo della pseudoinversa.
dim=size(a);
b=cond(a(:,1:dim(2)-1))
ris_1=pinv(a(:,1:dim(2)-1))*a(:,dim(2));
```

```

% Calcolo della soluzione con l'istruzione NNLS (trova la soluzione non
negativa)
%ris_1=nnls(a(:,1:dim(2)-1),a(:,dim(2)));
% Composizione del denominatore del sistema identificato
den=1;
for i=1:np
    den=[ris_1(i) den];
end

% Composizione del numeratore del sistema identificato
num=ris_1(np+1);
for i=2:nz+1
    num=[ris_1(np+i) num];
end

% Si riporta adesso in p.u. la fdt dividendola per l'ammittenza di base
num=num*8400/sqrt(3)/899;
% Se FLAG esiste abilitare il confronto con il sistema reale in termini
di
% diagramma di Bode

if nargin>3

% Immettere in num_v e den_v rispettivamente il numeratore e denominatore
% del sistema reale

% per l'asse d:
%num_v=[17.5082,444.2623,163.9344]*12;
%den_v=[4.1174,141.8773,153.5297,1];

% per l'asse q:
num_v=[14.754098360655735,1.639344262295082e+02]*12;
den_v=[3.737704918032786,93.532622950819660,1];

% Confronto sul diagramma di Bode
bode(num,den)
hold on
bode(num_v,den_v);
hold off
zoom on
end

```

## 2) SIMF

```
function [sist]=simf(T,np,nz,fat_id,n_wind,type,database)
% function [sist]=simf(T,np,nz,fat_id,n_wind,type,database)
% La funzione SIMF crea il sistema di equazioni algebriche per
% l'identificazione dei parametri della f.d.t. con la tecnica delle
% funzioni modulanti.
%
% T      ampiezza della finestra di identificazione (numeric)
% np     numero dei poli della f.d.t. (numeric)
% nz     numero degli zeri della f.d.t. (numeric)
% fat_id fattore di concatenamento delle finestre di identificazione
%        (numeric)
% n_wind numero di finestre di identificazione (numeric)
% type   funzione modulante (spline=1; expon=2) (numeric)
% database file contenenti i dati ingresso-uscita [t,u,y] del sistema da
%        identificare (string)
%
% L. Sani 5/12/98
% Copyright (c) 98 by DSEA
% $Revision: $ $Date: $

%Load file database
%se non è specificato come parametro di ingresso il valore di default è
if nargin<7
    database='prova1';
end
load (database)
lunghezza=length(t);
delta_t=t(2)-t(1);

% Generazione funzioni modulanti
% Valore di default: funzioni di tipo spline

if (nargin<6) | (type==1)           % funzioni di tipo spline
    fr=gen_fr_spl(np,delta_t,T);
else
    fr=gen_fr_exp(np,delta_t,T);    % funzioni di tipo esponenziale
```

```
end
% numero di steps in una finestra
ro=floor(T/delta_t)+1;

% max numero di finestre di identificazione
% default fat_id=1
if (nargin<4)
    fat_id=1;
end
n_1=floor(t(lunghezza)/T);           % numero finestre consecutive
n_2=(fat_id-1)*(n_1 - 1);
n_tot=n_1+n_2;

if (nargin<5),
    n_wind=n_tot;
end

if n_wind>n_tot,
    n_wind=n_tot;
end

% Loop per la creazione del sistema algebrico

step=floor(ro/fat_id);

for j=1:n_wind

ind_inf=floor((step-1)*(j-1)+1);
ind_sup=floor(ind_inf+ro-1);

% Generazione della riga
[riga]=gen_riga_s(np,nz,fr,u(ind_inf:ind_sup),y(ind_inf:ind_sup),delta_t)
;
% Composizione del sistema
system(j,:)=riga;

end

%condizionamento=cond(pinv(system(:,1:np+nz+1)))
sist=system;
```

## 3) GEN\_FR\_SPL

```

function [y]=gen_fr_spl(n_poli,step,periodo,flag)
% function [y]=gen_fr_spl(n_poli,step,periodo,flag)
% La function GEN_FR_SPL genera la funzione modulante di tipo spline
% introdotta da Maletinsky nel '78, e le sue prime N_POLI derivate,
% nell'intervallo [0 PERIODO] con passo di campionamento pari a Step.
% f si annulla agli estremi t=0 e t=PERIODO ed e' una funzione pari.
%
% Parametri di input :
% N_POLI   numero di poli del sistema da identificare. Per applicare il
%          metodo delle funzioni modulanti occorrono le prime N_POLI
%          derivate di f;
% PERIODO  ampiezza dell'intervallo di definizione di f;
% STEP     passo di campionamento nell'intervallo [0 PERIODO];
% FLAG     se presente abilita il plot di f e delle sue derivate.
%
% Parametri di output
% Y       Matrice contenente f e le sue prime N_POLI derivate. I dati
%          sono organizzati per colonne.
%
% References
% H.A. Presisig, D.W.T. Ripplin, ' Theory and application of the
modulating
% function method. Review and theory of the method and theory of the
% spline-type modulating functions '. Computers Chem. Engng. vol 17 No 1
% pp. 1-16, 1993
%
% L. Sani 4/1/99
% Copyright (c) 99 by DSEA
% $Revision: $ $Date: $
%
% Affinche' tutte le derivate siano continue e' necessario considerare
% una spline di ordine n >= n_poli
n=n_poli+2;

% T rappresenta l'ampiezza dei sottointervalli in cui e' suddiviso [0
PERIODO]
T=periodo/n;

```

```

% Viene creata la base dei tempi
t=0:step:periodo;

% si inizializzano gli array
fi=zeros(length(t),n);      % 'fi' contiene la funzione e le sue derivate
fj=zeros(length(t),n);      % 'fj' contiene le componenti parziali delle
varie
                                % funzioni

% Per questo tipo di funzione non occorre utilizzare il calcolo simbolico
% pre ottenere le derivate. Esiste una formula chiusa che permette di
ricavare
% la i-esima derivata.
for i=0:n-1
    for j=0:n
        bin=factor(n)/(factor(n-j)*factor(j)); % calcola il binomiale
(n,j)
        coef=(-1)^j*bin/factor(n-i-1);

        fj(:,j+1)=(coef*((t-j*T).^(n-i-1)).*((t>=j*T)&(t<=n*T)))';
        fi(:,i+1)=fi(:,i+1)+fj(:,j+1);
    end
end

y=fi;

if nargin>3
    plot(t,fi(:,1:3),'k')
end

```

## 4) GEN\_FR\_EXP

```

function [y]=gen_fr_exp(n_poli,step,T,flag)
% function [y]=gen_fr_exp(n_poli,step,T,flag)
% La function GEN_FR_EXP genera la funzione modulante di tipo
esponenziale
%
%          v(t-c)^2
%  -----
%          (t-x1)*(t-x2)
% f = e
%
% e le sue prime N_POLI derivate, nell'intervallo [0 T] con passo
% di campionamento pari a Step.
% f si annulla agli estremi t=x1 e t=x2 e ha un massimo in t=c.
%
% Parametri di input :
% N_POLI numero di poli del sistema da identificare. Per applicare il
% metodo delle funzioni modulanti occorrono le prime N_POLI
% derivate di f;
% T      ampiezza dell'intervallo di definizione di f;
% STEP   passo di campionamento nell'intervallo [0 T];
% FLAG   se presente abilita il plot di f e delle sue derivate.
%
% Parametri di output
% Y      Matrice contenente f e le sue prime N_POLI derivate. I dati
% sono organizzati per colonne.
%
% WARNING E' richiesta la presenza del toolbox SYMBOLIC
%
% L. Sani 4/1/99
% Copyright (c) 99 by DSEA
% $Revision: $ $Date: $

% Definizione della funzione modulante (f) in forma simbolica
syms t x1 x2 v c
x1=0;
x2=T;
v=10;

```

---

```

c=T/2;
f=exp((v*(t-c).^2)./((t-x1).*(t-x2)));

% Inizializzazione degli array di stringhe
array_1=[];
array_2=[];
array_3=[];

% y(i,2) = feval(F1,x(i));

for i=1:n_poli+1

    % Compone come stringa l'istruzione fi=char(diff(f,i));
    % e la salva come i-esima riga di array_1
    array_1=strvcat(array_1,
strcat('f',char(i+47),'=char(diff(f,',char(i+47),'))));

    % Compone come stringa l'istruzione [F1,msg] =
fcnchk(f1,'vectorized');
    % e la salva come i-esima riga di array_2
    array_2=strvcat(array_2, strcat(['F',char(i+47),'msg] =
fcnchk(f',char(i+47),'','vectorized')));

    % Compone come stringa l'istruzione y(i,2) = feval(F1,x(i));
    % e la salva come i-esima riga di array_3
    array_3=strvcat(array_3, strcat('y(i,',char(i+48),') =
feval(F',char(i+47),'x(i));'));

end

for i=1:n_poli+1

    % Eseguie l'istruzione contenuta nella i-esima riga di array_1 con cui
crea,
    % in forma simbolica, la (i-1)-esima derivata di f.
    eval(array_1(i,:))

    % Eseguie l'istruzione contenuta nella i-esima riga di array_2 con cui
    % vettorizza (i-1)-esima derivata di f.

```

```
eval(array_2(i,:))

end

% Genera il vettore dei tempi
x=0:step:T;

% Inizializza la matrice di uscita
y=zeros(length(x),n_poli+1);

for k=1:n_poli+1
    for i=2:length(x)-1,

        % Esegue l'istruzione contenuta nella k-esima riga di array_3 con
        cui
        % calcola il valore della (k-1)-esima derivata di f all'istante
        x(i)
        eval(array_3(k,:));
    end
end

% Esegue il plot di f e delle derivate se e' presente FLAG
if nargin>3
    plot(x,y)
end
```

## 6 Descrizione delle prove eseguite

### 6.1 Introduzione

Le prove sono state eseguite facendo uso principalmente di due diversi software:

- Matlab R2009-b;
- Magnet 7.1.1.

La procedura di esecuzione delle varie prove è descritta dai seguenti passi:

- 1- Valutazione dell'effetto delle testate della macchina sulla resistenza degli avvolgimenti di fase e correzione tramite resistenza addizionale.
- 2- Individuazione delle posizioni angolari per le quali si ha l'orientamento della macchina secondo l'asse diretto o secondo l'asse di quadratura, in riferimento ad una particolare connessione ed alimentazione delle fasi statoriche.
- 3- Predisposizione del rotore della macchina secondo uno dei due assi trovati al punto precedente.
- 4- Creazione del circuito elettrico previsto dalla normativa per l'esecuzione delle varie prove.
- 5- Creazione dell'opportuno segnale d'ingresso al circuito mediante l'uso di Matlab.
- 6- Settaggio delle opzioni di simulazione di tipo transitorio desiderate.
- 7- Esecuzione della simulazione su Magnet.
- 8- Esportazione su Matlab delle grandezze d'interesse per l'elaborazione dei dati.
- 9- Elaborazione dei dati su Matlab mediante la tecnica delle funzioni modulanti prima e tramite altri m-file per il calcolo dei vari parametri d'interesse dopo.

Si descrive di seguito nel dettaglio lo svolgimento delle varie prove che hanno portato all'identificazione dei parametri della macchina sincrona in esame.

## 6.2 Valutazione dell'effetto delle testate della macchina

Considerando la ridotta lunghezza assiale della macchina rispetto alle dimensioni radiali (si tratta di una macchina a rotore corto) non è possibile a priori ritenere che i fenomeni che si manifestano sulle testate siano trascurabili. Decidendo di voler comunque lavorare su un modello in due dimensioni, senza passare ad uno in 3D, si valuta la resistenza dell'avvolgimento di una fase statorica e si confronta con quella reale. In base ai risultati ottenuti con questa prova si vedrà poi se e come intervenire per migliorare il modello.

Per l'esecuzione di tale prova si è quindi alimentata una sola fase statorica con un generatore di tensione sinusoidale a frequenza nominale e si sono valutate le perdite per effetto joule. Da queste, avendo rilevato anche il valore efficace della corrente di fase, si può ricavare il valore della resistenza di fase nel modo seguente:

$$R_a = \frac{P_{jsa}}{I_a^2} \quad (6.1)$$

Il circuito di prova e le caratteristiche del generatore di tensione sono mostrate nelle seguenti figure.

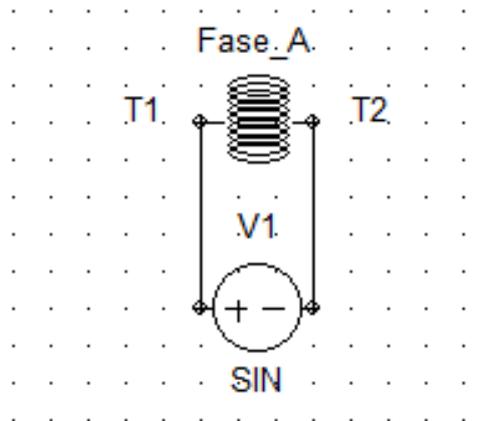
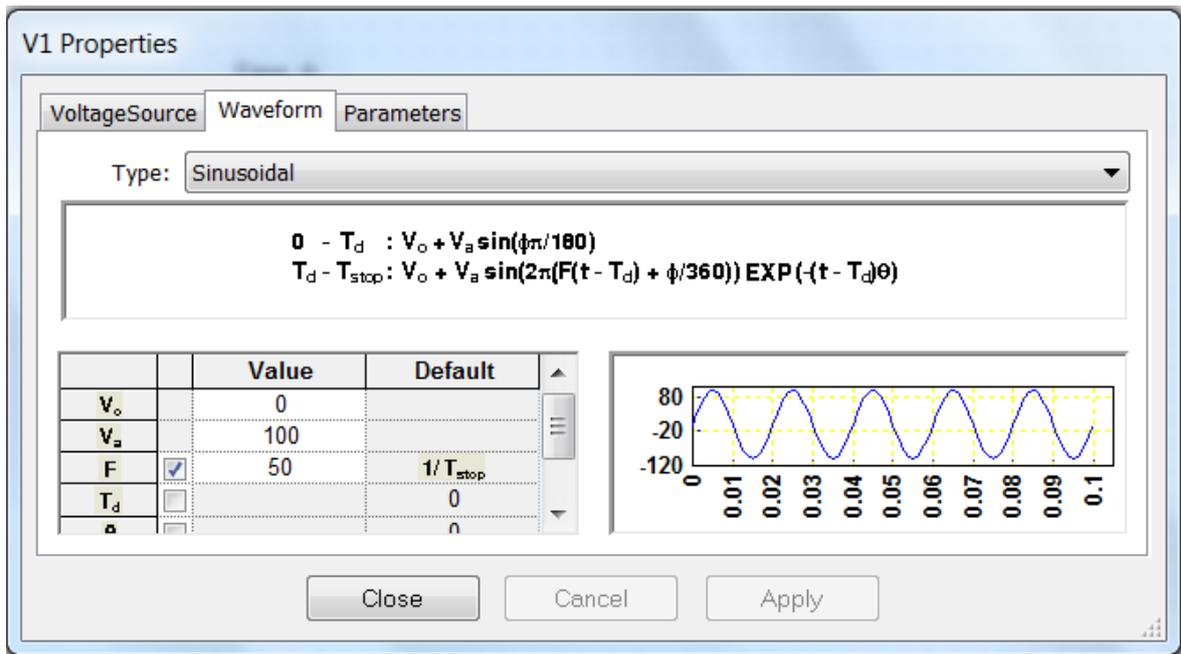


Figura 30 Circuito di prova per il calcolo della resistenza di fase del modello 2D.



**Figura 31** Impostazione delle caratteristiche del generatore di tensione.

Si è fatta quindi una simulazione del tipo “Time harmonic 2D”, ottenendo i seguenti risultati per il modello parziale:

$$P_{jsa} = 22,06 \text{ W} \quad (6.2)$$

$$I_a = 99,42 \text{ A} \quad (6.3)$$

$$R_a = \frac{P_{jsa}}{I_a^2} = 0,00223 \text{ } \Omega \quad (6.4)$$

Sapendo poi che:

$$R_{reale} = \frac{0,0332}{12} \text{ } \Omega = 0,00277 \text{ } \Omega \quad (6.5)$$

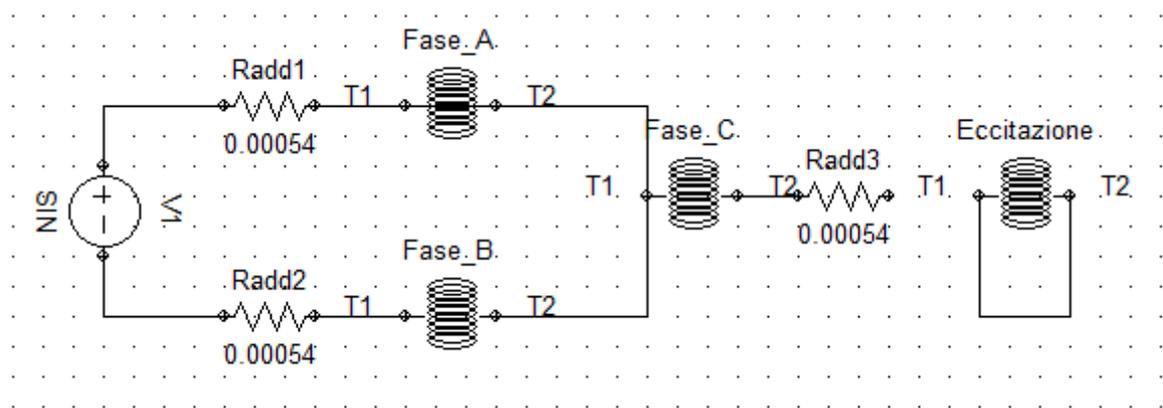
si è deciso di intervenire sul modello aggiungendo una resistenza in serie ad ognuno tre avvolgimenti statorici del seguente valore:

$$R_{add} = R_{reale} - R_a = 0,00054 \text{ } \Omega \quad (6.6)$$

### 6.3 Individuazione orientamento macchina lungo d e lungo q

Tale prova è stata eseguita seguendo le disposizioni previste dal paragrafo 6.17 della Norma CEI EN 60034-4: *Applied voltage test with the rotor in direct and quadrature axis positions.*

Secondo tali disposizioni si alimenta la macchina elettrica con una tensione alternata di valore non inferiore a  $0,2 V_N$  e tale che la corrente di armatura non superi il valore di  $0,7 I_N$ , secondo il seguente circuito elettrico.



**Figura 32** Circuito di prova per l'individuazione degli assi d e q

Dalla Figura 32 si vede che sono alimentate le fasi a e b in serie, mentre la fase c resta scollegata. Il circuito di eccitazione invece è messo in cortocircuito.

#### DATI ALIMENTAZIONE:

generatore di tensione sinusoidale

$$V = 0,2 \cdot V_n = 0,2 \cdot 8400 \text{ V} = 200 \text{ V}$$

$$f = 100 \text{ Hz}$$

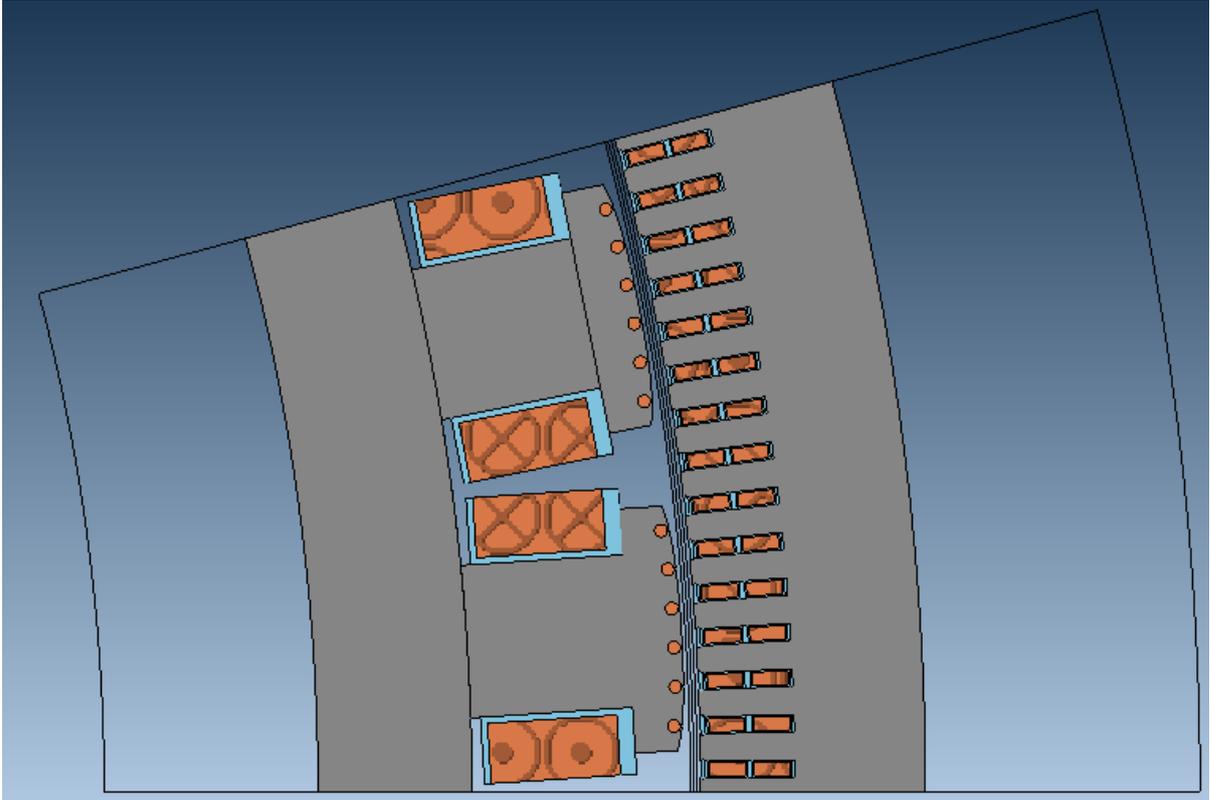
#### METODO DI SIMULAZIONE:

Time-Harmonic 2D

A questo punto la normativa suggerisce di far ruotare lentamente la macchina, tramite un motore primo, e di rilevare per ogni posizione angolare il valore della corrente di eccitazione. Utilizzando Magnet tale spostamento è stato fatto per passi ruotando ad ogni

passo i tutti i componenti del rotore di un certo angolo, scelto volta per volta in base ai valori della corrente di eccitazione ottenuti.

POSIZIONE INIZIALE ROTORE (0°)



**Figura 33 Modello parziale 2D nella posizione iniziale**

L'orientamento lungo l'asse diretto è dunque nella posizione angolare per cui la corrente di eccitazione risulta massima, mentre l'orientamento lungo l'asse di quadratura si individua nella posizione angolare per cui la corrente di eccitazione è minima.

Ovviamente con una macchina a più paia di poli, come quella in analisi, si trovano più coppie di posizioni angolari che verificano l'orientamento lungo i due assi, con la seguente periodicità:

$$passo\ polare = \frac{360^\circ}{n^\circ poli} \quad (6.7)$$

$$distanza\ assi = passo\ polare / 2 \quad (6.8)$$

Per la macchina in analisi il numero di poli è 48 e quindi si ha una distanza tra gli assi d e q di 3,75°.

Di seguito è mostrata la tabella delle prove eseguite per l'individuazione delle due posizioni angolari.

GRADI (°)	Iecc (A)
2,5	3,89
2,7	2,36
2,9	2,36
3,1	0,97
3,3	0,34
3,5	0,45
<b>3,4</b>	<b>0,29</b>
<b>-0,4</b>	<b>17,32</b>
-0,3	16,03
-0,5	16,55

**Tab.6.1** Prove per il rilevamento della disposizione della macchina lungo d o lungo q.

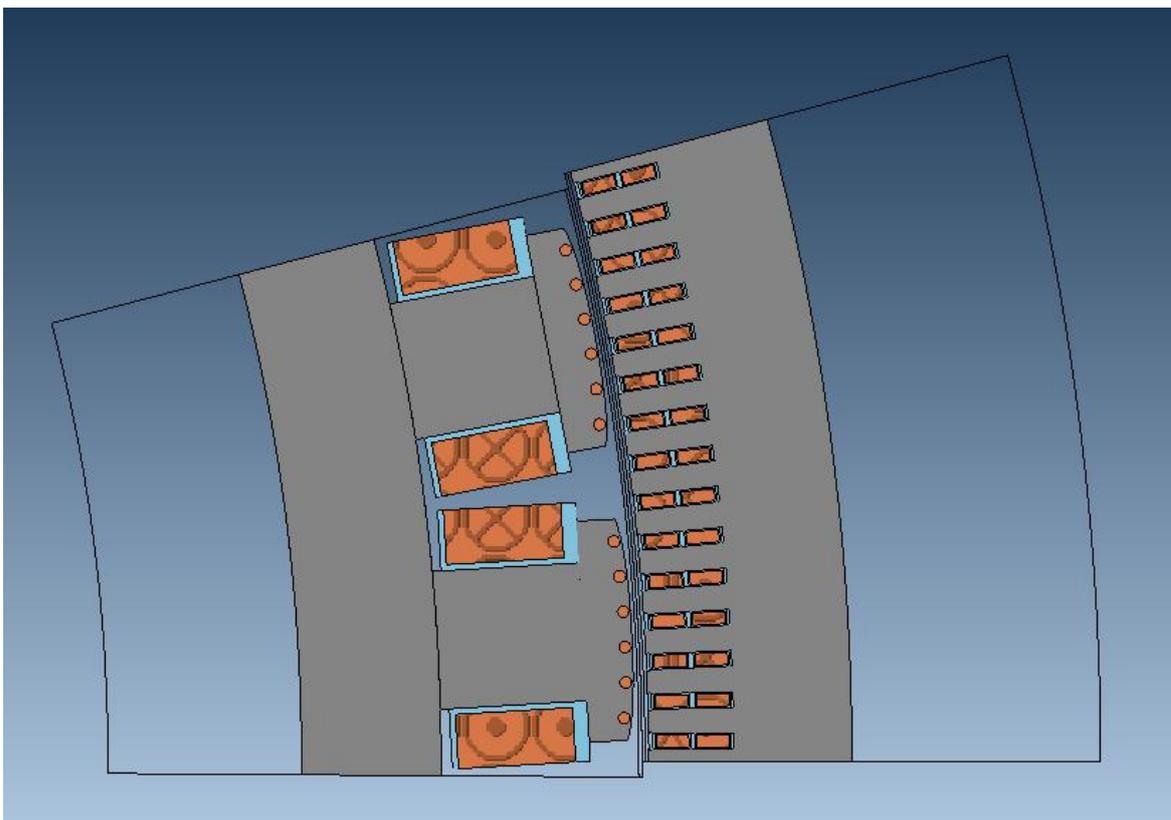
Si è trovata quindi la disposizione lungo i due assi rispetto alla posizione iniziale del modello:

- ASSE D: si trova ruotando di  $-0,4^\circ$  tutti i componenti del rotore;
- ASSE Q: si trova ruotando di  $3,4^\circ$  tutti i componenti del rotore.

È da tenere ben presente che andrà mantenuto lo stesso collegamento e metodo di alimentazione delle fasi nel circuito di prova per la risposta in frequenza altrimenti, cambiando le fasi, si incorre inevitabilmente in un cambiamento di posizione degli assi d e q che non sono legati solo fisicamente alla struttura della macchina, ma dipendono ovviamente anche da come si alimentano i vari avvolgimenti delle fasi statoriche.

### **Predisposizione della macchina secondo l'asse diretto**

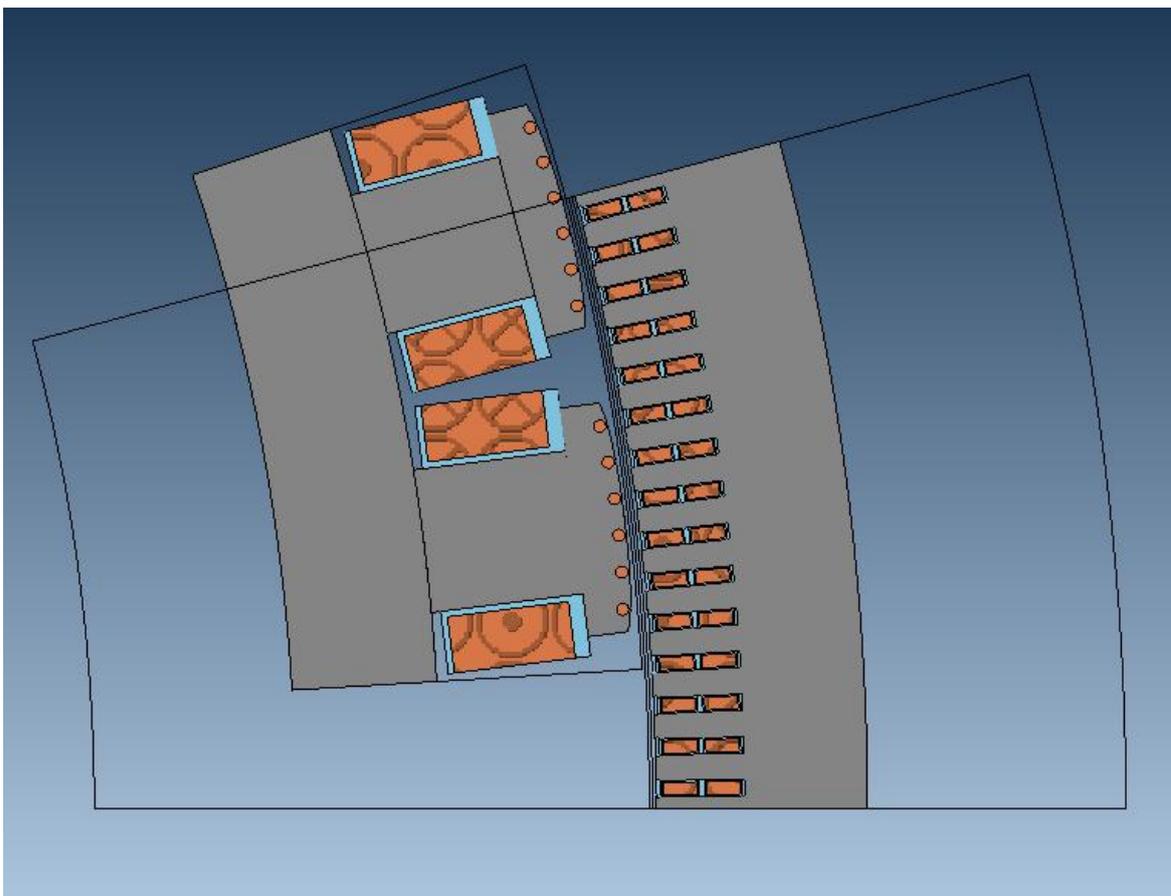
Avendo determinato sperimentalmente la posizione angolare lungo l'asse d, il modello per la prova su tale asse risulta quello nella seguente figura.



**Figura 34 Predisposizione della macchina lungo l'asse d.**

### **Predisposizione della macchina secondo l'asse q**

Avendo determinato sperimentalmente la posizione lungo l'asse q, il modello per la prova su tale asse risulta quello nella seguente figura.



**Figura 35 Predisposizione del rotore secondo l'asse q.**

## 6.4 Prove per l'individuazione della funzione di trasferimento di asse diretto

Dalla teoria della dinamica delle macchine sincrone anisotrope, illustrata nel capitolo 2 di questo elaborato, si è visto che il rapporto tra la corrente di armatura e la tensione di alimentazione statorica a macchina ferma ( $\omega=0$ ), dà origine alla seguente funzione di trasferimento :

$$Y_{d,q}(p) = \frac{i_{d,q}(p)}{V_{d,q}(p)} \quad (6.9)$$

(6.10)

$$Y_{d,q}(p) = \frac{1 + p(T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0}) + p^2 T'_{d0,q0} T''_{d0,q0}}{r_a + p(r_a(T'_{d0,q0} + T''_{d0,q0}) + \frac{x_{d,q}}{\omega_0}) + p^2(r_a T'_{d0,q0} T''_{d0,q0} + \frac{x_{d,q}}{\omega_0}(T'_{d,q} + T''_{d,q})) + p^3 \frac{x_d}{\omega_0} T'_{d,q} T''_{d,q}}$$

Che può essere riscritta in forma parametrica come:

$$H_{d,q}(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3} \quad (6.11)$$

Tale f.d.t. presenta dunque tre poli e due zeri che devono essere determinati in modo da poter ricavare i vari parametri d'interesse.

Affinchè la tecnica delle funzioni modulanti possa funzionare e trovare quindi i vari poli e zeri della  $H(p)$ , è necessario che il sistema venga eccitato nel range di frequenze in cui sono presenti tutte le radici della funzione di trasferimento.

Al fine di determinare tale banda di frequenze, si è fatto quindi riferimento ad una funzione di trasferimento realizzata con dei parametri di una macchina simile , cioè sincrona, a poli salienti, con barre smorzatrici e di potenza paragonabile.

Di tale funzione sono state quindi ricavate le radici al numeratore (zeri) e al denominatore (poli), grazie ad un m-file di seguito riportato.

La banda desiderata sarà quindi compresa tra la minima e la massima frequenza individuate in questo modo.

## FREQUENZE\_RADICI

```

%DATI MACCHINA REALE

% Costanti di tempo espresse in secondi
Td1=0.91;
Tdo1=2.67;
Td2=0.03;
Tdo2=0.04;
Tq2=0.04;
Tqo2=0.09;
% Dati in p.u.
ra= 0.0061;
xd=0.92;
xq=0.57;
wo=1;
% Calcolo coefficienti asse diretto fdt:
bod=1/ra;
b1d=(Tdo1+Tdo2)/ra;
b2d=Tdo1*Tdo2/ra;
a1d=Tdo1+Tdo2+xd/wo/ra;
a2d=xd/wo/ra*(Td1+Td2)+Tdo1*Tdo2;
a3d=xd/wo/ra*Td1*Td2;
% Calcolo coefficienti asse di quadratura della fdt:
boq=1/ra;
b1q=Tqo2/ra;
a1q=Tqo2+xq/wo/ra;
a2q=xq*Tq2/ra/wo;
s=tf('s');
% Funzione di trasferimento asse diretto
Num_d=[b2d b1d bod];
Den_d=[a3d a2d a1d 1];
Yd= (bod+b1d*s+b2d*s^2)/(1+a1d*s+a2d*s^2+a3d*s^3);
% Funzione di trasferimento asse di quadratura
Num_q=[b1q boq];
Den_q=[a2q a1q 1];
Yq= (boq+b1q*s)/(1+a1q*s+a2q*s^2);
% Calcolo di poli e zeri asse diretto (rad/s):
Radici_d=[roots(Num_d);roots(Den_d)]
% Calcolo frequenze asse diretto (Hz):
Freq_d=Radici_d/2/pi
% Calcolo di poli e zeri asse di quadratura:
Radici_q=[roots(Num_q);roots(Den_q)]
% Calcolo frequenze asse di quadratura (Hz):
Freq_q=Radici_q/2/pi

```

Dal file.m riportato nella pagina precedente si ottengono i seguenti risultati:

Frequenze delle radici asse d:

3.9789  
 0.0596  
 5.3062 <-MAX  
 0.1769  
 0.0010<- MIN

Frequenze delle radici asse q:

1.7684  
 3.9810<-MAX  
 0.0017<-MIN

Osservando per adesso i soli risultati per la f.d.t. di asse diretto si può notare che tra la frequenza minima e quella massima ci sono più di 3 ordini di grandezza di differenza. Questo fatto comporta un grosso problema per quanto riguarda le simulazioni su Magnet in quanto, se io volessi elaborare un segnale che comprenda tutte le frequenze in gioco, dovrei fare nel modo seguente:

$$t_c = \frac{1}{20f_{max}} \quad (6.12)$$

dove  $t_c$  è il tempo di campionamento che viene impostato in modo che per ogni periodo del segnale a frequenza più elevata vengano presi 20 campioni.

Facendo i conti si trova quindi che:

$$t_c \cong 0.01s \quad (6.13)$$

Volendo fare adesso in modo da riprodurre il segnale per un tempo T tale che l'armonica a frequenza più bassa compia 3 o 4 periodi, necessari affinché la risposta del sistema vada a regime, bisogna che:

$$T = \frac{(3 \div 4)}{f_{min}} = (3000 \div 4000)s \quad (6.14)$$

Volendo quindi fare un'unica simulazione sul software Magnet 7.1 dovremmo eseguire un numero di passi pari a:

$$n^{\circ}_{passi} = \frac{T}{t_c} = (3 \div 4) \cdot 10^5 \text{passi} \quad (6.15)$$

E' stato verificato che per fare una simulazione di 100 passi di tipo Transient 2D il software Magnet 7.1 impiega un tempo di circa 30 minuti.

Per tale problema si è quindi dovuti ricorrere ad un metodo alternativo per l'individuazione di poli e zeri che prevede la divisione della ricerca delle radici in tre prove per l'asse diretto e tre prove, per motivi analoghi, per l'asse di quadratura, andando a ricercare insieme solo quelle radici non troppo distanti tra loro e sapendo in anticipo in che range di frequenza cercarli.

Il problema che è stato esposto ovviamente persiste solo nel caso si usi un modello realizzato sul software Magnet, mentre se si facessero le prove su una macchina reale o su un modello realizzato su un altro software, come ad esempio Matlab, si ritiene che si possa creare senza problemi un unico segnale che vada ad eccitare tutte le varie frequenze di interesse.

Il vantaggio di usare Magnet anziché un altro software come ad esempio Matlab, per realizzare il modello di una macchina, sta però nel fatto che tramite il primo si realizza un modello fisico della macchina in cui ogni componente è descritto in termini di dimensioni e materiale di cui è costituito, mentre col secondo si realizza un modello matematico che di per sé è già un'approssimazione fatta più o meno bene della macchina reale.

### **PROVA 1**

In tale prova si vuole andare ad individuare il polo a frequenza più bassa:

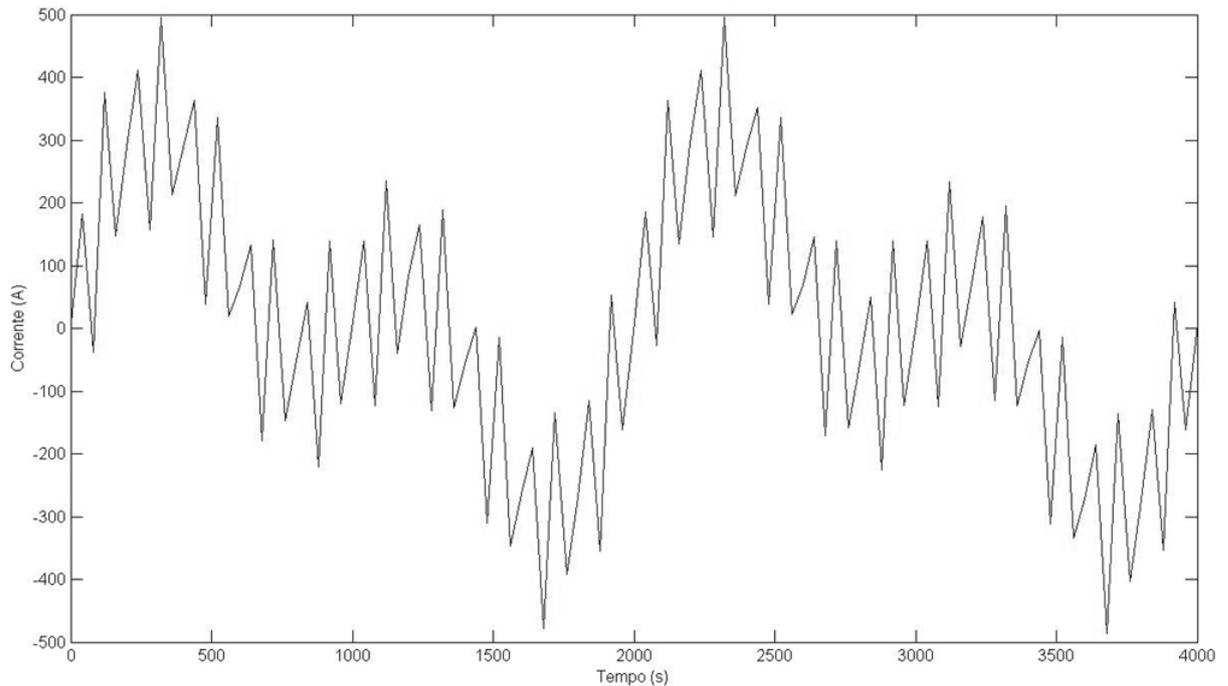
$f_1 = 0.001$  Hz

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tale polo tramite il file.m mostrato di seguito.

### **PROVA1**

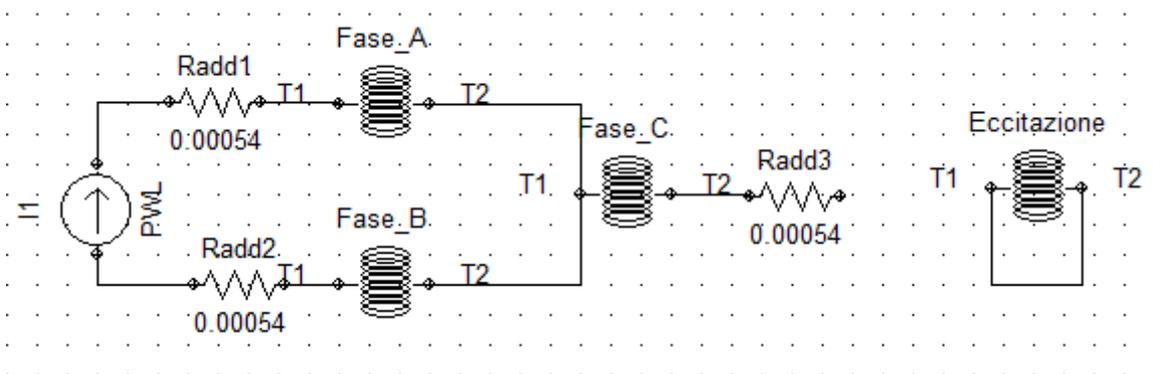
```
% Segnale composto da 5 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.2;
t=0:40:4000;
f1=0.0005;
f2=0.001;
f3=0.01;
f4=0.1;
f5=1;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
A5=sin(2*pi*f5*t);
R=rand(1,101);
It=k*In*(A1+A2+A3+A4+A5+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 36** Segnale in corrente per l'individuazione del primo polo della fdt.

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

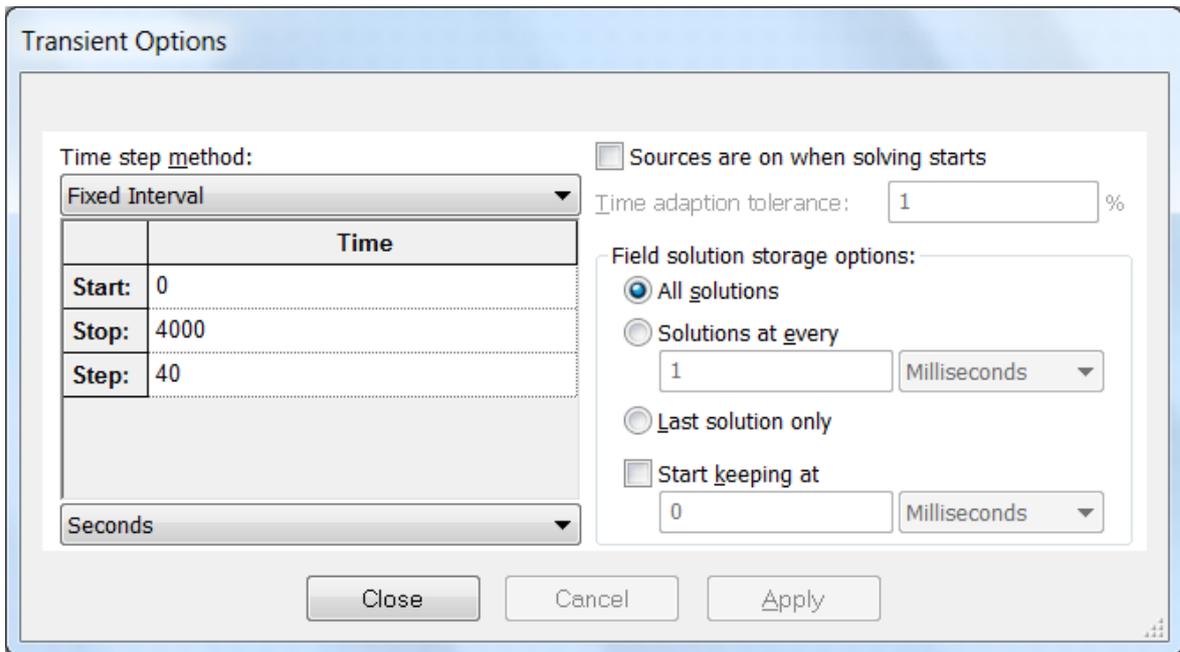


**Figura 37** Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

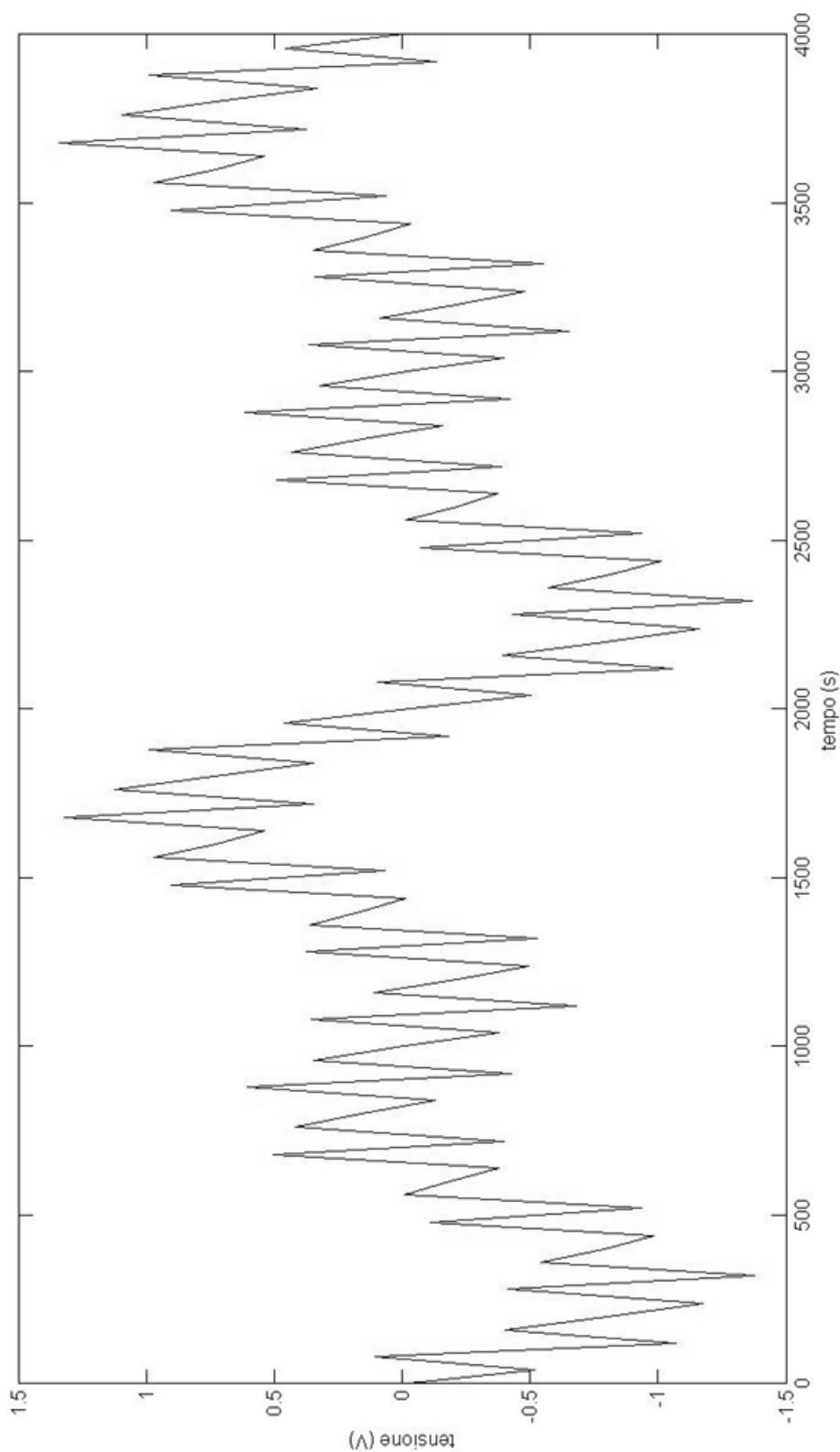
Dalla Figura 37 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse diretto, come visto nella Figura 34 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.

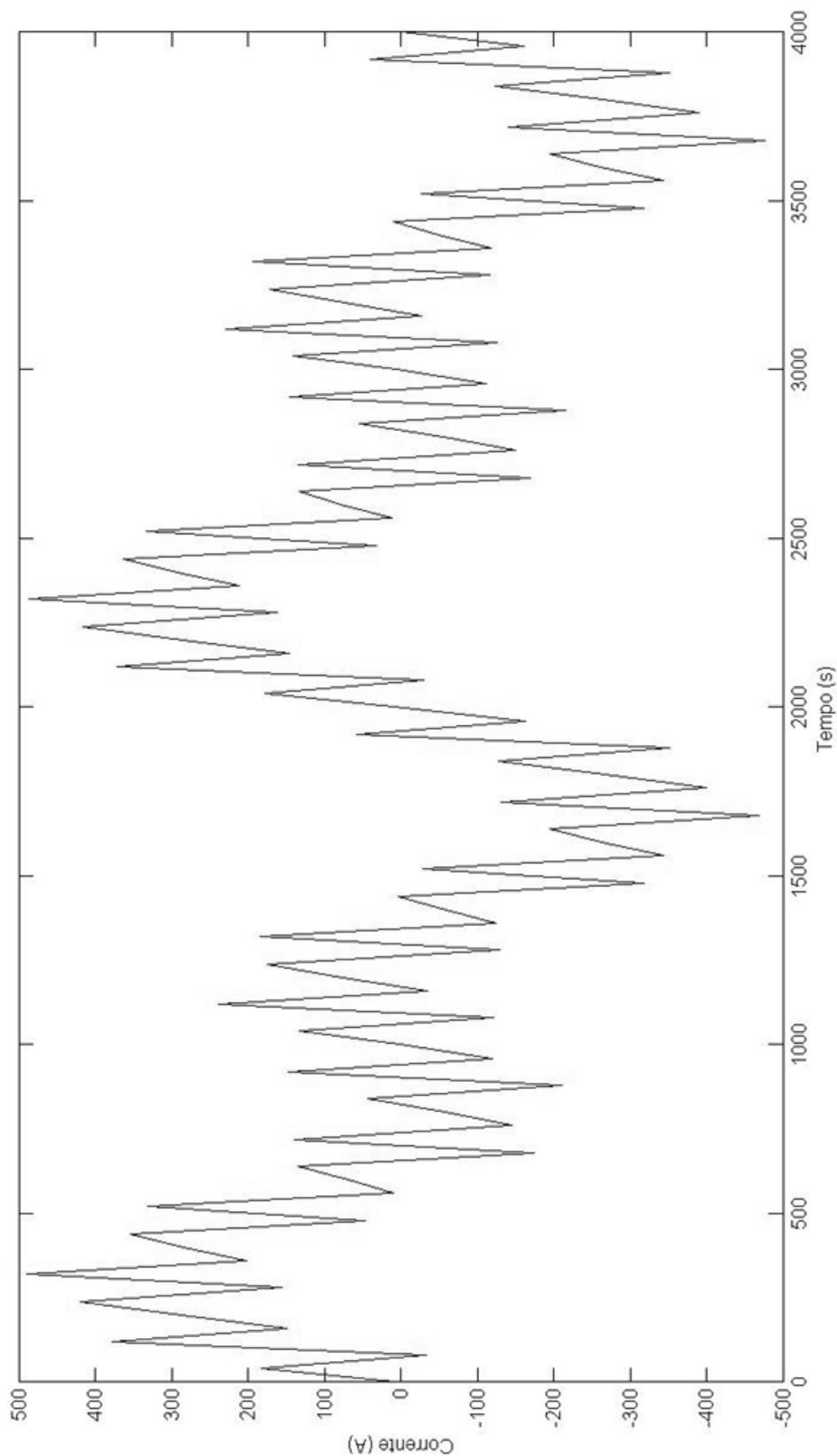


**Figura 38 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 1.**

## Risultati ottenuti dalla prova 1



**Figura 39** Tensione  $V_d$  in funzione del tempo.



**Figura 40 Corrente  $I_d$  in funzione del tempo.**

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti si è quindi trovato il seguente risultato:

$$p_1 = 0.0069 \text{ rad/sec}$$

$$p_{1\text{reale}} = 0.0066 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 3900s.

## PROVA 2

In tale prova si vuole andare ad individuare una coppia polo/zero alle seguenti frequenze:

$$f_2 = 0.06 \text{ Hz}$$

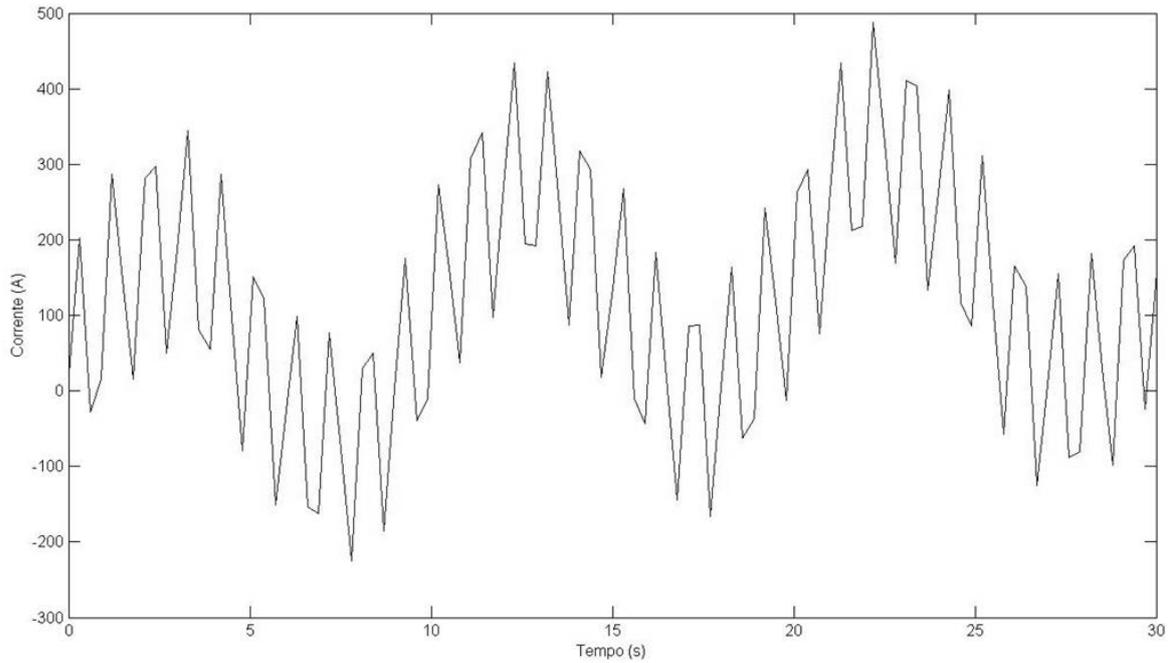
$$f_3 = 0.18 \text{ Hz}$$

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tali radici tramite il file.m mostrato di seguito.

## PROVA2

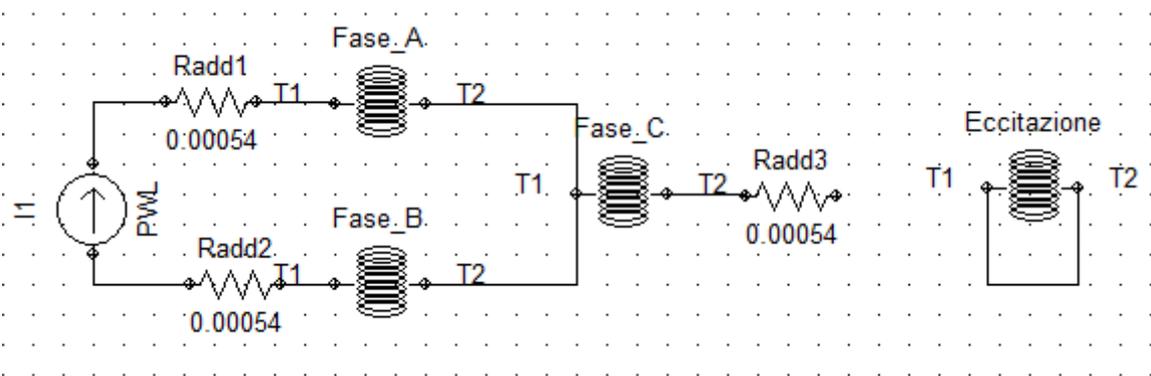
```
% Segnale composto da 4 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.18;
t=0:0.3:30;
f1=0.01;
f2=0.1;
f3=1;
f4=5;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
R=rand(1,101);
It=k*In*(A1+A2+A3+A4+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 41 Segnale di corrente in funzione del tempo.**

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

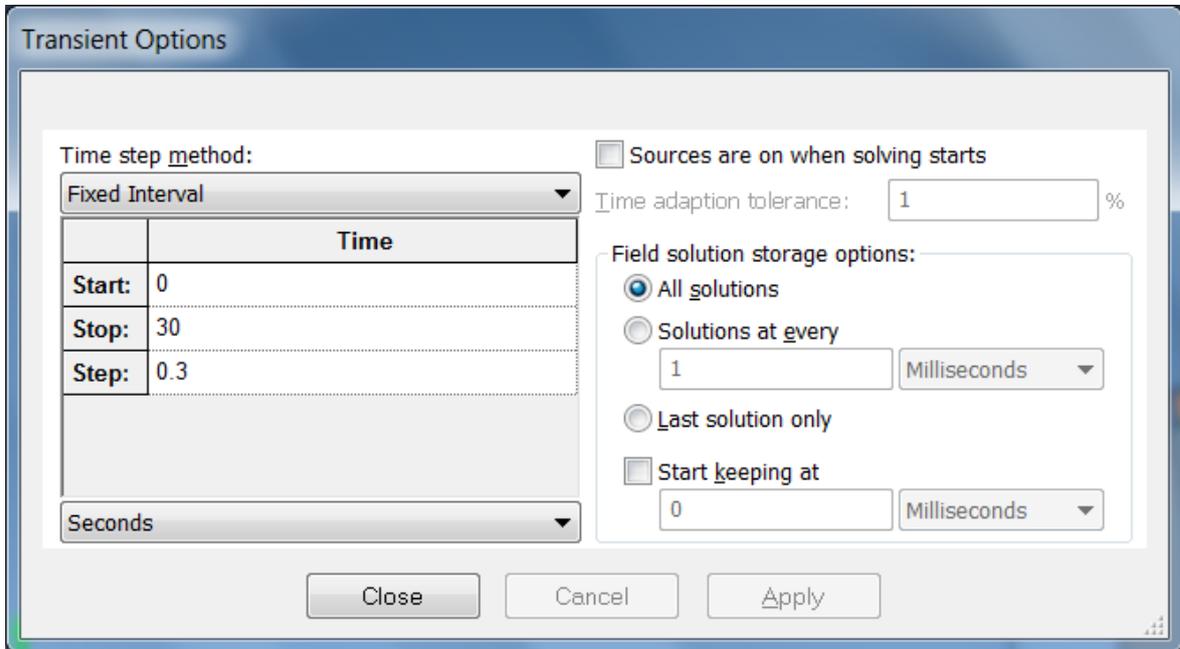


**Figura 42 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.**

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

Dalla Figura 42 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse diretto, come visto nella Figura 34 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.



**Figura 43** Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 2.

## Risultati ottenuti dalla prova 2

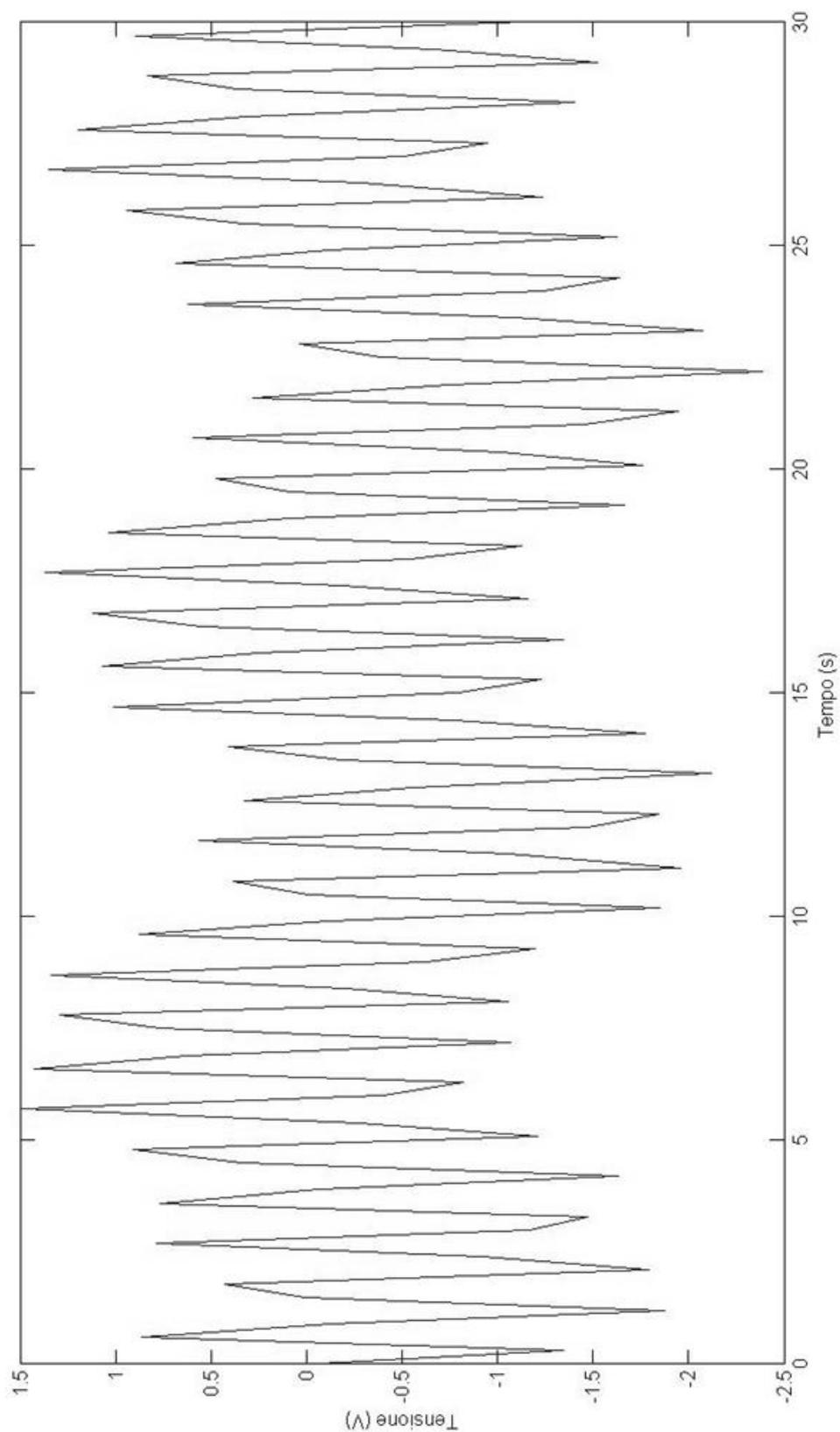
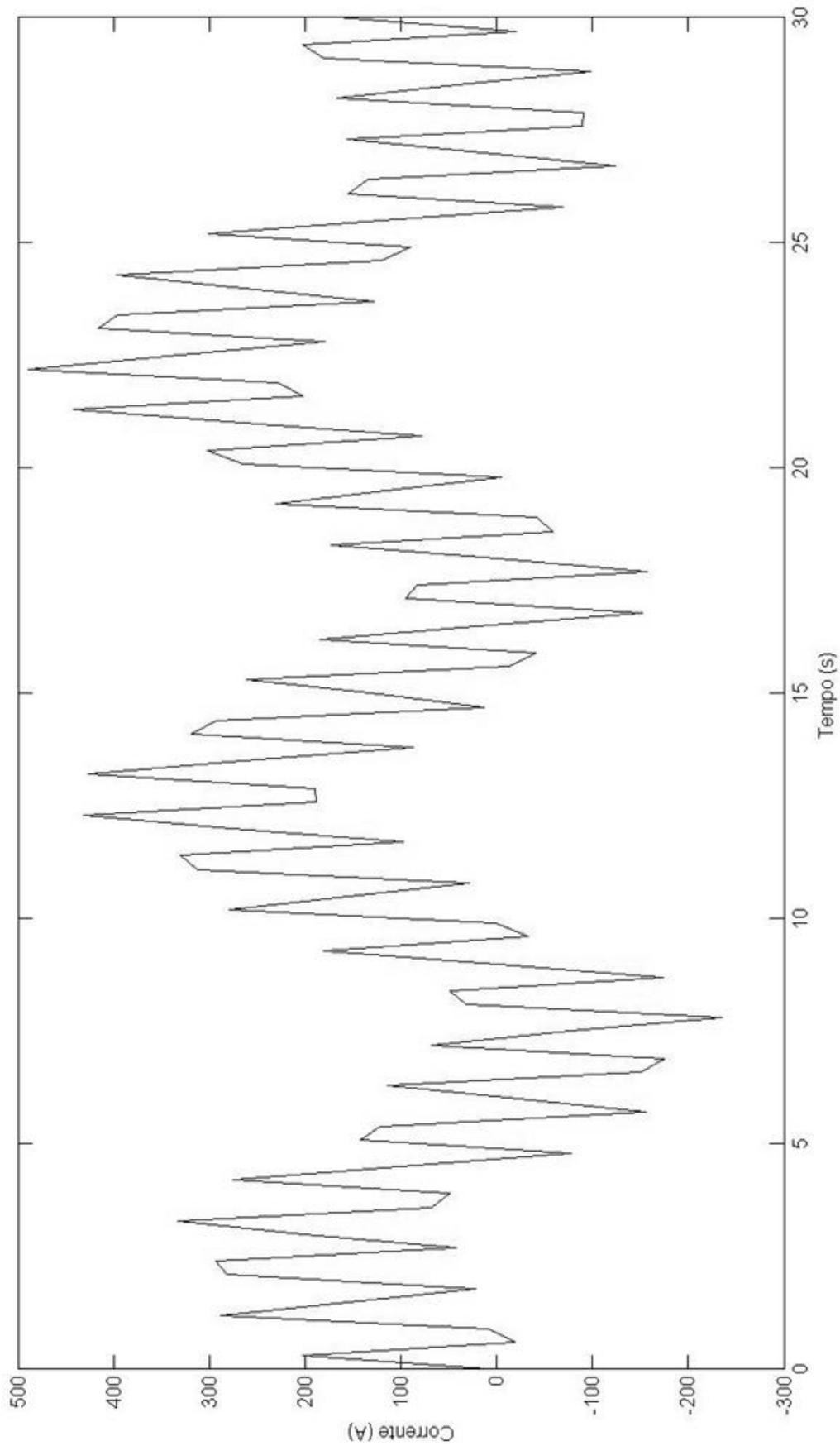


Figura 44 Tensione Vd in funzione del tempo .



**Figura 45** Corrente  $I_d$  in funzione del tempo.

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti sono stati quindi trovati i seguenti risultati:

$$z_2 = 0.29 \text{ rad/sec}$$

$$z_{2reale} = 0.38 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 5.5s.

$$p_3 = 1.06 \text{ rad/sec}$$

$$p_{3reale} = 1.11 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 5.5s.

### PROVA 3

In tale prova si vuole andare ad individuare una coppia polo/zero alle seguenti frequenze:

$$f_2 = 3.98 \text{ Hz}$$

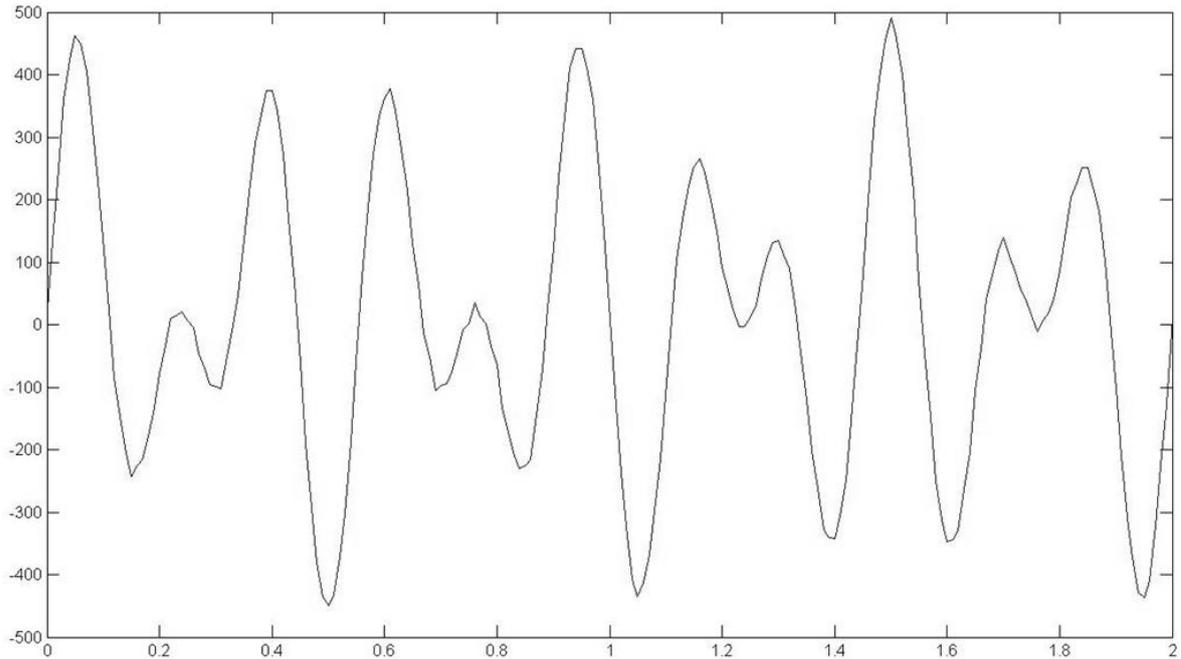
$$f_3 = 5.31 \text{ Hz}$$

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tali radici tramite il file.m mostrato di seguito.

#### PROVA3

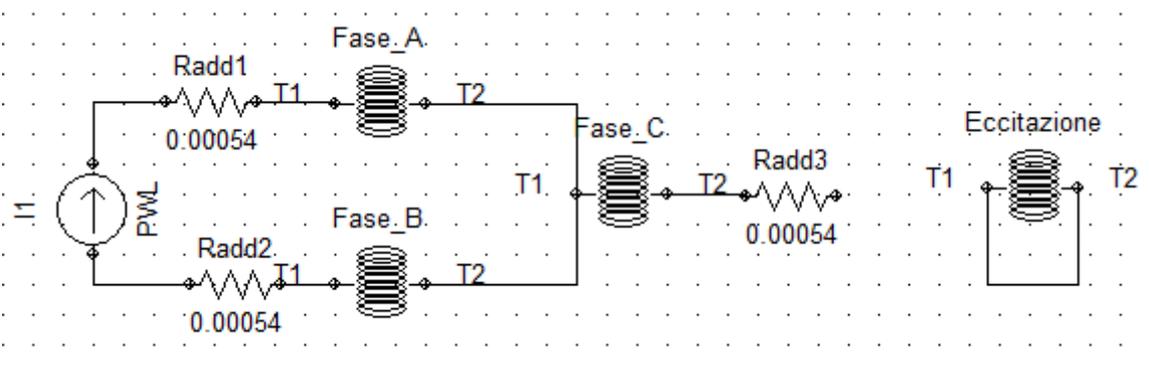
```
% Segnale composto da 2 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.26;
t=0:0.01:2;
f1=3.5;
f2=5.5;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
R=rand(1,201);
It=k*In*(A1+A2+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 46 Segnale di corrente in funzione del tempo.**

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

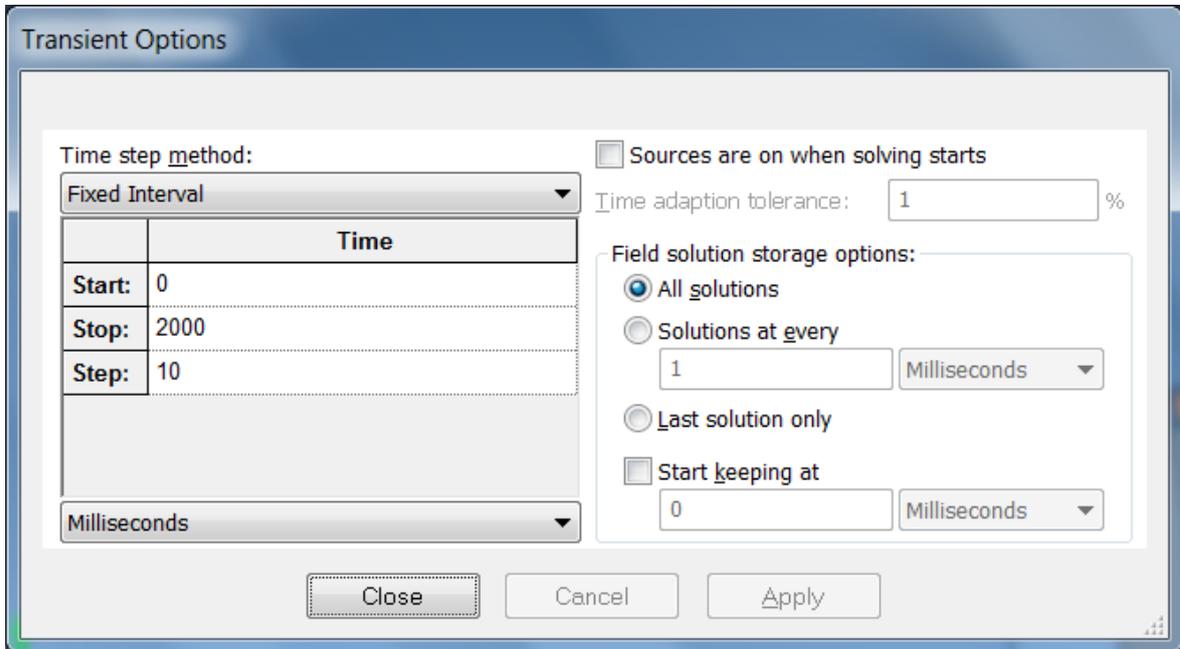


**Figura 47 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.**

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

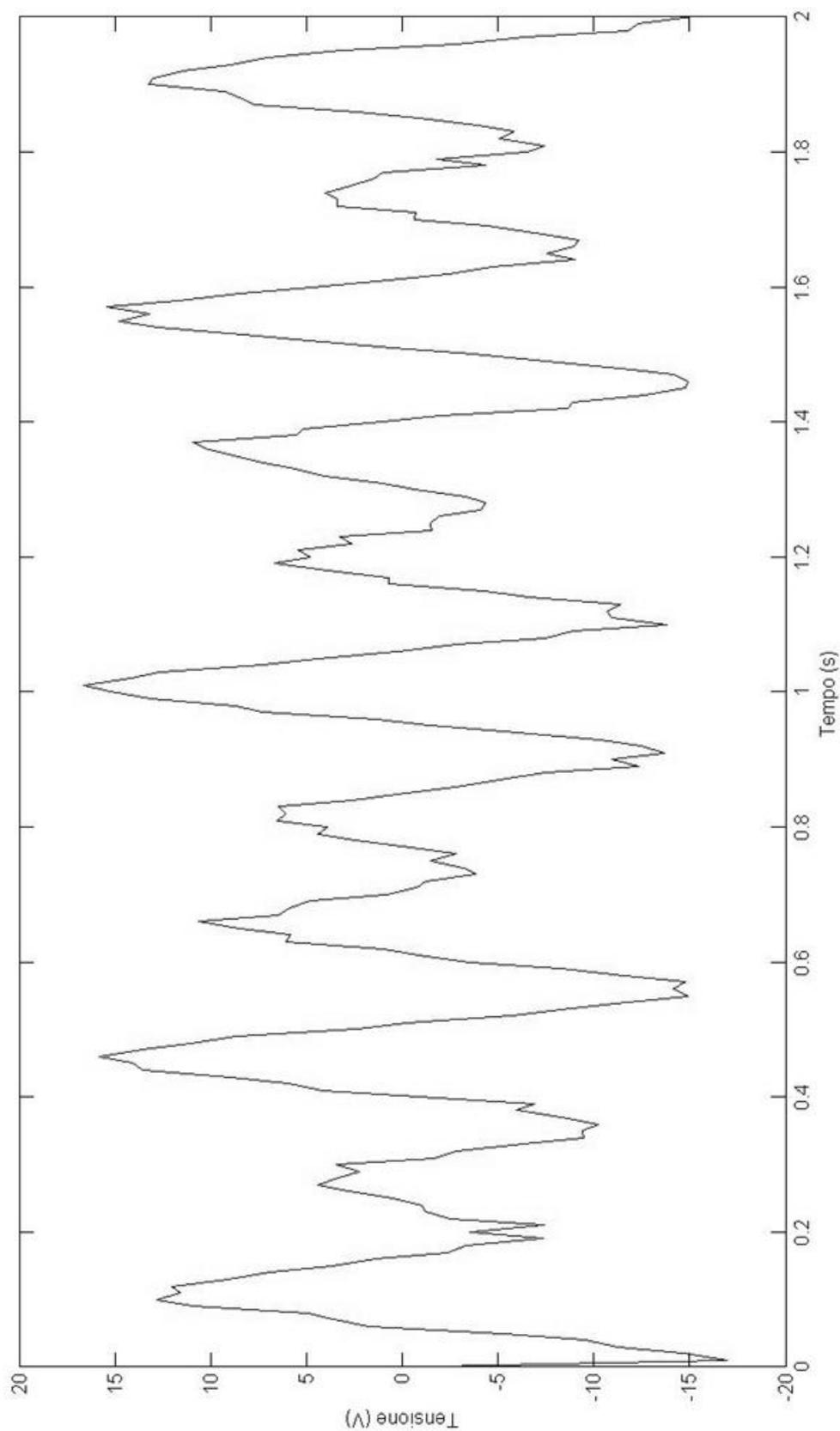
Dalla Figura 47 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse diretto, come visto nella Figura 34 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.

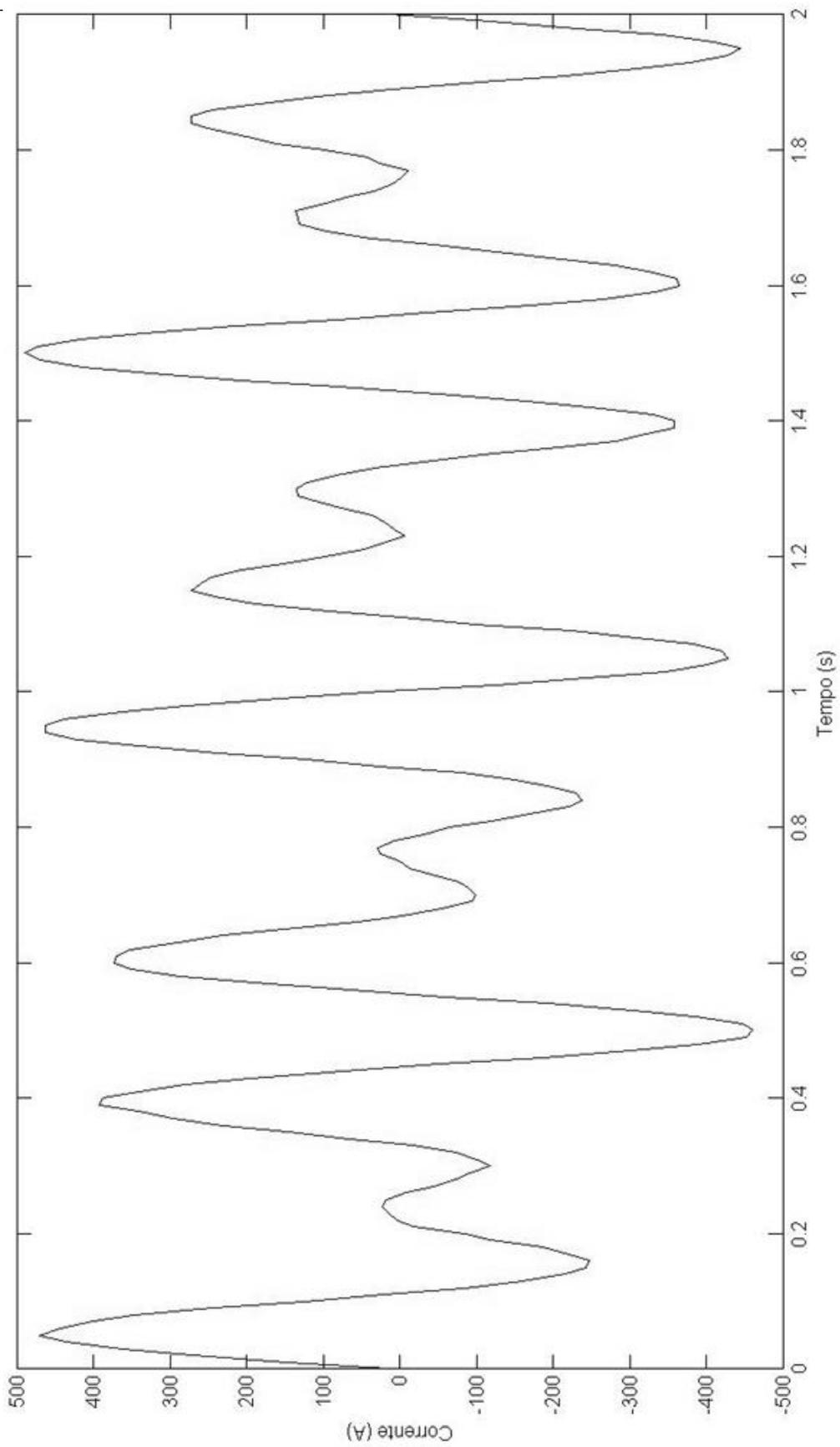


**Figura 48** Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 3.

### Risultati ottenuti dalla prova 3



**Figura 49** Tensione  $V_d$  in funzione del tempo.



**Figura 50** Corrente  $I_d$  in funzione del tempo.

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti sono stati quindi trovati i seguenti risultati:

$$z_4 = 25.0 \text{ rad/sec}$$

$$z_{4reale} = 25.0 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 0.3859s.

$$p_5 = 33.4 \text{ rad/sec}$$

$$p_{5reale} = 33.3 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 0.3864s.

## ELABORAZIONE RISULTATI ASSE DIRETTO

Una volta eseguite le tre prove per l'individuazione dei poli e degli zeri della funzione di trasferimento Yd (vedi eq. 6.9, 6.10 e 6.11), si è passati all'elaborazione vera e propria dei dati per trovare i parametri d'interesse di asse diretto della macchina sincrona anisotropa.

L'elaborazione è stata fatta tramite un apposito file.m creato appositamente per tale scopo e mostrato di seguito.

### ELABORAZIONE\_DATI\_D

```
% Elaborazione dati asse d
ra_mod=0.0061;
K_bode=1/ra_mod;
s=tf('s');
Yd_prova=K_bode*(1+s/0.29)*(1+s/25)/(1+s/0.0069)/(1+s/1.06)/(1+s/33.4)

% Dati trovati nella Yd_prova= (b2*s^2+b1*s+bo)/(a3*s^3+a2*s^2+a1*s+1)
b2=22.61;
b1=571.8;
bo=163.9;
a3=4.094;
a2=141.1;
a1=145.9;
% Soluzioni parametri cercati
ra=1/bo;
discriminante = (b1*ra)^2 - 4*b2*ra;

if (discriminante >=0)
if (discriminante == 0)
Tdo2 = b1*ra/2;
else
    if ((b1*ra-sqrt(discriminante))/2>0)
        Tdo2= (b1*ra-sqrt(discriminante))/2;
    else
        Tdo2= (b1*ra+sqrt(discriminante))/2;
    end
end
else
disp('errore - soluzioni complesse');
end

Tdo1=b1*ra-Tdo2;
```

```

% Td01=2.61; % dalla prova sul circuito di eccitazione

wo=1;
xd=(a1-b1*ra)*wo*ra;
k1=(a2-b2*ra)/(a1-b1*ra);
k2=a3/(a1-b1*ra);

discriminante2 = k1^2 - 4*k2;

if (discriminante2 >=0)
if (discriminante2 == 0)
Td2 = k1/2;
else
if ((k1-sqrt(discriminante2))/2>0)
Td2= (k1-sqrt(discriminante2))/2;
else
Td2= (k1+sqrt(discriminante2))/2;
end
end
else
disp('errore - soluzioni complesse');
end

Td1=k1-Td2;

```

Dall'esecuzione di tale file si sono quindi ricavati i seguenti risultati.

GRANDEZZE	PARAMETRI PROVE	PARAMETRI REALI	U.D.M.
Td'	0.96	0.91	s
Td''	0.03	0.03	s
Tdo'	3.45	2.67	s
Tdo''	0.04	0.04	s
ra	0.0061	0.0061	p.u.
xd	0.87	0.92	p.u.

**Tab. 6.2** Risultati elaborazione dati asse diretto.

## Confronto tra $Y_d(p)$ \_prova e $Y_d(p)$ \_reale

Per poter fare tale confronto è stato realizzato il seguente file.m

```
% CONFRONTO Yd

% DATI DI TARGA ASSE D MACCHINA REALE
Td1=0.91;
Tdo1=2.67;
Td2=0.03;
Tdo2=0.04;
wo=1;
% Dati in p.u.
ra= 0.0061;
xd=0.92;

% Calcolo coefficienti asse diretto fdt:
bod=1/ra;
b1d=(Tdo1+Tdo2)/ra;
b2d=Tdo1*Tdo2/ra;
a1d=Tdo1+Tdo2+xd/wo/ra;
a2d=xd/wo/ra*(Td1+Td2)+Tdo1*Tdo2;
a3d=xd/wo/ra*Td1*Td2;

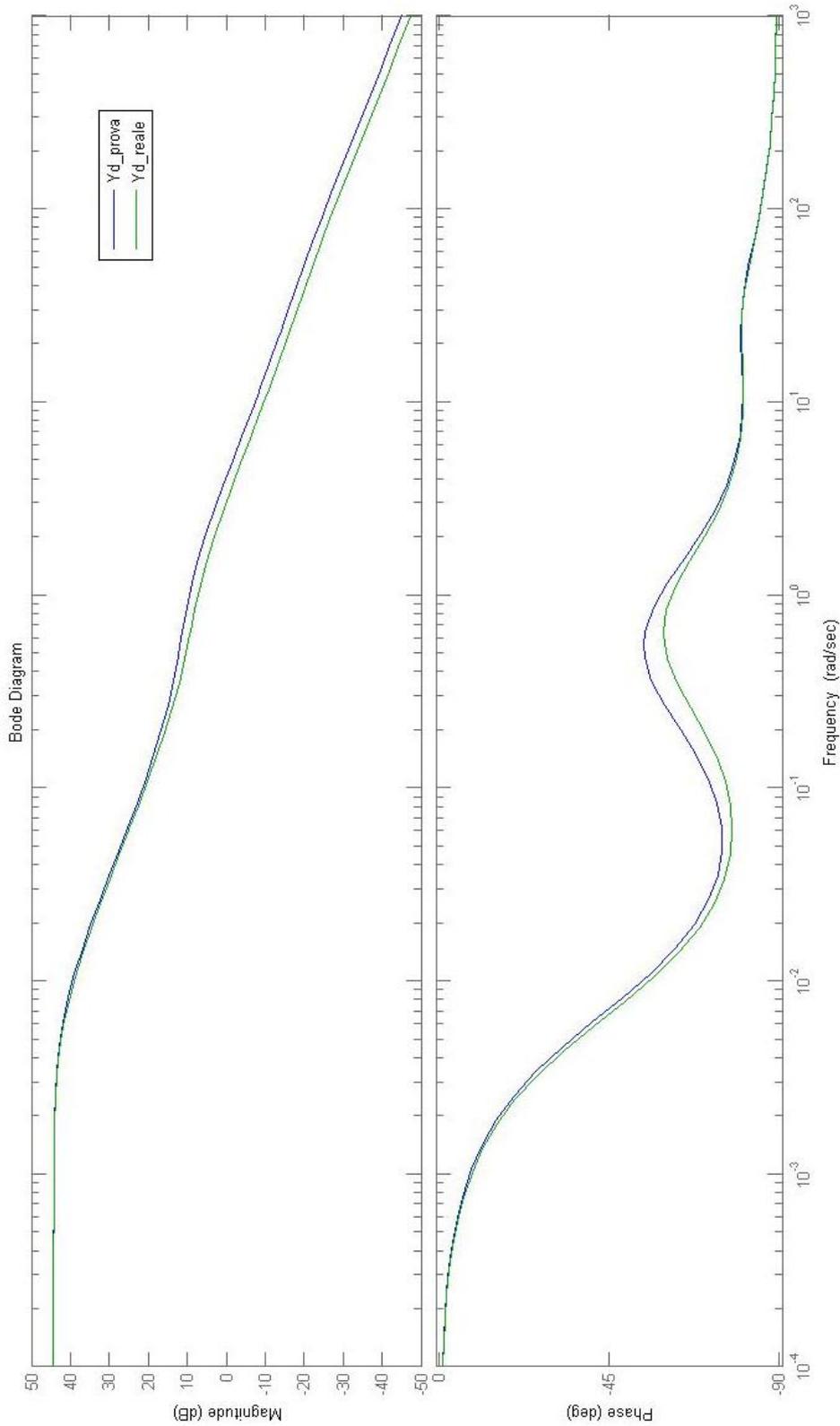
s=tf('s');

Yd_reale= (bod+b1d*s+b2d*s^2)/(1+a1d*s+a2d*s^2+a3d*s^3)

Yd_prova=163.9*(1+s/0.29)*(1+s/25)/(1+s/0.0069)/(1+s/1.06)/(1+s/33.4)

bode(Yd_prova)
hold on
bode(Yd_reale)
```

Dall'esecuzione del precedente file.m si ottiene:



**Figura 51** Confronto sul diagramma di Bode fra la fdt vera e quella trovata tramite prove.

## Confronto tra $L_d(p)$ di prova e $L_d(p)$ reale

Per realizzare tale confronto è stato creato il seguente file.m.

```
% Confronto induttanze operatoriali

% Induttanza operatoriale trovata

Td1=0.96;
Td2=0.03;
Tdo1=3.45;
Tdo2=0.04;
ra=0.0061;
xd=0.87;
xd1=xd*Td1/Tdo1;
xd2=xd*Td1*Td2/Tdo1/Tdo2;

s=tf('s');
Ld=xd*(1+s*Td1)*(1+s*Td2)/(1+s*Tdo1)/(1+s*Tdo2)

% Induttanza operatoriale reale

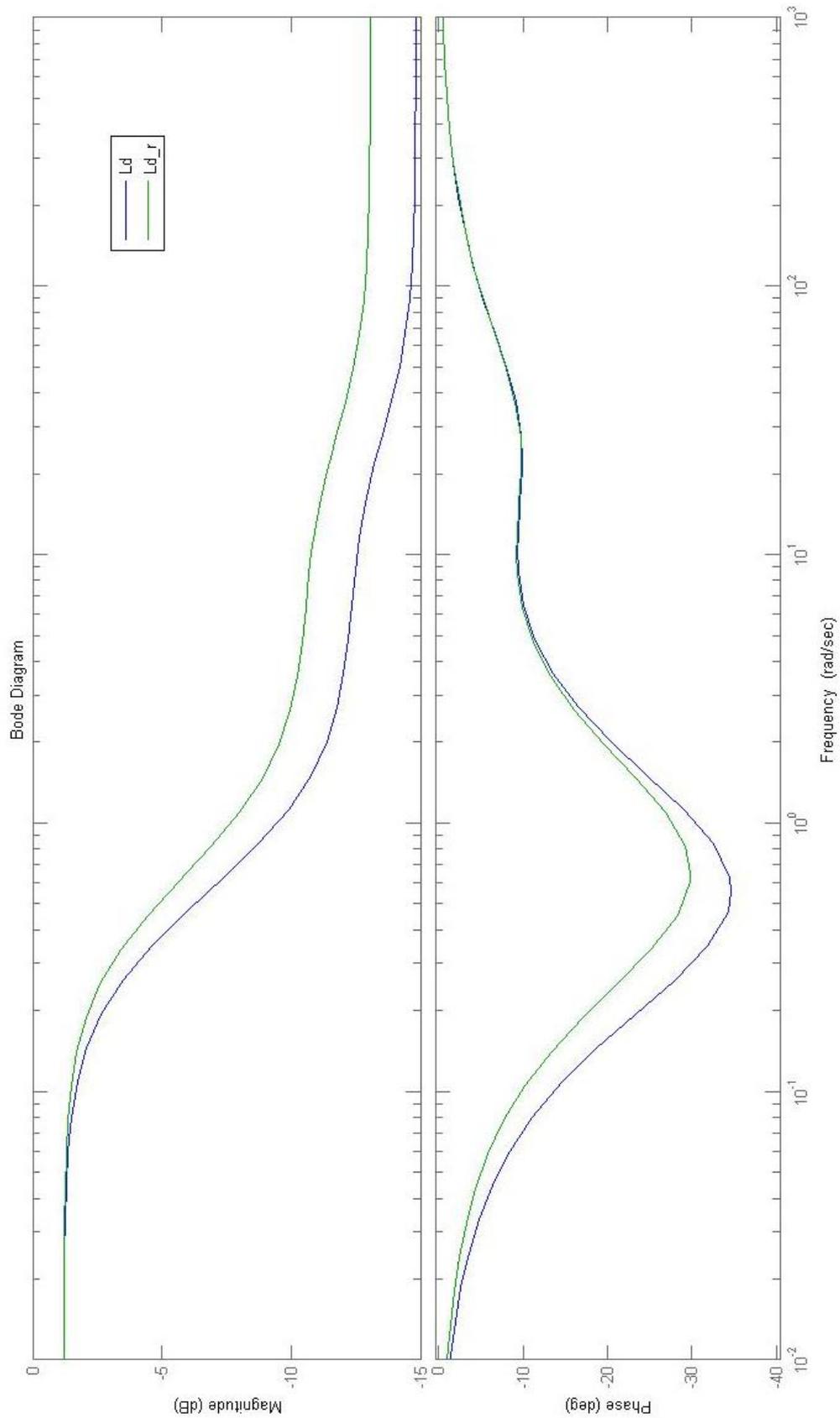
Td1_r=0.91;
Td2_r=0.03;
Tdo1_r=2.67;
Tdo2_r=0.04;
ra_r=0.0061;
xd_r=0.92;
xd1_r=xd_r*Td1_r/Tdo1_r;
xd2_r=xd_r*Td1_r*Td2_r/Tdo1_r/Tdo2_r;

Ld_r=xd*(1+s*Td1_r)*(1+s*Td2_r)/(1+s*Tdo1_r)/(1+s*Tdo2_r)

% Confronto sul diagramma di bode

bode(Ld)
hold on
bode(Ld_r)
```

Dall'esecuzione del precedente file.m si ottiene:



**Figura 52** Confronto fra  $L_d(p)$  di prova e  $L_d(p)$  reale sul diagramma di Bode.

Dalla tabella 6.2 si nota che i parametri trovati sono molto vicini, se non uguali, ai dati di targa reali della macchina a parte il parametro  $T_{do}$  che presenta un errore di circa il 30% rispetto al valore reale. Tale errore si ripercuote in maniera abbastanza evidente sul diagramma di Bode della funzione di trasferimento operatoriale  $L_d(p)$ .

Si decide allora per tale motivo di eseguire un'ulteriore prova, per determinare in modo migliore tale parametro.

## PROVA SUL CIRCUITO DI ECCITAZIONE

Dalla teoria delle macchine sincrone esposta al capitolo 2 di questo elaborato si è visto che, in condizioni di macchina ferma ( $\omega=0$ ), orientata lungo l'asse diretto e ponendo  $V_d=0$  si ha:

$$pG(p) = \frac{I_f(p)}{I_d(p)} = \frac{pMd}{R_f} \frac{1}{1+T_{do}p} \quad (6.16)$$

Grazie a tali condizioni di prova si è quindi in grado di andare a cercare, mediante la tecnica delle funzioni modulanti, il polo di tale funzione di trasferimento che coincide proprio con il parametro cercato  $T_{do}$ .

La frequenza di interesse vale:

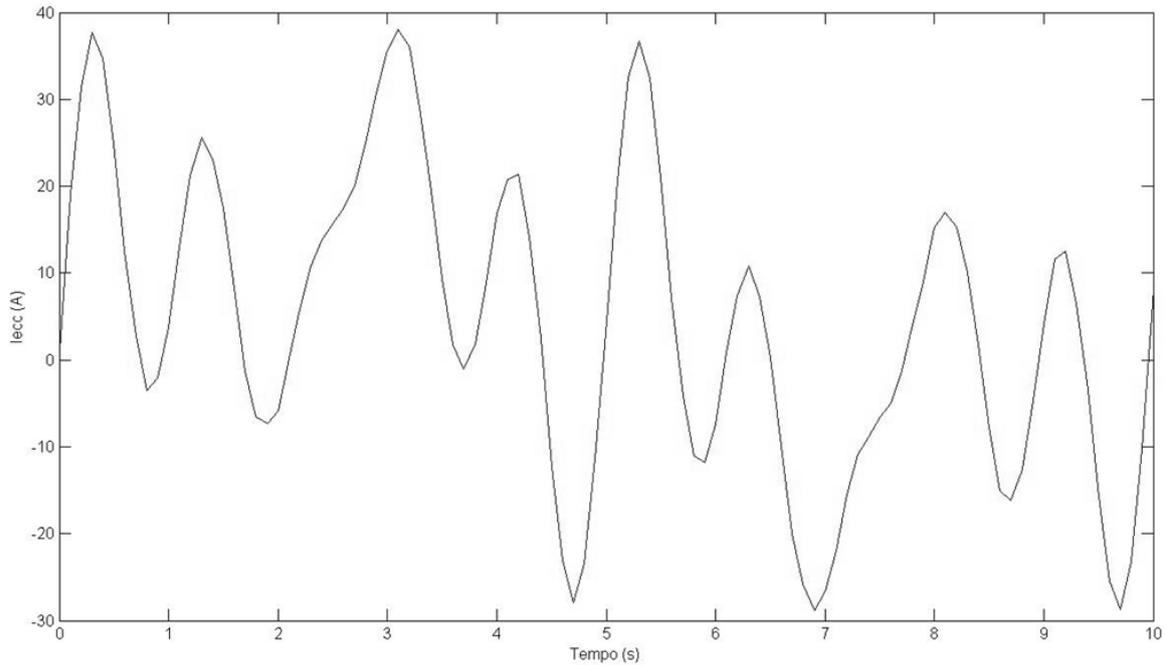
$$f = \frac{1}{T_{do}} = 0.375 \text{ Hz}$$

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tale polo tramite il file.m mostrato di seguito.

### PROVA\_ECC

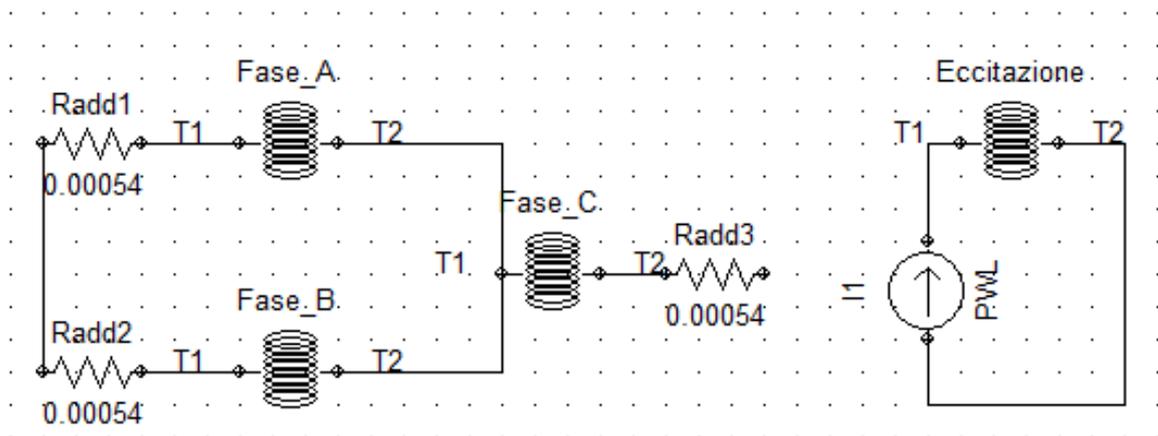
```
% Segnale composto da 5 armoniche nel range previsto di f più un rumore
Ieccn=130;
k=0.1;
t=0:0.1:10;
f1=0.1;
f2=0.01;
f3=0.4;
f4=1;
f5=0.8;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
A5=sin(2*pi*f5*t);
R=rand(1,101);
It=k*Ieccn*(A1+A2+A3+A4+A5+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Fig. 6.24** Segnale di corrente in funzione del tempo.

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

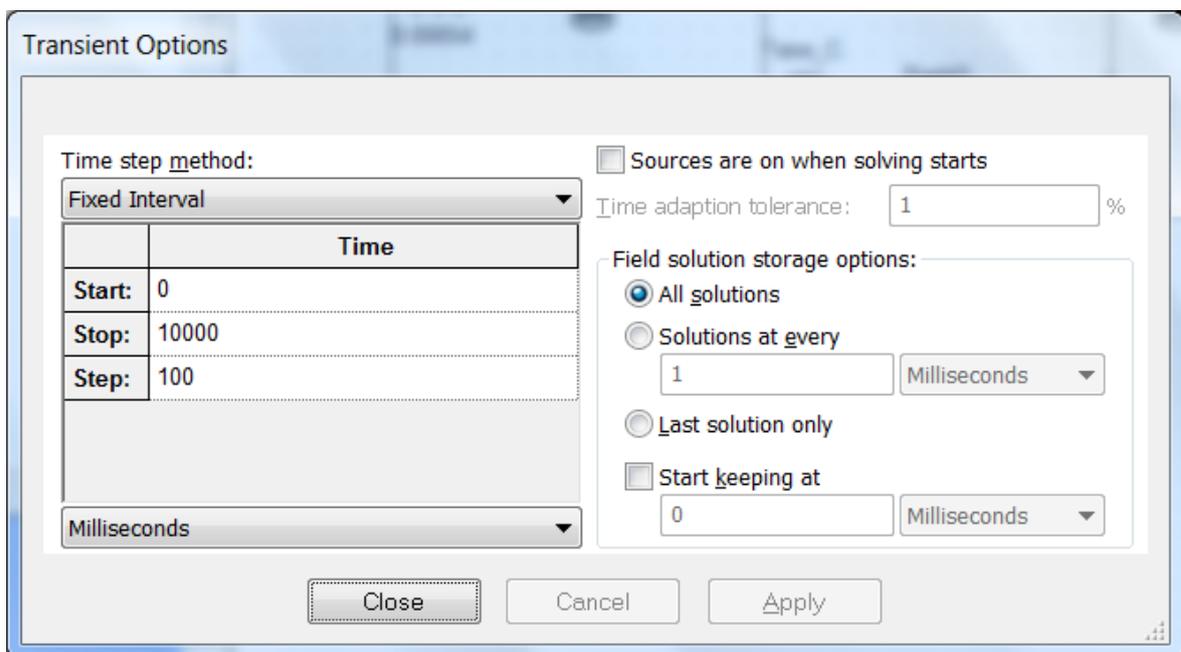


**Figura 53** Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni della normativa tecnica relativa a tale prova.

Dalla Figura 53 si può notare come l'alimentazione sia stavolta sul circuito di eccitazione e come il circuito di armatura sia sempre collegato allo stesso modo delle precedenti prove con la differenza che stavolta c'è un cortocircuito al posto del generatore di corrente.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse diretto, come visto nella Figura 34 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.



**Figura 54** Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova di eccitazione.

### Risultati ottenuti dalla prova di eccitazione

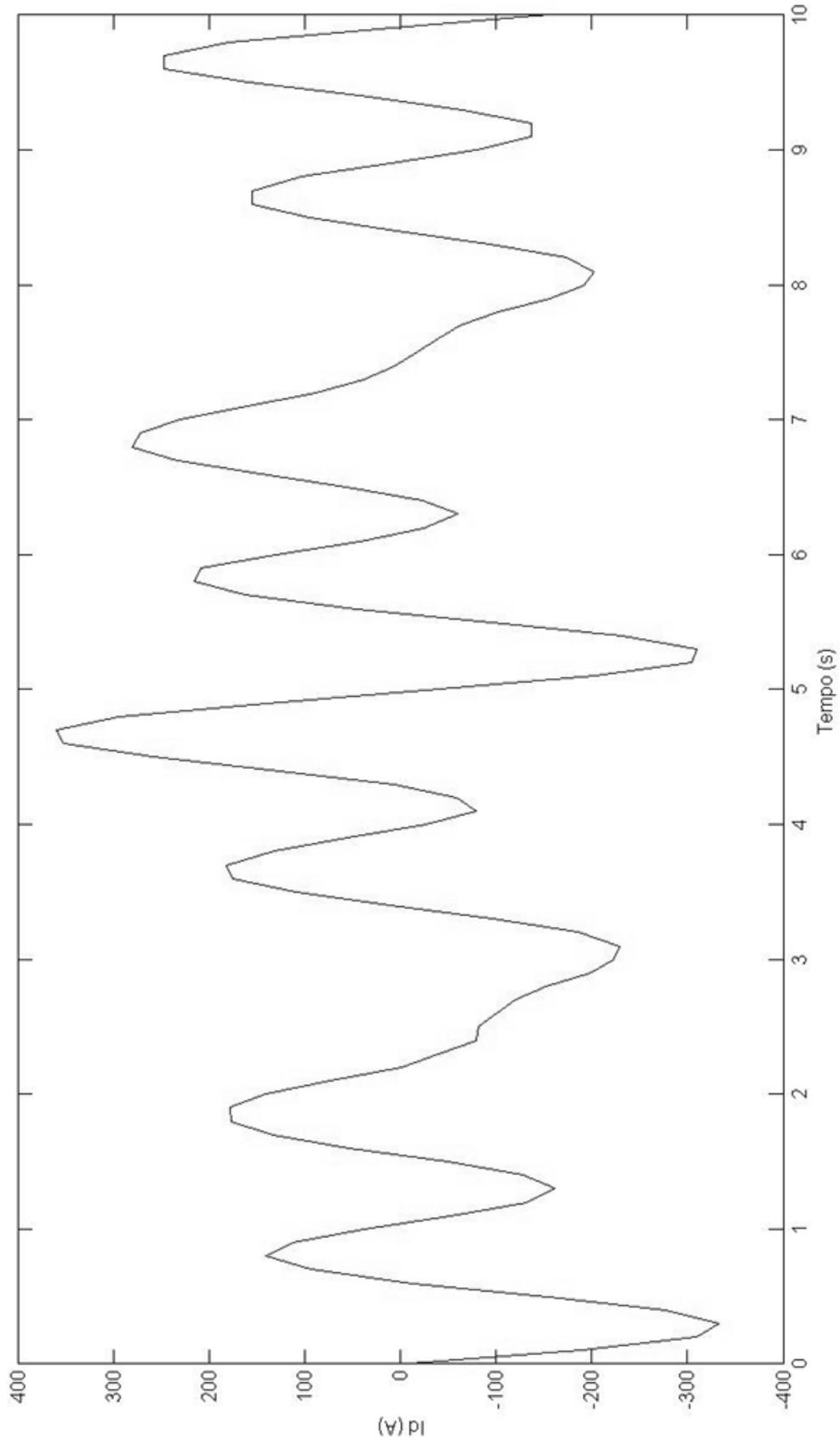
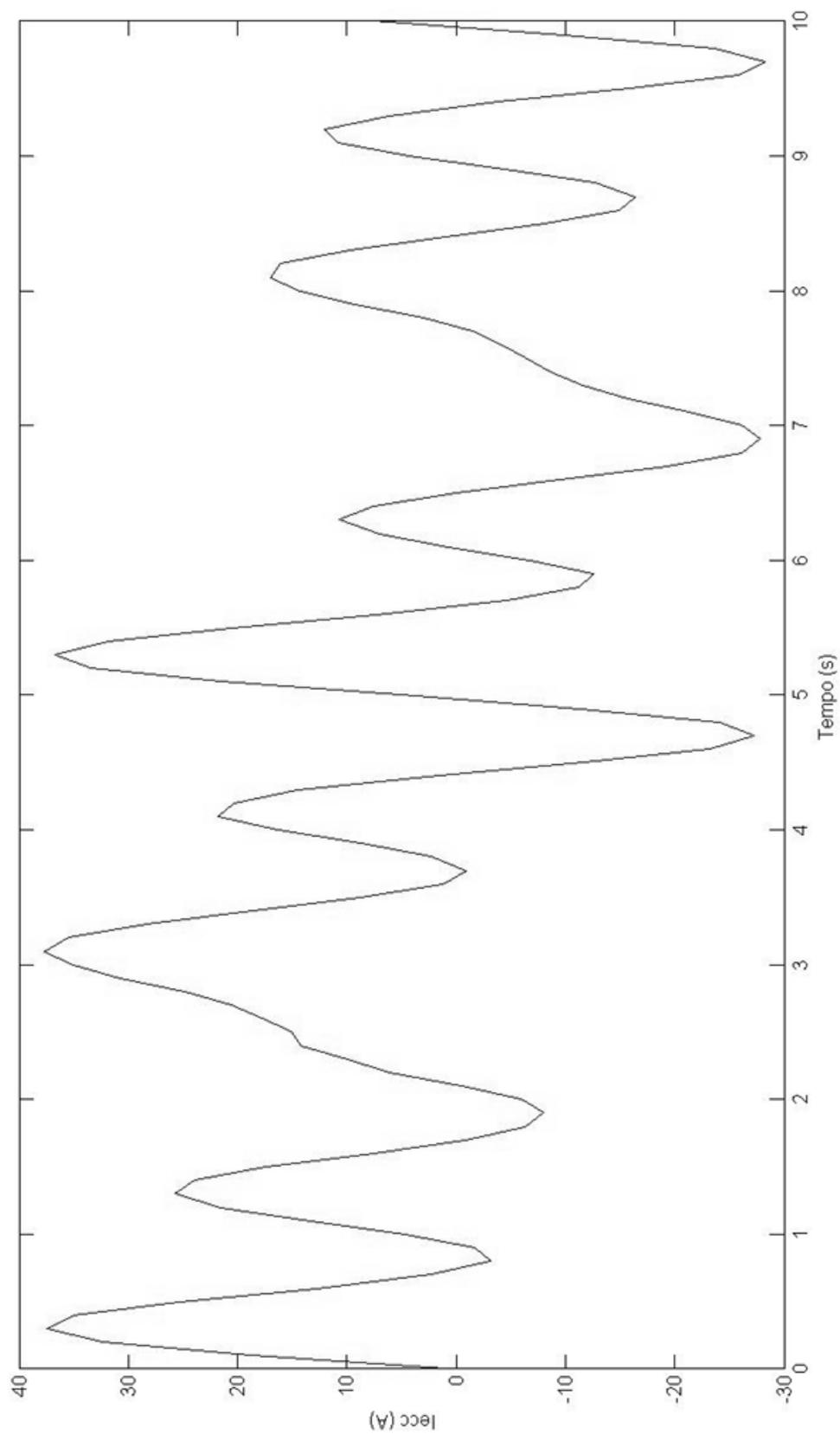


Figura 55 Corrente di armatura di asse diretto ( $I_d$ ) in funzione del tempo.



**Figura 56** Corrente di eccitazione ( $I_{ecc}$ ) in funzione del tempo.

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti è stato quindi trovato il seguente risultato:

$$p_1 = 2.41 \text{ rad/sec}$$

$$zp_{1reale} = 2.36 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 3.446s.

A tale radice corrisponde dunque una costante di tempo transitoria a vuoto, secondo l'eq. 6.16, pari a:

$$T'_{do} = \frac{2\pi}{p_1} = 2.61 \text{ s}$$

che si discosta ben poco dal valore di targa dello stesso parametro

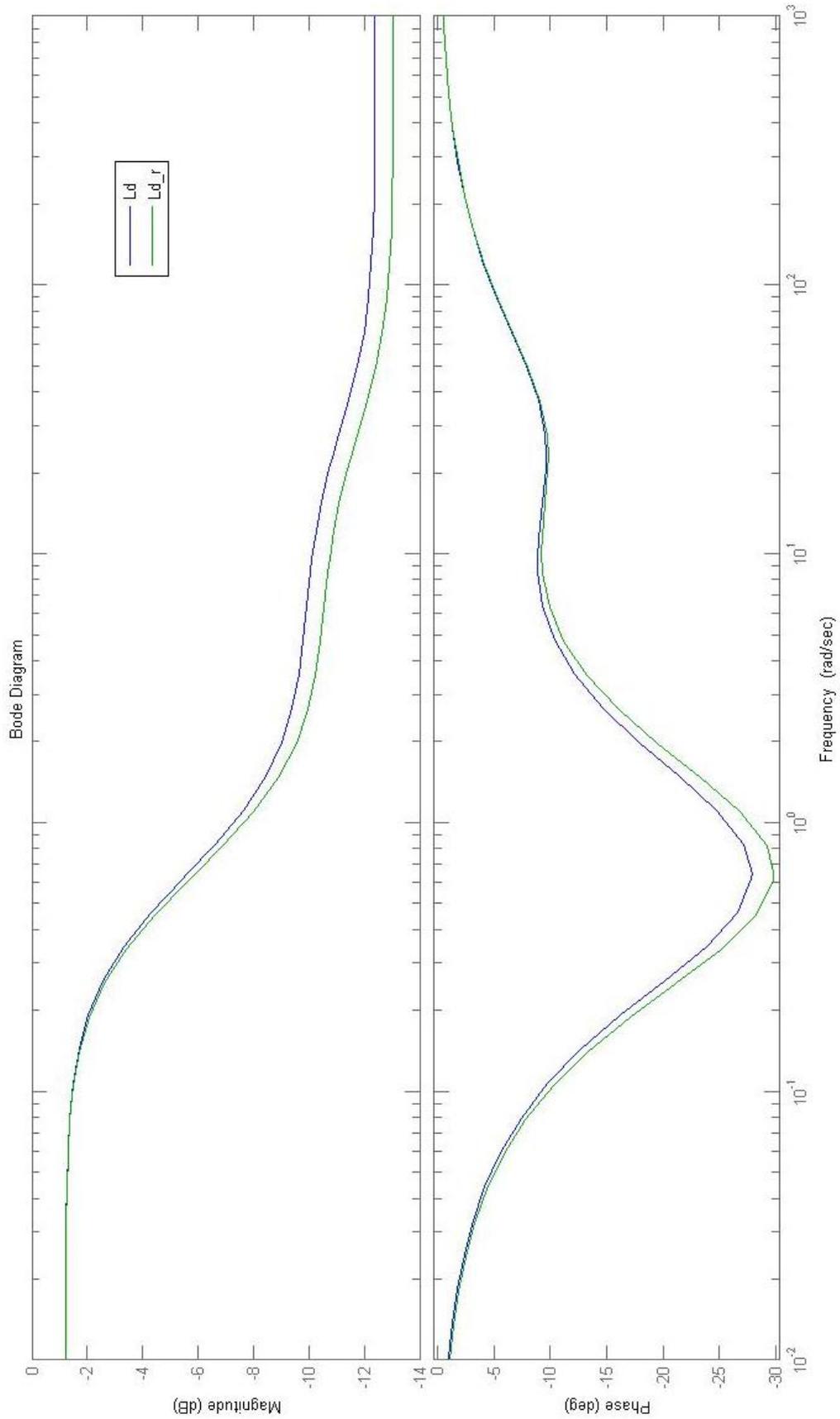
$$T'_{do-reale} = 2.67 \text{ s}$$

Ricostruiamo quindi una tabella con i risultati ottenuti, inserendo la miglior stima del parametro Tdo', ottenuta tramite la prova con l'alimentazione sul circuito di eccitazione.

GRANDEZZE	PARAMETRI PROVE	PARAMETRI REALI	U.D.M.
Td'	0.96	0.91	s
Td''	0.03	0.03	s
Tdo'	<b>2.61</b>	2.67	s
Tdo''	0.04	0.04	s
ra	0.0061	0.0061	p.u.
xd	0.87	0.92	p.u.

**Tab. 6.3** Risultati elaborazione dati asse diretto.

Vediamo quindi cos'è cambiato dall'elaborazione dei dati tramite il file.m "Confronto\_Ld" visto in precedenza.



**Figura 57** Confronto delle  $L_d(p)$  con miglior stima dei parametri.

Dalla Figura 57 si vede come la funzione di trasferimento operatoriale  $L_d(p)$  trovata segua abbastanza bene, sia in modulo che in fase, quella ricavata dai dati di targa. Ciò vuol dire che i risultati ottenuti tramite le prove sul modello sono coerenti con quelli della macchina reale e che in generale la prova con orientamento della macchina lungo l'asse diretto ha avuto esito positivo.

## 6.5 Prove per l'individuazione della funzione di trasferimento di asse di quadratura

Dalla teoria della dinamica delle macchine sincrone anisotrope, illustrata nel capitolo 2 di questo elaborato, si è visto che il rapporto tra la corrente di armatura e la tensione di alimentazione statorica a macchina ferma ( $\omega=0$ ), dà origine alla seguente funzione di trasferimento :

$$Y_{d,q}(p) = \frac{i_{d,q}(p)}{V_{d,q}(p)} \quad (6.17)$$

$$Y_q(p) = \frac{\frac{1}{r_a} + p \left( \frac{T''_{qo}}{r_a} \right)}{1 + p \left( T''_{qo} + \frac{x_q}{\omega_o r_a} \right) + p^2 \left( \frac{x_q T''_q}{r_a \omega_o} \right)} \quad (6.18)$$

Che può essere riscritta in forma parametrica come:

$$H_q(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{1 + a_1 p + a_2 p^2} \quad (6.19)$$

Tale f.d.t. presenta dunque due poli e uno zero che devono essere determinati in modo da poter ricavare i vari parametri d'interesse.

Affinchè la tecnica delle funzioni modulanti possa funzionare e trovare quindi i vari poli e zeri della  $H_q(p)$ , è necessario che il sistema venga eccitato nel range di frequenze in cui sono presenti tutte le radici della funzione di trasferimento.

Queste si trovano con lo stesso file.m chiamato "frequenze\_radici" usato già per l'asse diretto. I risultati ottenuti dall'esecuzione di tale file sono quindi i seguenti:

Frequenze delle radici asse q:

1.7684

3.9810<-MAX

0.0017<-MIN

Valgono ancora tutte le considerazioni fatte per l'asse diretto riguardo alla divisione della ricerca delle radici in tre prove per via dell'impossibilità di Magnet 7.1 di eseguire un numero elevato di passi di simulazione in un tempo ritenuto accettabile.

Si procede dunque con la descrizione delle 3 prove svolte.

### PROVA 1

In tale prova si vuole andare ad individuare il polo a frequenza più bassa:

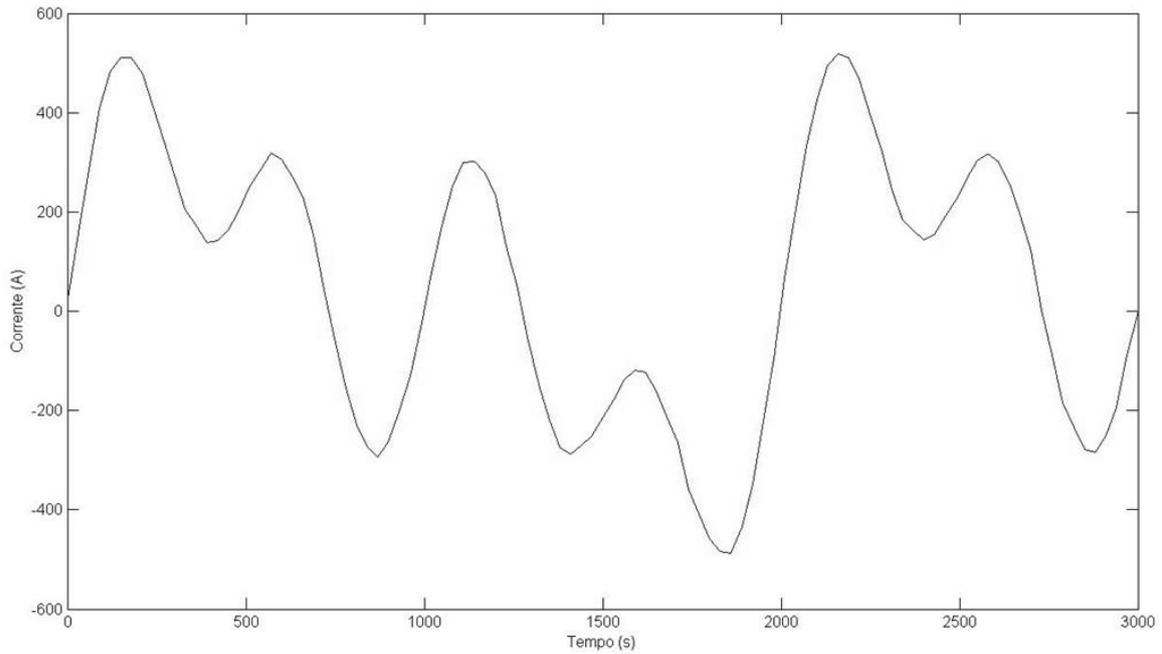
$f_1 = 0.0017$  Hz

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tale polo tramite il file.m mostrato di seguito.

### PROVA1Q

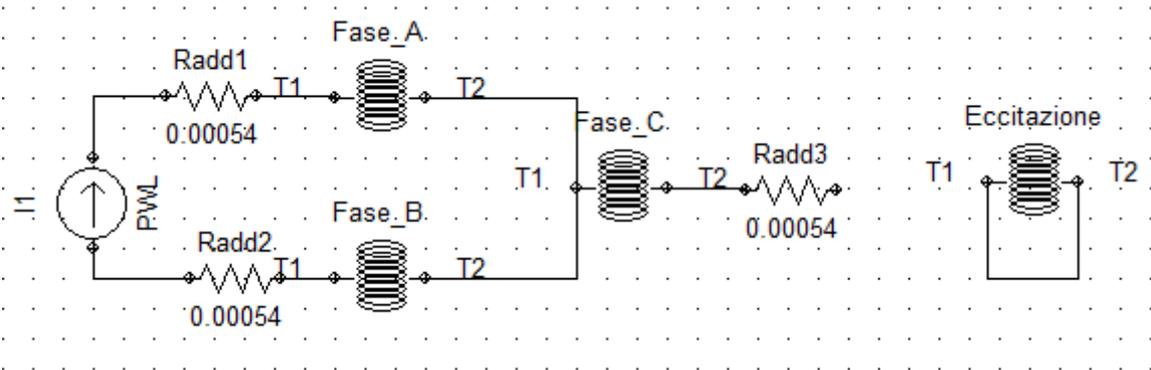
```
% Segnale composto da 5 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.25;
t=0:30:3000;
f1=0.0005;
f2=0.001;
f3=0.002;
f4=0.1;
f5=1;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
A5=sin(2*pi*f5*t);
R=rand(1,101);
It=k*In*(A1+A2+A3+A4+A5+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 58** Segnale in corrente per l'individuazione del primo polo della fdt.

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

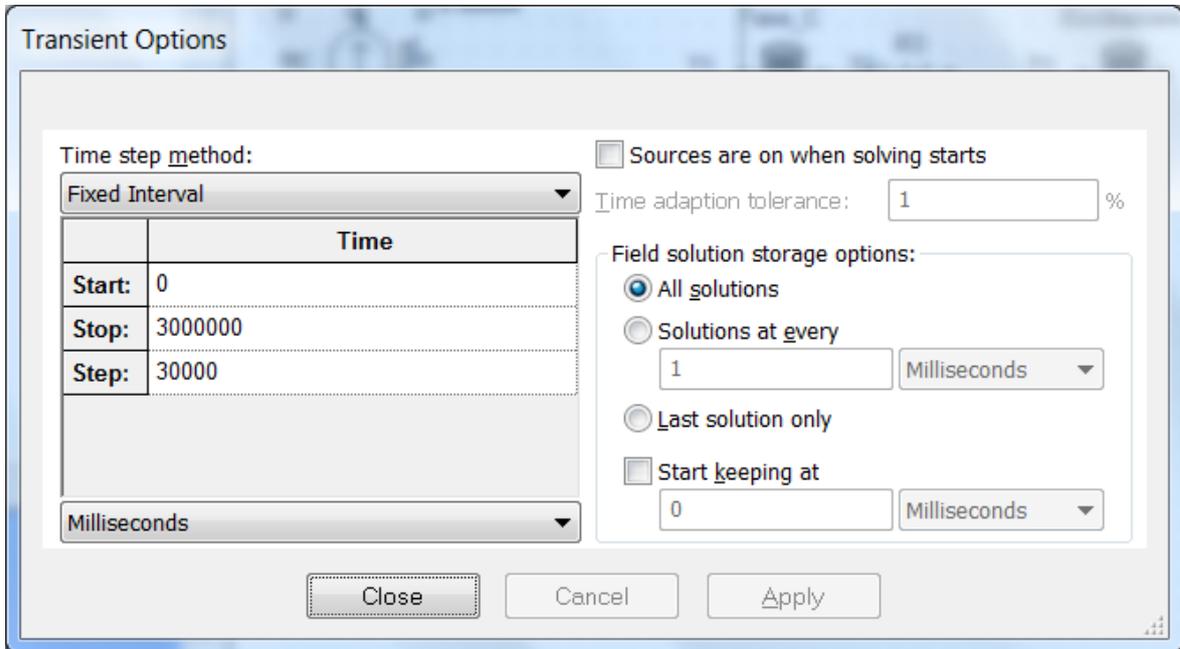


**Figura 59** Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

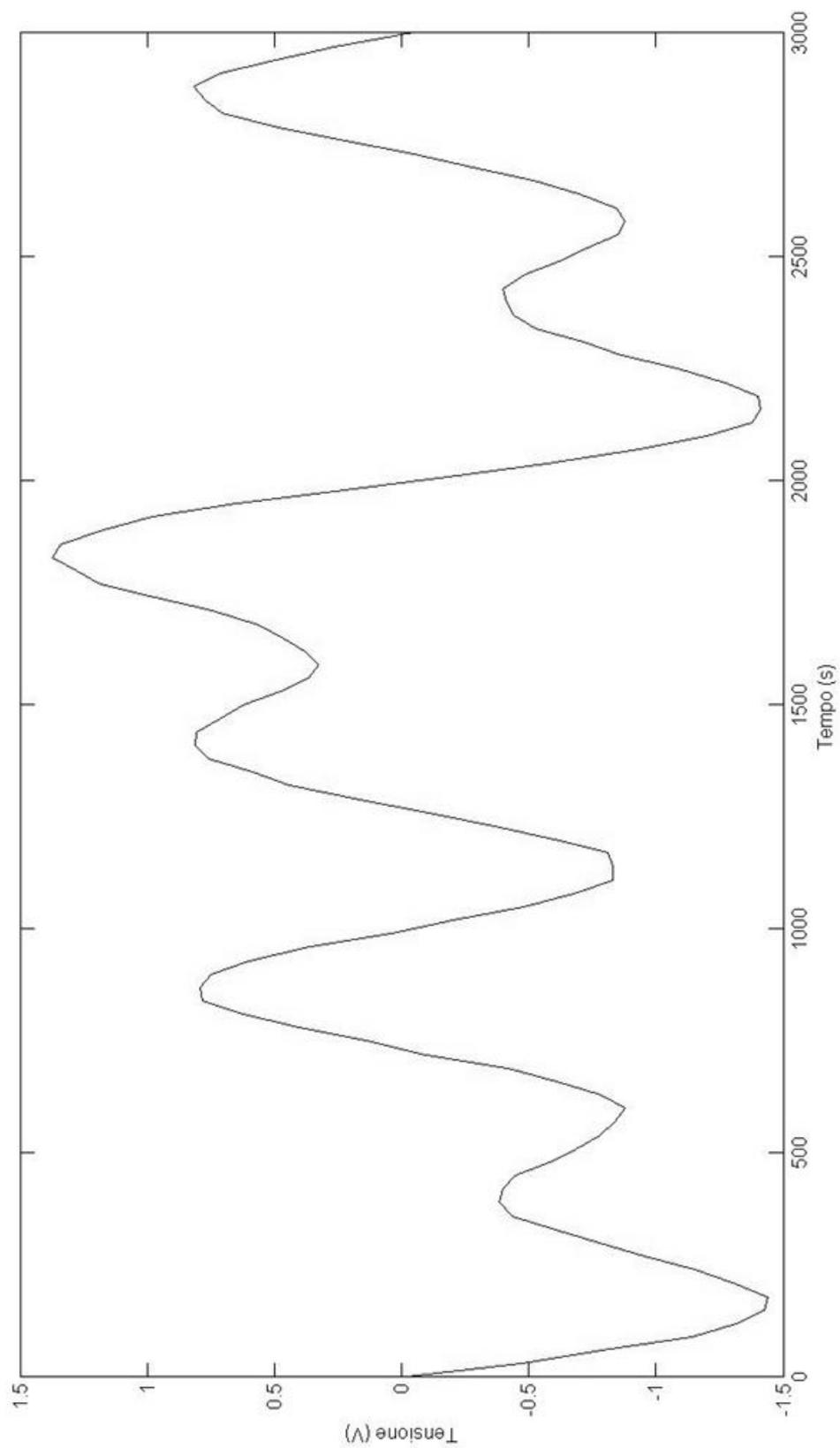
Dalla Figura 59 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse di quadratura, come visto nella Figura 35 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.

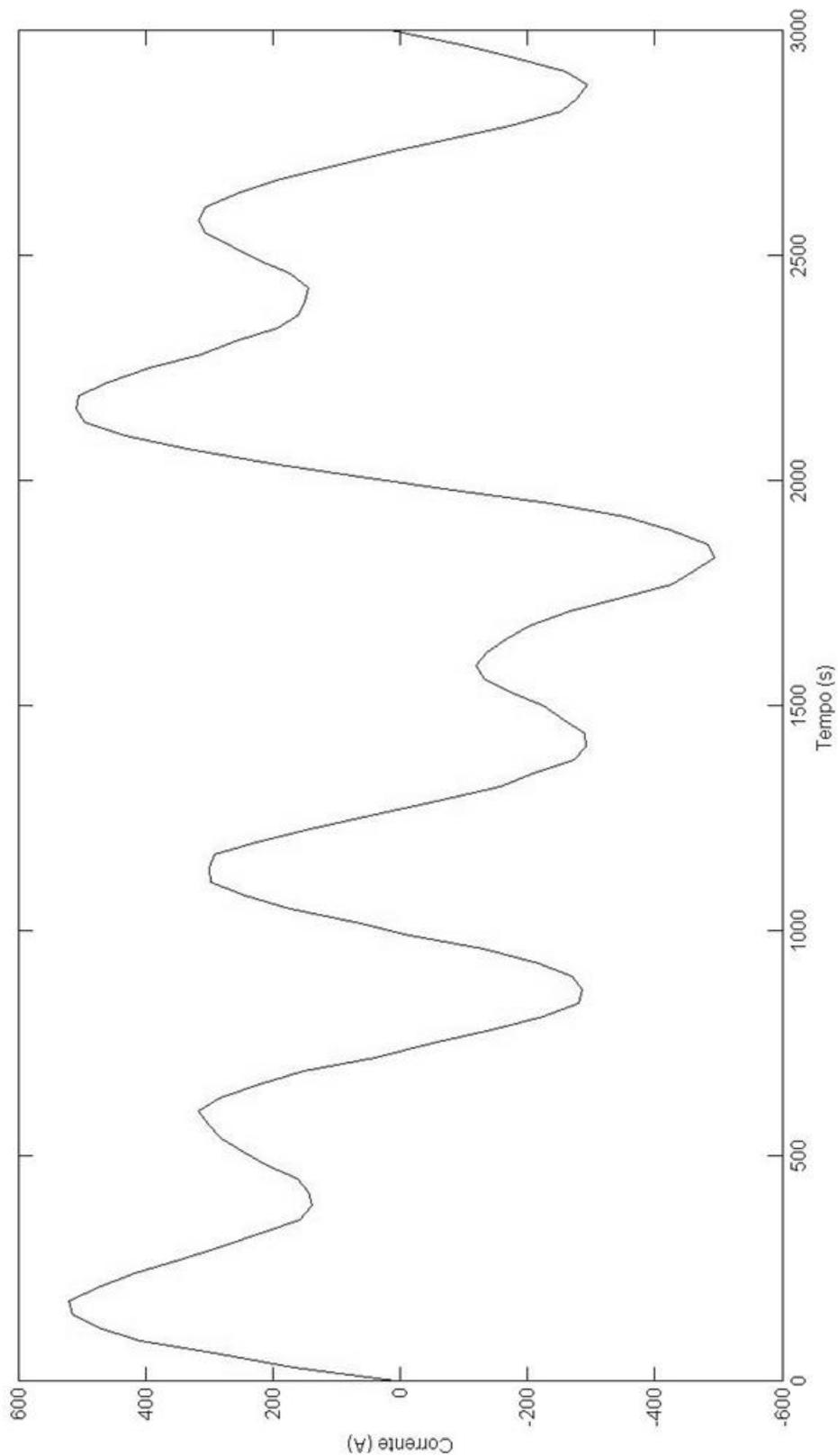


**Figura 60 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 1.**

## Risultati ottenuti dalla prova 1



**Figura 61 Tensione  $V_q$  in funzione del tempo.**



**Figura 62** Corrente  $I_q$  in funzione del tempo.

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti si è quindi trovato il seguente risultato:

$$p_1 = 0.0105 \text{ rad/sec}$$

$$p_{1\text{reale}} = 0.0107 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 2250s.

## PROVA 2

In tale prova si vuole andare ad individuare l'unico zero della  $Y_q$  a frequenza:

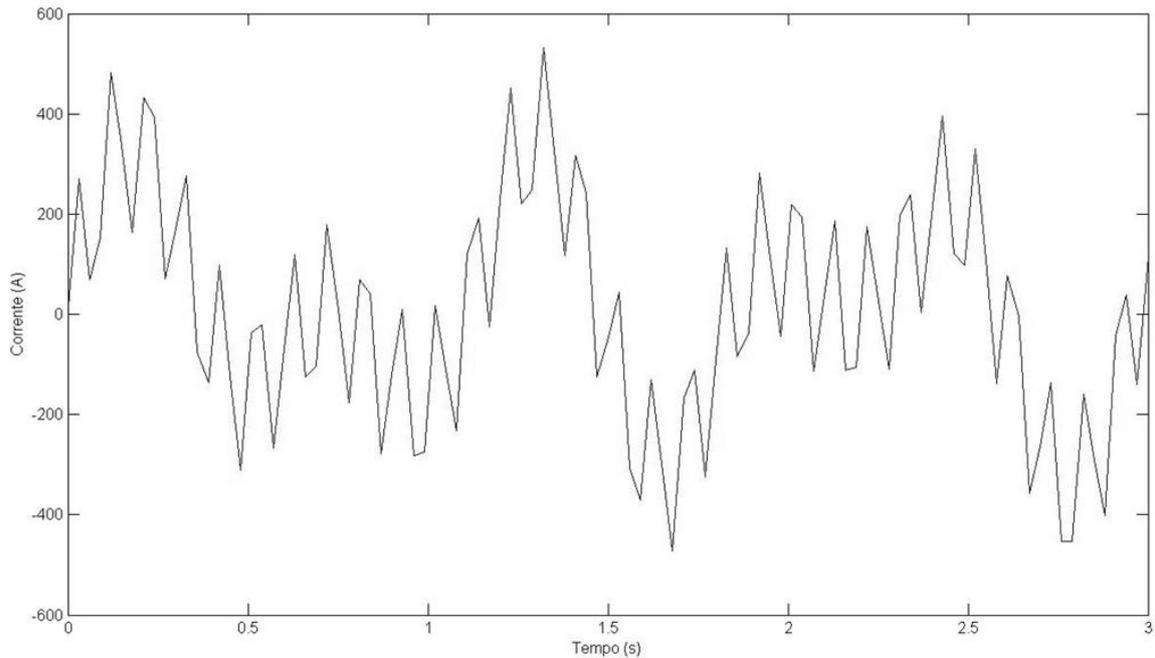
$$f_2 = 1.77 \text{ Hz}$$

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno a tale zero tramite il file.m mostrato di seguito.

### PROVA2Q

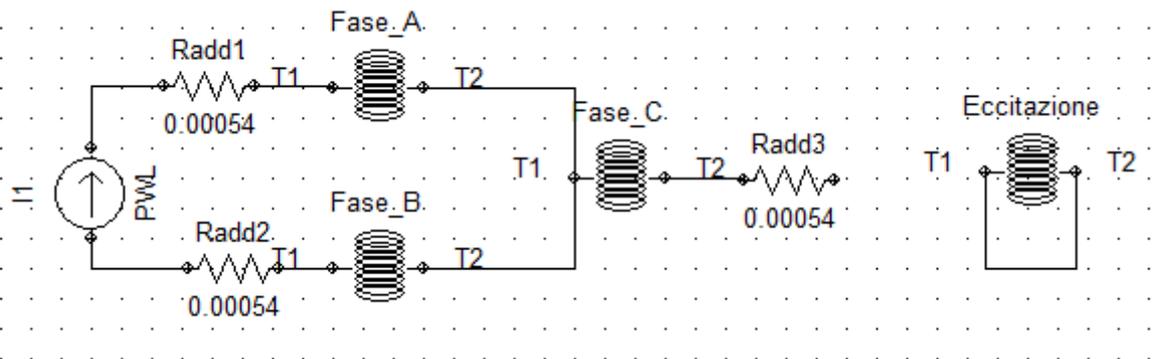
```
% Segnale composto da 5 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.2;
t=0:0.03:3;
f1=1;
f2=1.7;
f3=10;
f4=50;
f5=100;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
A5=sin(2*pi*f5*t);
R=rand(1,101);
It=k*In*(A1+A2+A3+A4+A5+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 63 Segnale di corrente in funzione del tempo.**

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

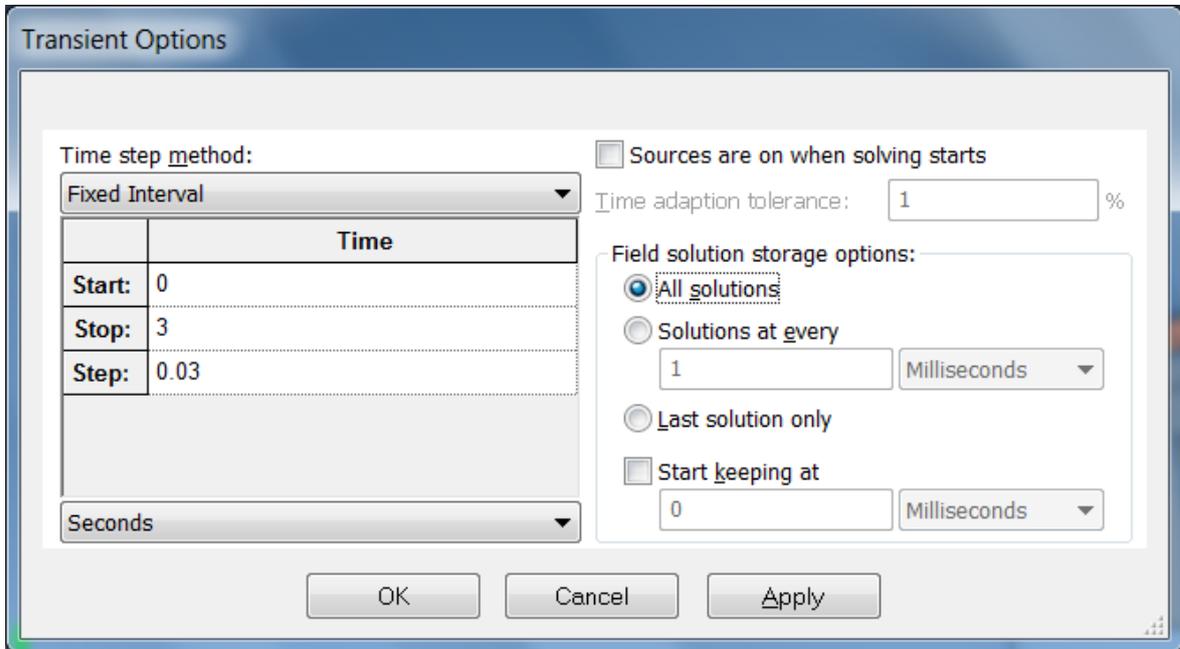


**Figura 64 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.**

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

Dalla Figura 64 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse di quadratura, come visto nella Figura 35 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.



**Figura 65 Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 2.**

## Risultati ottenuti dalla prova 2

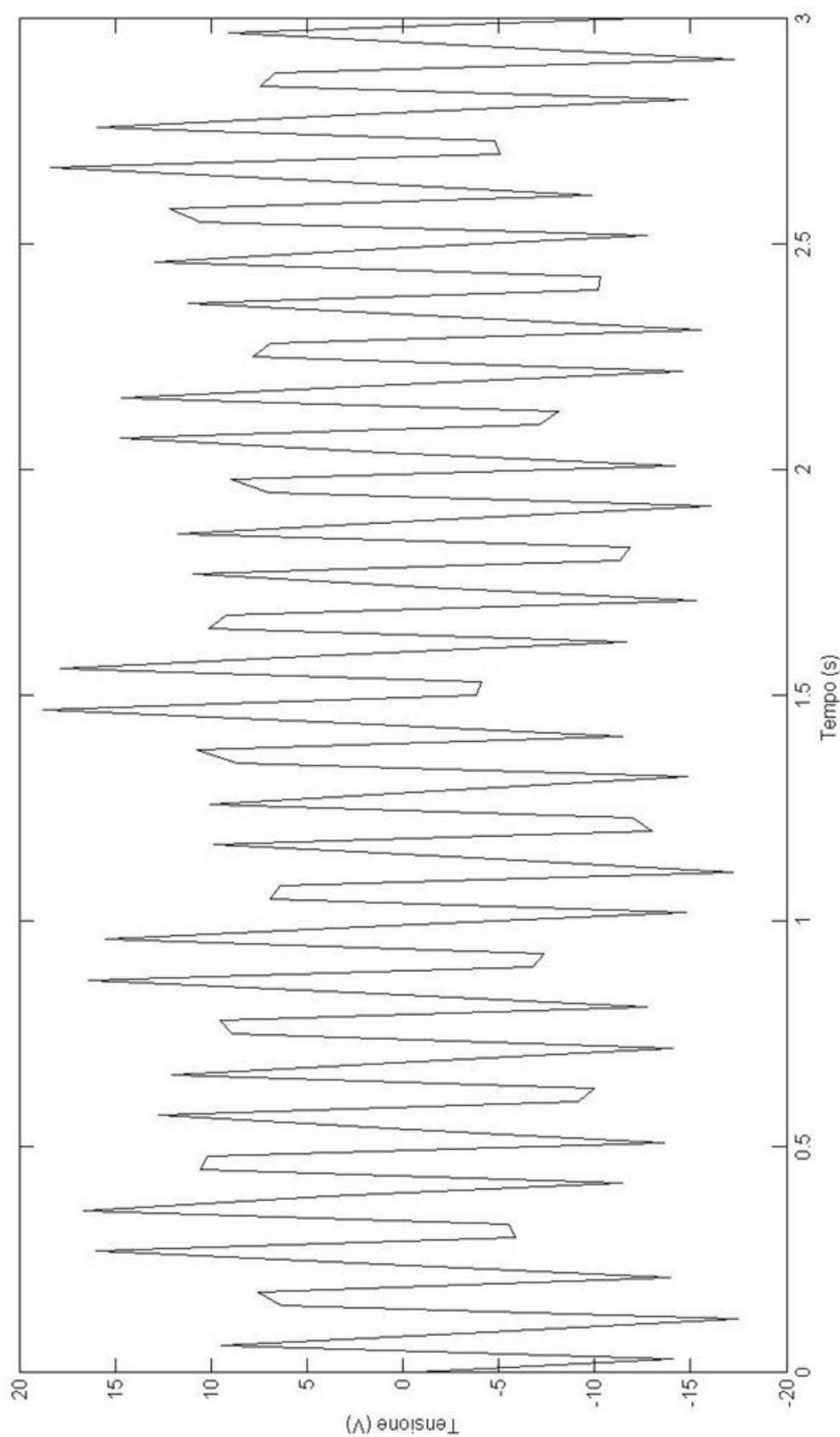
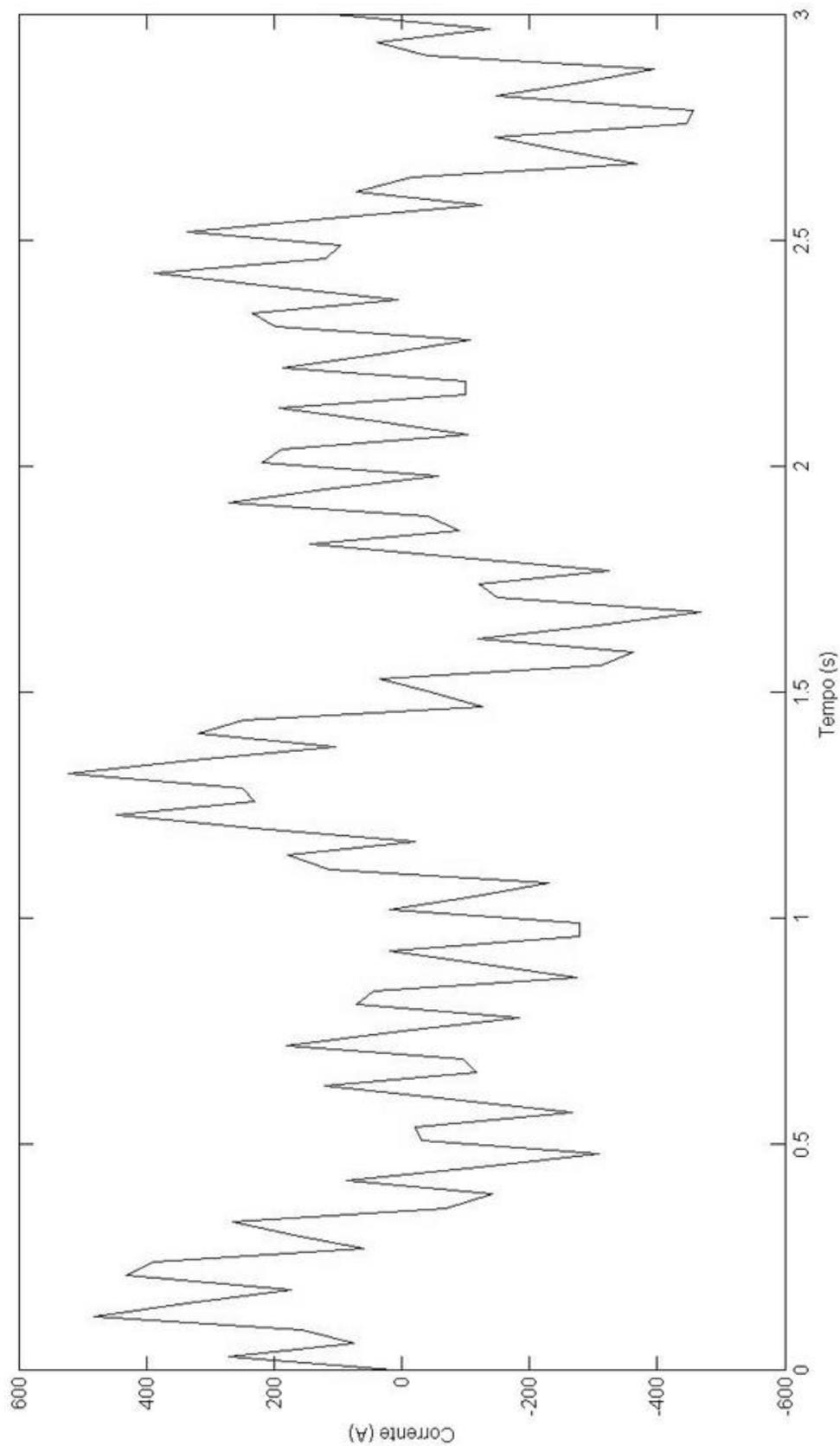


Figura 66 Tensione  $V_q$  in funzione del tempo .



**Figura 67** Corrente  $I_q$  in funzione del tempo .

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti sono stati quindi trovati i seguenti risultati:

$$z_2 = 11.13 \text{ rad/sec}$$

$$z_{2reale} = 11.12 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 1.413s.

### PROVA 3

In tale prova si vuole andare ad individuare il polo a frequenza più alta della  $Y_q$ :

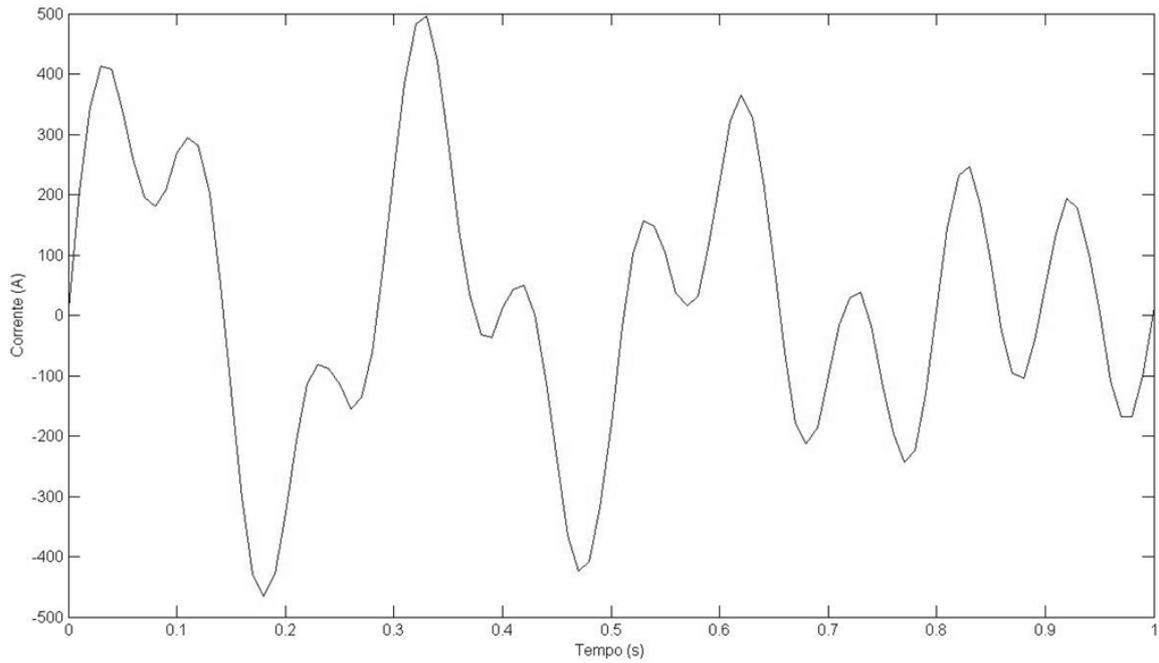
$$f_3 = 3.98 \text{ Hz}$$

È stato quindi costruito un segnale che vada ad eccitare le frequenze nell'intorno di tale polo tramite il file.m mostrato di seguito.

#### PROVA3Q

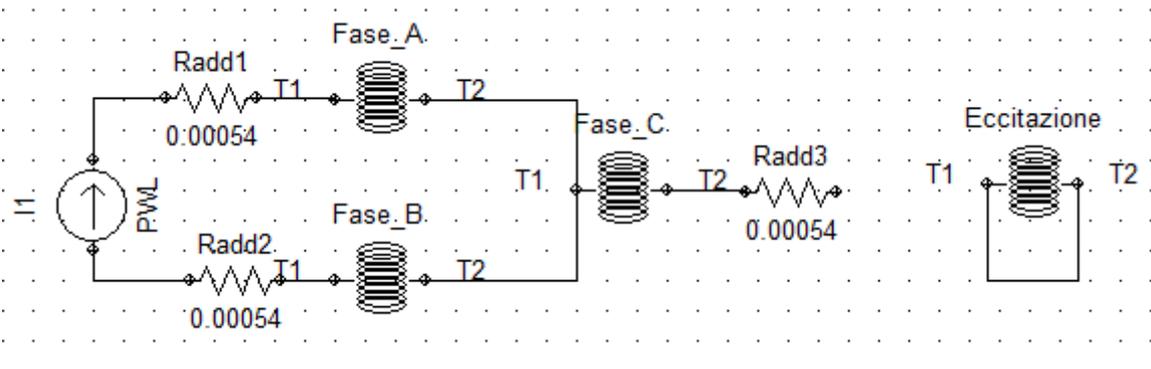
```
% Segnale composto da 5 armoniche nel range previsto di f più un rumore
In=900;
k=0.2;
t=0:0.01:1;
f1=3.5;
f2=4;
f3=10;
f4=50;
f5=100;
A1=sin(2*pi*f1*t);
A2=sin(2*pi*f2*t);
A3=sin(2*pi*f3*t);
A4=sin(2*pi*f4*t);
A5=sin(2*pi*f5*t);
R=rand(1,101);
It=k*In*(A1+A2+A3+A4+A5+0.1*R);
plot(t,It)
I=[t',It'];
```

Eseguendo tale file si è ottenuto quindi il seguente segnale di corrente realizzato in modo da rispettare la Norma CEI EN 60034-4 con valore efficace compreso tra 0,3 e 0,5 volte il valore della corrente nominale  $I_n$  della macchina. Si è realizzato in corrente anziché in tensione proprio per rispettare più facilmente la normativa.



**Figura 68 Segnale di corrente in funzione del tempo.**

Tale segnale è stato quindi convertito in un formato utile per essere immesso nel generatore di corrente del circuito di prova della seguente figura realizzato su Magnet 7.1.

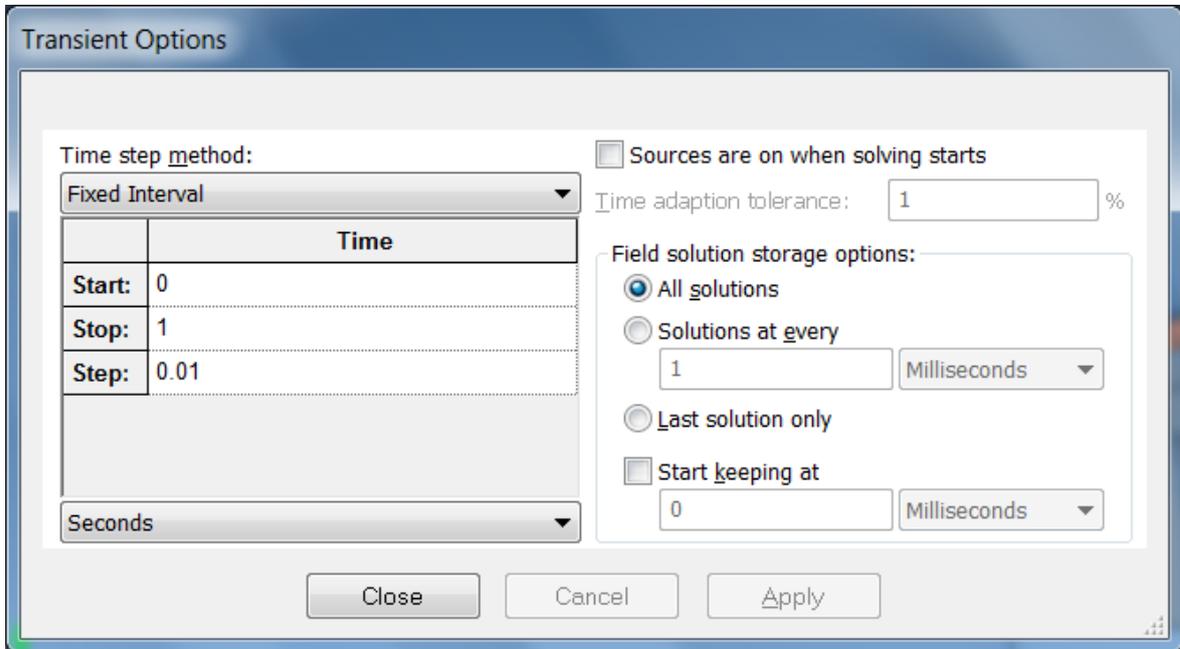


**Figura 69 Circuito di prova realizzato su Magnet 7.1.**

Il circuito è stato realizzato seguendo le disposizioni del paragrafo 6.34 della Norma CEI EN 60034-4, ovvero “*Applied variable frequency voltage test at standstill*”.

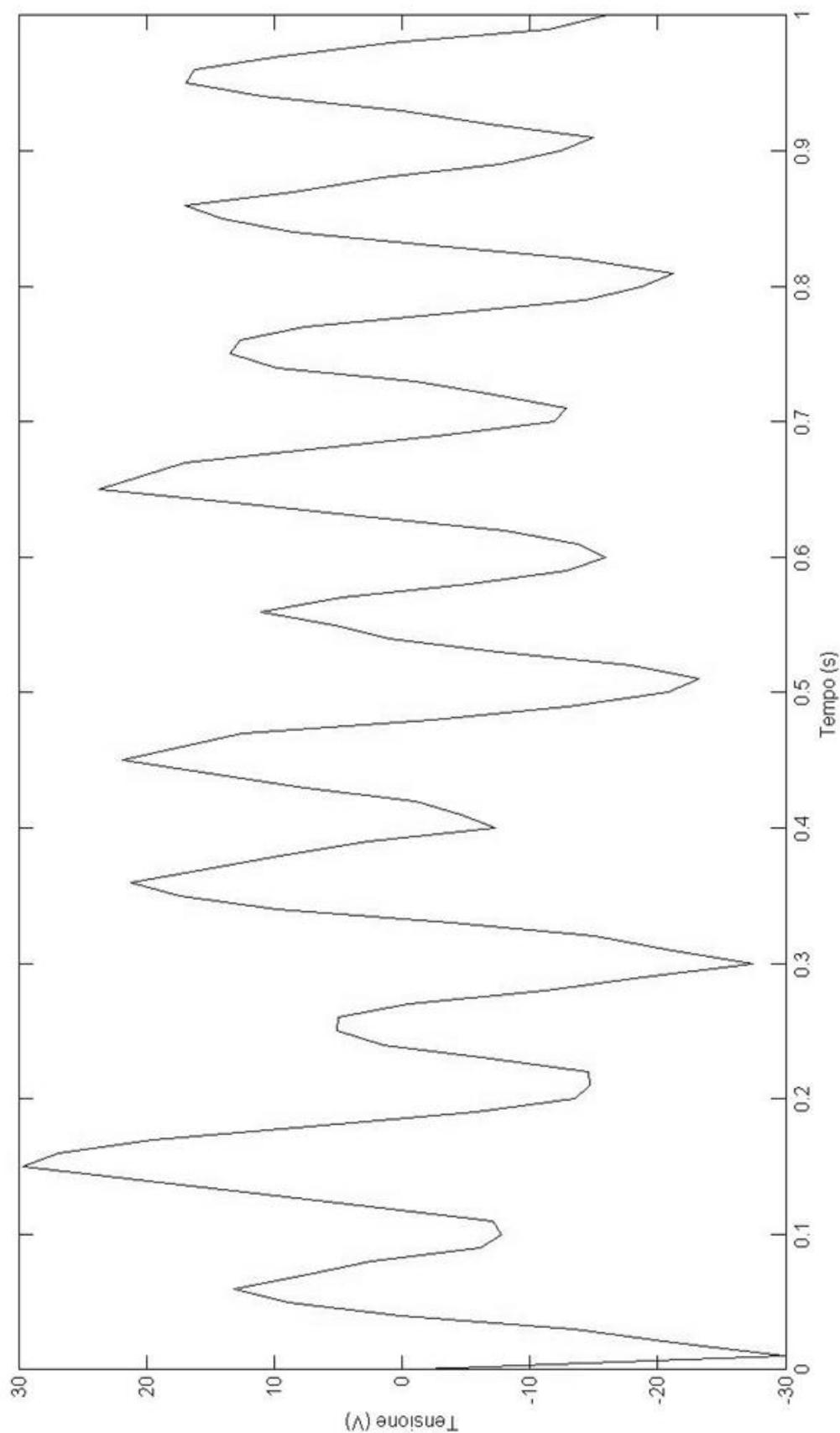
Dalla Figura 69 si può notare come due avvolgimenti siano posti in serie all'alimentazione con il terzo lasciato invece scollegato. Per tale motivo il segnale di tensione rilevato ai capi del generatore dovrà essere diviso per due per la successiva elaborazione dei dati.

Su tale circuito e con disposizione della macchina lungo l'asse di quadratura, come visto nella Figura 35 si è quindi eseguita una simulazione di tipo Transient 2D con le caratteristiche mostrate nella seguente figura affinché si avesse un tempo di campionamento congruo alla banda di frequenza di interesse.

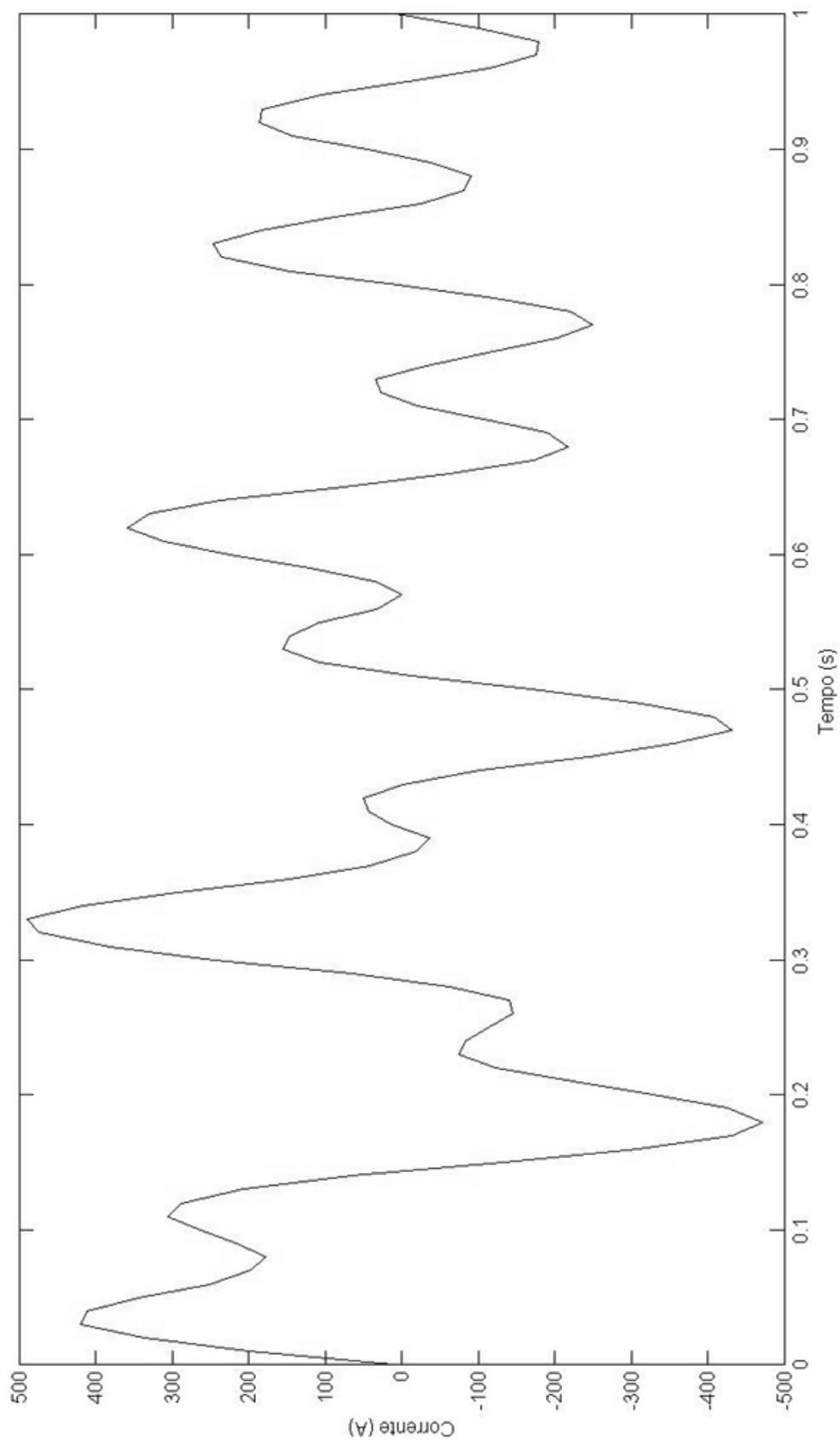


**Figura 70** Opzioni per la simulazione di tipo transitorio per la prova 3.

### Risultati ottenuti dalla prova 3



**Figura 71 Tensione  $V_q$  in funzione del tempo.**



**Figura 72 Corrente  $I_q$  in funzione del tempo.**

Dall'elaborazione su Matlab mediante la Tecnica delle funzioni modulanti sono stati quindi trovati i seguenti risultati:

$$z_4 = 24.5 \text{ rad/sec}$$

$$z_{4\text{reale}} = 25.0 \text{ rad/sec}$$

Il risultato è stato trovato con un'ampiezza della finestra di modulazione T pari a 0.581s.

## ELABORAZIONE RISULTATI ASSE DI QUADRATURA

Una volta eseguite le tre prove per l'individuazione dei poli e degli zeri della funzione di trasferimento  $Y_q$  (vedi eq. 6.17, 6.18 e 6.19), si è passati all'elaborazione vera e propria dei dati per trovare i parametri d'interesse di asse di quadratura della macchina sincrona anisotropa. L'elaborazione è stata fatta tramite un apposito file.m creato appositamente per tale scopo e mostrato di seguito.

### ELABORAZIONE\_DATI\_Q

```
% Elaborazione dati asse q

ra_mod=0.0061;
K_bode=1/ra_mod;
s=tf('s');
Yq_prova=K_bode*(1+s/11.13)/(1+s/0.0105)/(1+s/24.5);

% Coefficienti Yq_prova
b1=14.73;
bo=163.9;
a2=3.887;
a1=95.28;

% Calcolo parametri asse q
wo=1;
ra=1/bo;
Tqo2=b1*ra;
xq=(a1*ra-b1*ra^2)*wo;
Tq2=a2*ra*wo/xq;

% DATI MACCHINA REALE
Tq2_r=0.04;
Tqo2_r=0.09;
wo_r=1;
% Dati in p.u.
ra_r= 0.0061;
xq_r=0.57;
```

```

% Calcolo coefficienti asse di quadratura della fdt:
boq=1/ra_r;
blq=Tqo2_r/ra_r;
alq=Tqo2_r+xq_r/wo_r/ra_r;
a2q=xq_r*Tq2_r/ra_r/wo_r;

% Funzione di trasferimento asse di quadratura

Yq_reale= (boq+blq*s)/(1+a1q*s+a2q*s^2);

% Confronto grafico Yq(p) tramite diagramma di Bode

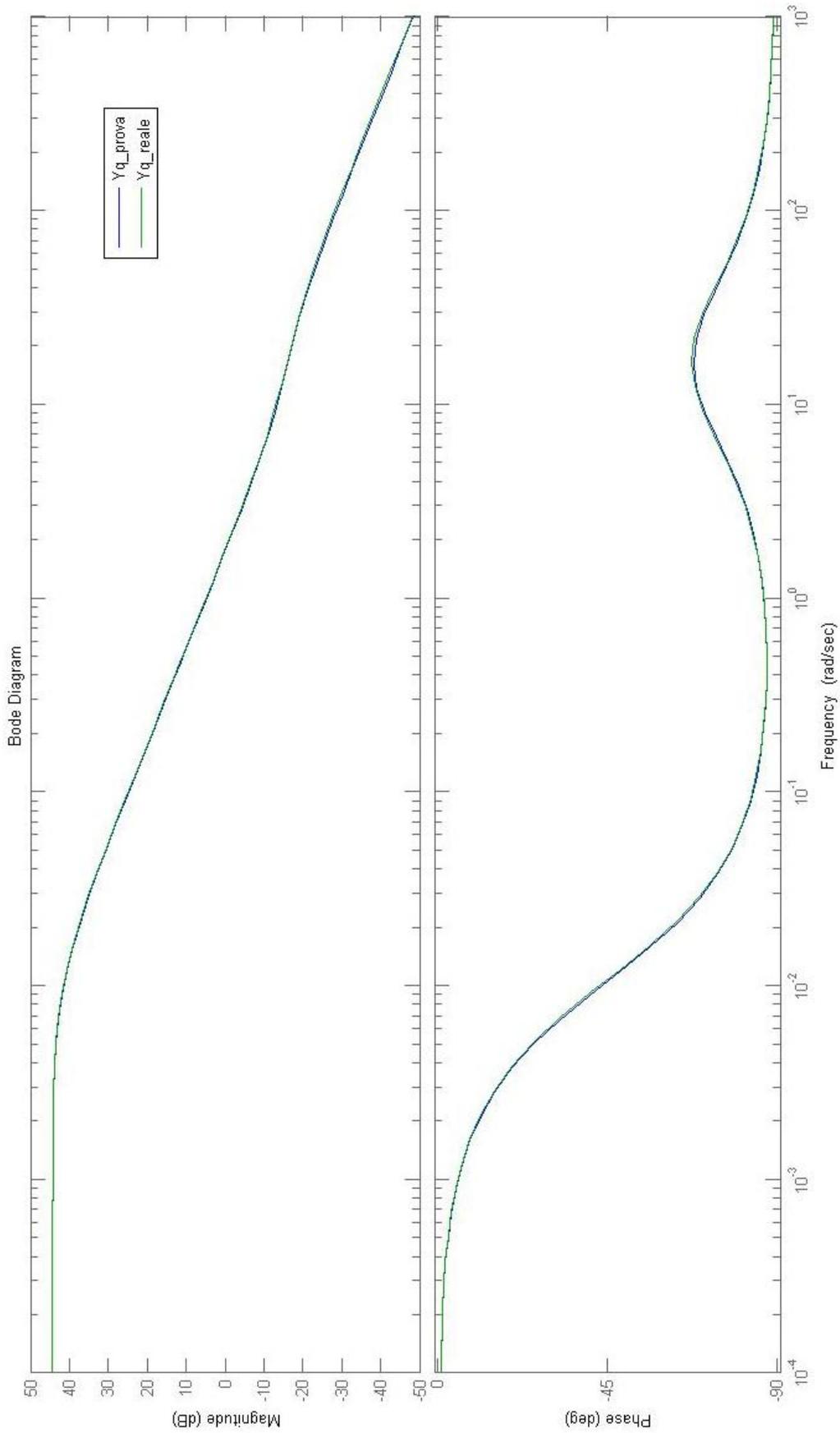
bode(Yq_prova)
hold on
bode(Yq_reale)
    
```

Dall'esecuzione di tale file si sono quindi ricavati i seguenti risultati.

GRANDEZZE	PARAMETRI PROVE	PARAMETRI REALI	U.D.M.
Tq''	0.041	0.040	s
Tqo''	0.09	0.09	s
ra	0.0061	0.0061	p.u.
xq	0.58	0.57	p.u.

**Tab. 6.4** Risultati elaborazione dati asse di quadratura.

Viene esposto nella pagina seguente il diagramma di Bode ottenuto dal precedente file.m "Elaborazione\_dati\_q", che mette a confronto le due funzioni di trasferimento Yq(p) reale e di prova.



**Figura 73** Confronto sul diagramma di Bode fra la fdt vera e quella trovata tramite prove.

## Confronto tra $L_q(p)$ di prova e $L_q(p)$ reale

Per realizzare tale confronto è stato creato il seguente file.m.

```
%Confronto induttanze operatoriali

%induttanza operatoriale trovata

xq=0.58;
Tq2=0.041;
Tqo2=0.09;

s=tf('s');
Lq_prova=xq*(1+s*Tq2)/(1+s*Tqo2)

%induttanza operatoriale reale

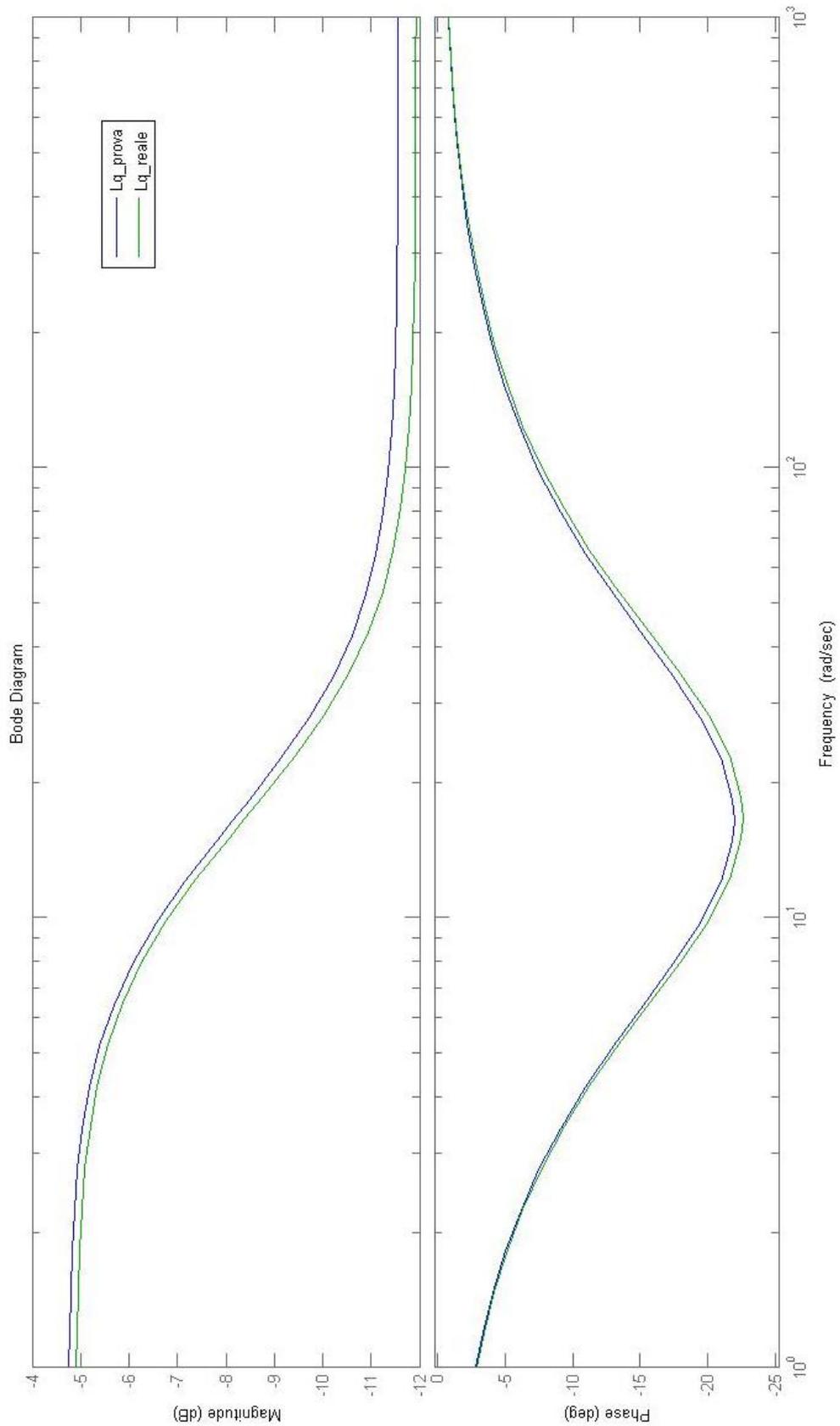
xq_r=0.57;
Tq2_r=0.040;
Tqo2_r=0.09;

s=tf('s');
Lq_reale=xq_r*(1+s*Tq2_r)/(1+s*Tqo2_r)

%Confronto grafico mediante diagramma di Bode

bode(Lq_prova)
hold on
bode(Lq_reale)
```

Dall'esecuzione del precedente file.m si ottiene:



**Figura 74 Confronto fra  $L_q(p)$  di prova e  $L_q(p)$  reale sul diagramma di Bode.**

Dalla Figura 74 si vede come la funzione di trasferimento operatoriale trovata segua abbastanza bene, sia in modulo che in fase, quella ricavata dai dati di targa. Ciò vuol dire che i risultati ottenuti tramite le prove sul modello sono coerenti con quelli della macchina reale e che in generale la prova con orientamento della macchina lungo l'asse di quadratura ha avuto esito positivo.

## 7 Conclusioni

Attraverso questa tesi sono stati determinati diversi parametri caratteristici di una macchina sincrona anisotropa a rotore laminato, seguendo le disposizioni generali della norma CEI EN 60034-4, ma apportandovi delle modifiche (o se vogliamo dei miglioramenti) per quanto riguarda l'esecuzione delle prove e la successiva elaborazione dei dati. Sono stati infatti inviati segnali alla macchina contenenti più frequenze insieme, anziché singoli segnali per ogni frequenza, per cui poi la funzione di trasferimento è stata calcolata in modo continuo nel tempo, anziché per punti più o meno fitti. Questo grazie all'utilizzo della *Tecnica delle Funzioni Modulanti* che, dati ingressi, uscite e tempi in cui sono stati campionati, determina poli e zeri della funzione di trasferimento d'interesse. Da questa, grazie alla teoria sulla dinamica delle macchine elettriche, si è poi riusciti ad estrapolare i parametri desiderati risolvendo al massimo qualche equazione di secondo grado.

Con tali parametri sono state determinate infine le funzioni di trasferimento operatoriali  $L_d(p)$  ed  $L_q(p)$  che, dal confronto con quelle calcolate tramite i dati targa della macchina, danno conferma della buona stima dei parametri e dell'esito positivo delle prove.

Possibili errori e complicazioni sono dovuti al fatto che si è lavorato su un modello 2D parziale in cui per esempio si è cercato di compensare, almeno per quanto riguarda la resistenza di fase, l'effetto delle testate della macchina, dato che abbiamo a che fare con una macchina corta e di grosso diametro in cui tale effetto non è per niente trascurabile.

Infine lavorare su un modello realizzato tramite software anziché sulla macchina reale ha dato indubbi vantaggi per quanto riguarda il fatto di non necessitare di nessuno strumento di misura, di nessun motore primo per muovere il rotore, di nessun cavo per collegare i vari avvolgimenti al fine di realizzare i circuiti previsti dalla Norma, di nessun generatore di alimentazione e quindi di nessun consumo di potenza durante le prove, se non quello dello stesso calcolatore. Nonostante ciò il fatto di lavorare con un software ha comportato il fatto di dover dividere le due prove principali in tre prove parziali ciascuna, in modo da rendere accettabili i tempi di elaborazione del calcolatore.

Si ritiene che successivi studi possano portare a miglioramenti nell'esecuzione della prova e nello sfruttamento dei software utilizzati.

## Bibliografia

[1] Prof. Luca Sani: *Identificazione nel campo continuo, la tecnica delle funzioni modulanti (Tesi di Dottorato).*

[2] Prof. Sami Barmada, Prof. Luca Sani:  
*Verifica FEM del generatore MARCONI (report finale).*

[3] CEI EN 60034-4  
*Macchine elettriche rotanti Parte 4: Metodi per determinare dalle prove le grandezze delle macchine sincrone.*

[4] Jef Verbeeck:  
*Standstill frequency response measurement and identification methods for synchronous machines.*

[5] M. Hasni, S. Djema, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel and S. Caux:  
*Synchronous Machine Parameter Identification in Frequency and Time Domain.*

[6] Edson da Costa Bortoni, Member, IEEE, and José Antônio Jardini, Fellow, IEEE:  
*A Standstill Frequency Response Method for Large Salient Pole Synchronous Machines.*

[7] M.R. Aghamohammadi, M. Pourgholi:  
*Experience with SSFR Test for Synchronous Generator Model Identification Using Hook-Jeeves Optimization Method.*

[8] Luca Sani:  
*Dispense del corso di Dinamica e regolazione delle macchine elettriche del Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica di Pisa.*

[9] Stefano Barsali:  
*Dispense del corso di Dinamica e controllo delle macchine elettriche del Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica di Pisa.*