



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PALERMO

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA, ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI

Dottorato di Ricerca in
INGEGNERIA ELETTRICA
XXIII CICLO

ANALISI DELLE PRESTAZIONI E MIGLIORAMENTO DI MICROMOTORI ELETTRICI E DI MOTORI ELETTRICI A POTENZA FRAZIONARIA

TESI DI
ING. MASSIMO CARUSO

COORDINATORE DEL DOTTORATO
Prof. Mariano Ippolito

TUTOR
PROF. VITTORIO CECCONI

ANNO ACCADEMICO 2011-2012

DOTTORATO



Indice

Introduzione	p.6
CAPITOLO I: MICROMOTORI ELETTRICI - STATO DELL'ARTE	
1.1. Introduzione	p.10
1.2. Principi di funzionamento e relativa classificazione	p.11
1.3. Principi di funzionamento dei micromotori elettrostatici	p.12
1.3.1. Micromotori elettrostatici a capacità variabile	p.13
.....1.3.1.1 Micromotori VCM a trazione laterale (<i>side-drive</i>)	p.13
.....1.3.1.2 Micromotori elettrostatici VCM a trazione dal basso	p.14
.....1.3.1.3 Micromotori elettrostatici VCM a trascinamento	p.15
.....1.3.1.4 Micromotori elettrostatici VCM oscillanti (<i>wobble</i>)	p.17
1.3.2. Micromotori elettrostatici ad induzione dielettrica	p.18
1.4. Cenni su altre tipologie di micromotori elettrici	p.20
1.5. Vantaggi e svantaggi dei micromotori elettrostatici	p.21
1.5.1 Vantaggi dei micromotori elettrostatici: energia e forza	p.22
1.5.2. Problematiche dei micromotori elettrostatici	p.26
CAPITOLO II: MODELLIZZAZIONE E SIMULAZIONE DI UN MICROMOTORE ELETTROSTATICO A CAPACITA' VARIABILE	
2.1. Introduzione	p.30
2.2. Scelta della geometria del micromotore	p.31
2.3. Modello ed Equazioni di funzionamento	p.32
2.4. Determinazione dei parametri	p.34
2.5. Esecuzione delle simulazioni a rotore fisso	p.36
2.5.1 Serie di simulazioni A	p.37
.....2.5.1.1 <i>Simulazione A₁</i>	p.37
.....2.5.1.2 <i>Simulazione A₂</i>	p.37
.....2.5.1.3 <i>Simulazione A₃</i>	p.38

.....2.5.1.4 <i>Simulazione A₄</i>	p.39
.....2.5.1.5 <i>Simulazione A₅</i>	p.40
.....2.5.1.6 <i>Simulazione A₆</i>	p.41
2.5.2 Serie di simulazioni B	p.42
.....2.5.2.1 <i>Simulazione B₁</i>	p.42
.....2.5.2.2 <i>Simulazione B₂</i>	p.43
.....2.5.2.3 <i>Simulazione B₃</i>	p.44
.....2.5.2.4 <i>Simulazione B₄</i>	p.45
.....2.5.2.5 <i>Simulazione B₅</i>	p.46
.....2.5.2.6 <i>Simulazione B₆</i>	p.47
2.6. Esecuzione delle simulazioni a rotore mobile	p.48
2.6.1 Determinazione delle $W_k^A(\alpha)$	p.49
2.6.2 Determinazione delle $W_k^B(\alpha)$	p.54
2.7. Determinazione delle capacità $C^{SR}(\alpha)$ e $C^{SS}(\alpha)$	p.68
2.8. Determinazione della coppia $T(\alpha)$	p.70
2.9. Conclusioni	p.72

CAPITOLO III: UN MICROSENSORE PIEZOELETTRICO E IL
SUO SISTEMA DI ALIMENTAZIONE PER IL RILEVAMENTO E
LA RIMOZIONE DI BIOFILM SULLA SUA SUPERFICIE

3.1. Introduzione	p.73
3.2. Principio di funzionamento del microsensore SAW	p.73
3.3. Il sistema di alimentazione	p.78
3.4. L'applicazione innovativa	p.79
3.5. Caratterizzazione del sistema di alimentazione del sensore SAW	p.81
3.6. Processo di microfabbricazione del microavvolgimento interno	p.85
3.7. Obiettivi futuri	p.90

CAPITOLO IV: MODELLIZZAZIONE E SIMULAZIONE DI UN MOTORE ASINCRONO MONOFASE

4.1. Introduzione	p.91
4.2. Modello circuitale ed equazioni del motore asincrono monofase	p.92
4.3. Determinazione dei parametri del circuito equivalente di un motore asincrono monofase	p.95
4.3.1 Macchine e strumenti di misura adoperati	p.96
4.3.2 Serie di prove A: alimentazione del solo avvolgimento principale	p.98
.....4.3.2.1 Misura in corrente continua della resistenza dell'avvolgimento statorico principale del motore asincrono monofase	p.98
.....4.3.2.2 Prova a rotore bloccato con alimentazione del solo avvolgimento principale	p.98
.....4.3.2.3 Prova a vuoto con alimentazione del solo avvolgimento principale	p.101
.....4.3.2.4 Quadro sinottico dei risultati delle prove con alimentazione del solo avvolgimento principale	p.105
4.3.3 Serie di prove B: alimentazione del solo avvolgimento ausiliario	p.105
.....4.3.3.1 Risultati della misura in c.c della resistenza dell'avvolgimento statorico ausiliario del motore asincrono monofase	p.105
.....4.3.3.2 Risultati di misura – Prova a rotore bloccato	p.106
.....4.3.3.2 Risultati di misura – Prova a vuoto	p.106
.....4.3.3.4 Quadro sinottico dei risultati delle prove con alimentazione del solo avvolgimento ausiliario	p.106
4.3.4 Misura del rapporto tra il numero di spire dell'avvolgimento principale ed il numero di spire dell'avvolgimento ausiliario	p.107

4.4. Implementazione sul programma <i>Simulink</i> del modello circuitale del motore asincrono monofase	p.107
4.5. Risultati grafici ottenuti dalla simulazione sul programma <i>Simulink</i> del modello circuitale del motore asincrono monofase	p.111
4.5.1 Simulazione 1	p.111
4.5.2 Simulazione 2	p.114
4.6. Conclusioni	p.117

CAPITOLO V: UN OSSERVATORE DI FLUSSO E VELOCITA' ROTORICA PER IL CONTROLLO DEL MOTORE ASINCRONO MONOFASE

5.1. Introduzione	p.118
5.2. Equazioni di funzionamento dell'osservatore	p.118
5.3. Implementazione sul programma <i>Simulink</i> delle equazioni dell'osservatore	p.121
5.4. Risultati delle simulazioni	p.123
5.4.1 Risultati delle simulazioni a vuoto	p.123
5.4.2 Risultati delle simulazioni a carico	p.127
5.5. Realizzazione del banco di prova	p.130
5.6. Risultati sperimentali	p.134
5.6.1 Prova n.1 - Variazione della frequenza di alimentazione da 10 Hz a 50 Hz a vuoto	p.134
5.6.2 Prova n.2 - Variazione della frequenza di alimentazione da 5 Hz a 35 Hz a vuoto	p.138
5.6.3 Prova n.3 - Variazione della frequenza di alimentazione da 50 Hz a 10 Hz a vuoto	p.141
5.6.4 Prova n.4 – Connessione del carico nominale	p.142
5.6.5 Prova n.5 – Disconnessione del carico nominale	p.145
5.7. Conclusioni	p.148

CAPITOLO VI: UN SISTEMA DI CONTROLLO SENSORLESS
DELLAVELOCITA' DEL MOTORE ASINCRONO MONOFASE

6.1. Introduzione	p.149
6.2. Il sistema di controllo	p.149
6.3. Risultati delle simulazioni	p.151
6.3.1 Risultati delle simulazioni a vuoto	p.151
6.3.2 Risultati delle simulazioni a carico	p.160
6.4. Futura validazione sperimentale del sistema di controllo proposto	p.163
6.5. Conclusioni e obiettivi futuri	p.164
CONCLUSIONI	p.165
Ringraziamenti	p.167
Bibliografia	p.168

INTRODUZIONE

Uno dei campi scientifici più interessanti, innovativi e di maggior interesse del nuovo millennio è certamente quello della microtecnologia. Un'area particolarmente ampia di tale campo è quella rappresentata dai sistemi microelettromeccanici, comunemente denominati MEMS (acronimo di *microelectromechanical systems*). Questi ultimi sono un insieme di dispositivi su scala micrometrica di natura sia elettrica (elettronica) che meccanica, fabbricati adoperando tecnologie microelettroniche e di lavorazione chimica del silicio e di altri materiali conduttori, isolanti e semiconduttori. I sensori integrati nei MEMS consentono di monitorare l'ambiente circostante e di misurare fenomeni di varia natura (termici, meccanici, magnetici, biologici e ottici); l'elettronica processa tali informazioni e le traduce in segnali elettrici, in modo tale da abilitare gli attuatori a rispondere tramite un movimento. Tra le varie tipologie di microattuatori (fotostrittivi, magnetostriativi, a memoria di forma) si vuole evidenziare quello dei micromotori elettrici, ovvero motori elettrici i cui componenti strutturali hanno dimensioni micrometriche e che vengono realizzati con le tecniche di microfabbricazione proprie dell'industria microelettronica dei semiconduttori. La prima parte del presente lavoro è focalizzato sull'analisi delle prestazioni e loro miglioramento. A tal fine, il primo passo della ricerca è consistito in una estesa e dettagliata ricerca bibliografica al fine di individuare lo stato dell'arte dei micromotori elettrici. La conoscenza aggiornata dei micromotori ha contribuito anche a cogliere i principali problemi che in atto sussistono nello sviluppo e nelle applicazioni dei micromotori medesimi e che ne hanno rallentato lo sviluppo. Tra le numerose problematiche pertinenti ai micromotori trattati in letteratura si è scelto di analizzare il problema legato al basso valore della coppia generata nei micromotori elettrostatici a capacità variabile, che ne ha limitato l'utilizzo in numerose applicazioni. Le metodologie che si sono adottate per lo svolgimento dell'attività di ricerca nei primi mesi di dottorato sono state di tipo teorico e conoscitivo del comportamento dei micromotori. Nel capitolo I della presente tesi verrà, quindi, fornita una classificazione dei più importanti micromotori elettrici e verranno descritti i loro principi di funzionamento; verranno, inoltre, evidenziati i principali problemi legati in particolar modo ai micromotori elettrostatici a capacità variabile e

sarà anche dimostrato il motivo per cui quest'ultimi siano molto più diffusi rispetto a micromotori funzionanti secondo altri principi.

Come secondo passo della ricerca si è ricavato un modello di micromotore elettrostatico a capacità variabile, che viene descritto nel capitolo II. In particolare, l'obiettivo principale è quello di implementare e simulare tale modello su un programma di simulazione e, successivamente, confrontare i risultati con quelli raggiunti in altre ricerche per poter validare il modello stesso. A tal fine è stato necessario anzitutto acquisire la conoscenza di programmi quali *Autocad*, *Matlab*, *Simulink*, *FEMM* e *L-Edit*. Si è, poi, caratterizzato il micromotore, assegnando una geometria e definendo i parametri geometrici. Sono stati, poi, ricavati i coefficienti del modello stesso; note le equazioni di funzionamento e tutte le grandezze che le caratterizzano, è stato possibile implementare il modello su *Matlab*, per poi effettuare simulazioni e validare il modello.

Le applicazioni dei micromotori elettrici sono diventate sempre più numerose, specialmente nel campo medicale. In quest'ultimo ambito la microtecnologia si è inserita con prepotenza grazie agli innumerevoli vantaggi che essa può apportare: l'utilizzo, infatti, di dispositivi su scala micrometrica per sistemi microchirurgici (comunemente denominata chirurgia minimamente invasiva), per sistemi terapeutici o per sistemi diagnostici ridurrebbe notevolmente lo stress psico-fisico del paziente, il tempo di permanenza dello stesso in ospedale, ma anche la fatica fisica e mentale dello staff medico durante le diverse operazioni; incorporando, inoltre, la microtecnologia in ambito medico si ridurrebbe notevolmente la percentuale di fallimento di numerose operazioni chirurgiche. Una possibile applicazione dei micromotori viene descritta nel capitolo III. In collaborazione, infatti, con il laboratorio MSAL (*MEMS Sensors and Actuators Laboratory*) dell'Università di College Park, Maryland, infatti, si è preso parte alla progettazione, simulazione, microfabbricazione di un microsensore capace di rilevare la presenza di biofilm batterico sulla superficie di protesi artificiali interne (come quella al ginocchio) e di rimuoverne una quantità relativamente elevata. Tale dispositivo, pertanto, non rientra soltanto nel settore dei sistemi diagnostici, ma anche in quello dei sistemi terapeutici.

Parallelamente allo studio dei motori elettrici su scala micrometrica, in questa tesi di dottorato viene affrontata l'analisi delle prestazioni ed il miglioramento anche di motori elettrici a potenza frazionaria, in particolar modo di motori asincroni monofase. Tale studio, pur trattando argomenti molto diversi da quelli dei micromotori, è stato sviluppato con approcci analoghi. A differenza dei micromotori elettrici, il motore asincrono monofase provvisto di avvolgimento ausiliario e condensatore di avviamento, denominato anche SPIM (acronimo di *Single-Phase Induction Motor*), può essere considerato una tra le macchine elettriche più utilizzate al mondo. Generalmente tale motore trova ampio spazio di applicazione nel campo delle piccole potenze (inferiori al kW).

Anche nel campo dei motori a potenza frazionaria le metodologie adottate per lo svolgimento dell'attività di ricerca nei primi mesi di dottorato sono state di tipo teorico e conoscitivo del comportamento di questa categoria di motori, in modo tale da poter rilevare i principali problemi evidenziati negli articoli scientifici che trattano di questa categoria di motori elettrici. Le metodologie seguite nelle attività successive ai primi mesi di dottorato sono state principalmente sperimentali (oltre che teoriche e conoscitive). Tra i diversi problemi si è scelto di analizzare quello dell'autoavviamento e l'obiettivo della ricerca è consistito nell'individuazione di un sistema di controllo della velocità *sensorless* per il motore asincrono monofase che, oltre alle azioni di controllo durante il normale funzionamento, possa consentire anche l'autoavviamento della macchina, evitando quindi l'utilizzo dei condensatori di avviamento.

Il lavoro svolto in questi anni di Dottorato e descritto in questa tesi ha riguardato, anzitutto, l'esecuzione di una serie di prove su un motore asincrono monofase; a partire da esse si sono determinati i parametri del circuito equivalente del motore stesso, che verrà descritto nel capitolo IV. Sono state, poi, implementate sul programma *Simulink* le equazioni di funzionamento del motore asincrono monofase ed il passo successivo è stato quello di simulare e validare il modello. Successivamente, in collaborazione anche con l'Università di Ouro Preto, Brasile, è stato progettato, simulato e validato sperimentalmente (presso il laboratorio SDESLAB del Dipartimento di ingegneria Elettrica, Elettronica e delle Telecomunicazioni dell'Università degli Studi di Palermo) un osservatore di flusso e

velocità rotorica dello SPIM, che viene descritto nel capitolo V, adoperando per la simulazione anche il modello *Simulink* del motore asincrono monofase precedentemente realizzato. E' stato, infine, progettato, implementato sul programma *Simulink* di MATLAB e simulato un sistema di controllo *sensorless* della velocità rotorica del motore asincrono monofase, adoperando per la simulazione sia il modello dello SPIM che l'osservatore di flusso e velocità rotorica del motore stesso. Tale sistema di controllo sarà trattato nel capitolo conclusivo (capitolo VI) di questa tesi di Dottorato.

CAPITOLO I

MICROMOTORI ELETTRICI : STATO DELL'ARTE

1.1- Introduzione

Quello della microtecnologia e, specialmente, della micromeccanica è un campo di ricerca innovativo ed estremamente interessante sotto tanti punti di vista. Tale campo, le cui origini risalgono ai primi anni '80 del secolo appena trascorso, è in continua evoluzione ed è ritenuto pertinente a una delle tecnologie più promettenti del XXI secolo, capace di rivoluzionare settori importanti del mondo industriale. Per tale motivo negli ultimi anni si è approfondito in maniera sempre più frequente ed assidua lo studio dei sistemi microelettromeccanici. Nel corso dell'ultimo decennio, in particolare, abbiamo assistito ad un progresso significativo della microtecnologia e della nanotecnologia, grazie al concepimento di nuove tecniche di microfabbricazione, che hanno consentito la realizzazione di dispositivi sempre più piccoli e semplici dal punto di vista realizzativo e dotati di elevati rendimenti. I MEMS (acronimo di *microelectromechanical systems*) sono un insieme di dispositivi su scala micrometrica di varia natura (meccanici, elettrici ed elettronici), fabbricati adoperando tecnologie microelettroniche e di lavorazione chimica del silicio e di altri materiali conduttori, isolanti e semiconduttori. Questi dispositivi miniaturizzati possono incorporare funzioni di tipo meccanico, ottico, elettronico, magnetico, chimico e biologico; essi possono, inoltre, comprendere capacità funzionali sensoriali, di elaborazione dati, di autocalibrazione (autocompensazione degli errori di misura derivanti da variazioni delle condizioni ambientali in cui tali dispositivi operano) e di attuazione (dispositivi capaci di convertire una forma di energia in energia meccanica) ed essere realizzati in forma di singolo chip o di *array*. Una branca relativamente ampia dei MEMS è rappresentata dai micromotori elettrici, ovvero motori elettrici i cui componenti strutturali hanno dimensioni micrometriche e che vengono realizzati con le tecniche di microfabbricazione proprie dell'industria

microelettronica dei semiconduttori. Tali motori su scala micrometrica sono stati di precipuo interesse e impegno nel corso di dottorato. Nel prossimo paragrafo se ne fornirà una classificazione in base al loro principio di funzionamento.

1.2- Principi di funzionamento e relativa classificazione

La figura 1.1 mostra una possibile classificazione generale dei micromotori elettrici in base al loro principio di funzionamento.

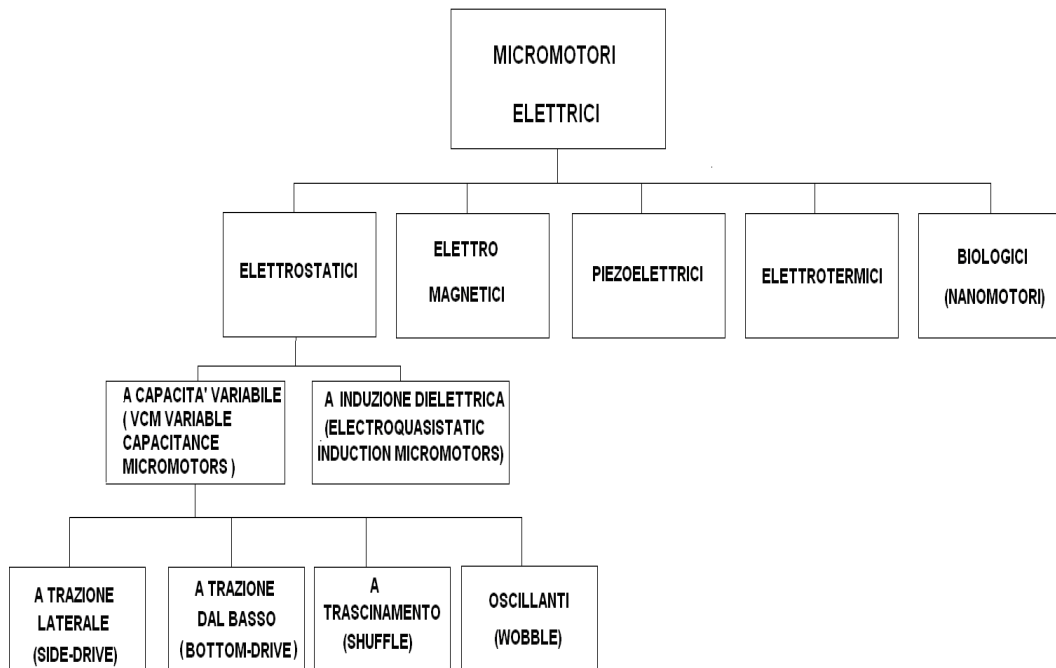


Figura 1.1: Classificazione dei micromotori elettrici in base al loro principio di funzionamento.

Le principali classi di micromotori elettrici, quindi, possono distinguersi in:

- a) Elettrostatici: nei micromotori elettrostatici la conversione dell'energia elettrica in energia meccanica avviene a mezzo di forze attrattive e repulsive generate da distribuzioni di cariche elettriche.

- b) Elettromagnetici: il principio di funzionamento di tali motori si basa sullo sfruttamento delle interazioni elettromagnetiche e grazie a ciò è possibile convertire energia elettrica in ingresso in energia meccanica.
- c) Piezoelettrici: tali dispositivi convertono energia elettrica in ingresso in energia meccanica sfruttando l'effetto piezoelettrico di alcuni materiali costitutivi del dispositivo stesso.
- d) Elettrotermici: essi convertono energia elettrica in energia meccanica sfruttando l'espansione di alcuni materiali, che costituiscono il dispositivo, quando questi vengono sottoposti ad un aumento di temperatura.
- e) Biologici: la conversione di energia elettrica in energia meccanica viene realizzata tramite proteine motrici che costituiscono il dispositivo.

I motori elettrici a scala micrometrica, rotanti o lineari, più semplici e vantaggiosi dal punto di vista realizzativo e pratico sono quelli elettrostatici e per tale motivo sono anche i più utilizzati; anche i micromotori piezoelettrici risultano sempre più diffusi in applicazioni mediche, robotiche ed ottiche. Le macchine funzionanti secondo l'utilizzazione del campo elettromagnetico sono largamente utilizzate nel macrodominio, ma su scala micro/nanometrica i micromotori elettrostatici risultano maggiormente convenienti per una serie di vantaggi, che verranno esposti nel paragrafo 1.5.

Nei prossimi paragrafi verranno brevemente descritti i principi di funzionamento dei micromotori elettrostatici, che sono l'argomento principale di questo studio, mentre si accennerà soltanto alle altre categorie di micromotori precedentemente elencate.

1.3. – Principi di funzionamento dei micromotori elettrostatici

Facendo riferimento alla classificazione di fig. 1.1, si possono distinguere due principali categorie di micromotori elettrostatici, che vengono descritte qui di seguito.

1.3.1- Micromotori elettrostatici a capacità variabile

I micromotori elettrostatici a capacità variabile vengono anche denominati VCM, acronimo di *Variable Capacitance Micromotors*. Nel corso degli ultimi anni sono state concepite diverse tipologie di VCM e di seguito se ne fornisce una breve trattazione.

1.3.1.1 – Micromotori elettrostatici VCM a trazione laterale (*side-drive*)

In figura 1.2 (a, b) viene mostrata una rappresentazione schematica di un micromotore VCM a trazione laterale nella sua sezione ortogonale all'asse di rotazione e nella sua sezione trasversale contenente l'asse di rotazione [1].

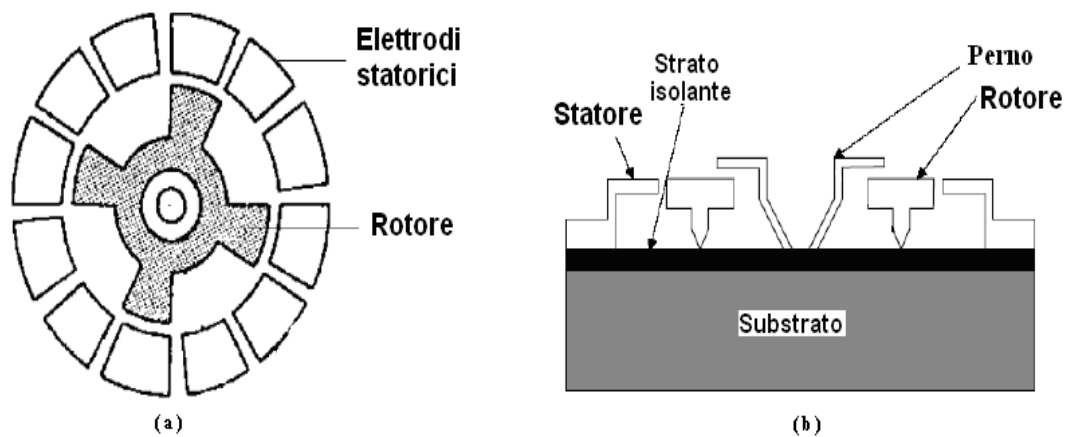


Figura 1.2: (a) sezione ortogonale all'asse di rotazione e (b) sezione trasversale di un micromotore VCM *side-drive*.

Lo statore è costituito da un insieme di elettrodi fissi (di materiale conduttore), mentre il rotore è composto da un insieme di elettrodi mobili (anch'essi di materiale conduttore) ed è separato dallo statore da un interspazio d'aria.

Applicando un'eccitazione in tensione continua ad una coppia di elettrodi di statore diametralmente opposti, i due poli di rotore più vicini ad essi verranno attratti verso di loro; per via del fenomeno dell'induzione elettrostatica, infatti, in corrispondenza di tali poli saranno presenti cariche di segno opposto rispetto a quelle degli elettrodi

di statore alimentati. Nasce, pertanto, un campo elettrostatico in corrispondenza dell'interspazio tra elettrodi vicini di statore e rotore e tale campo crea delle forze elettrostatiche che tendono ad allineare i poli di rotore con gli elettrodi di statore eccitati. Commutando opportunamente tale eccitazione alle successive coppie di elettrodi di statore, sarà possibile ottenere un moto continuo o passo-passo.

1.3.1.2 – Micromotori elettrostatici VCM a trazione dal basso (*bottom-drive*)

In figura 1.3 viene mostrata una rappresentazione schematica di un micromotore elettrostatico VCM a trazione dal basso rotante (B-RVCM, acronimo di *bottom-drive, rotary, variable-capacitance micromotor*) [2]. Il dispositivo è costituito principalmente da uno statore ed un rotore (entrambi di materiale conduttore); quest'ultimo è sostenuto da cuscinetti di acciaio inossidabile e di forma sferica (di diametro pari a qualche decina di μm). A differenza dei micromotori *side-drive*, nei VCM *bottom-drive* il rotore non è più situato sullo stesso piano degli elettrodi statorici, ma viene disposto al di sopra di essi; il dispositivo, quindi, non presenta più una geometria piana, ma possiede un'altezza strutturale di alcune centinaia di μm . Pertanto, confrontando la modalità di funzionamento dei micromotori *bottom-drive* con i *side-drive*, si nota che, nel momento in cui viene alimentato un elettrodo statorico, la superficie del polo rotorico, interessata all'addensamento di cariche di segno opposto rispetto a quelle presenti sulla superficie dell'elettrodo statorico affacciata sul rotore, non sarà più parallela all'asse di rotazione (ovvero il bordo laterale del polo), ma sarà ortogonale all'asse di rotazione stesso, corrispondente all'intera superficie del polo rotorico che si affaccia sullo statore. Rispetto al rotore, quindi, la trazione viene generata dal basso e non più lateralmente, come avveniva, invece, nei micromotori *side-drive*.

Sono stati realizzati prototipi di micromotori a trazione dal basso anche lineari (B-LVCM, acronimo di *bottom-drive, linear, variable-capacitance micromotor*) [3].

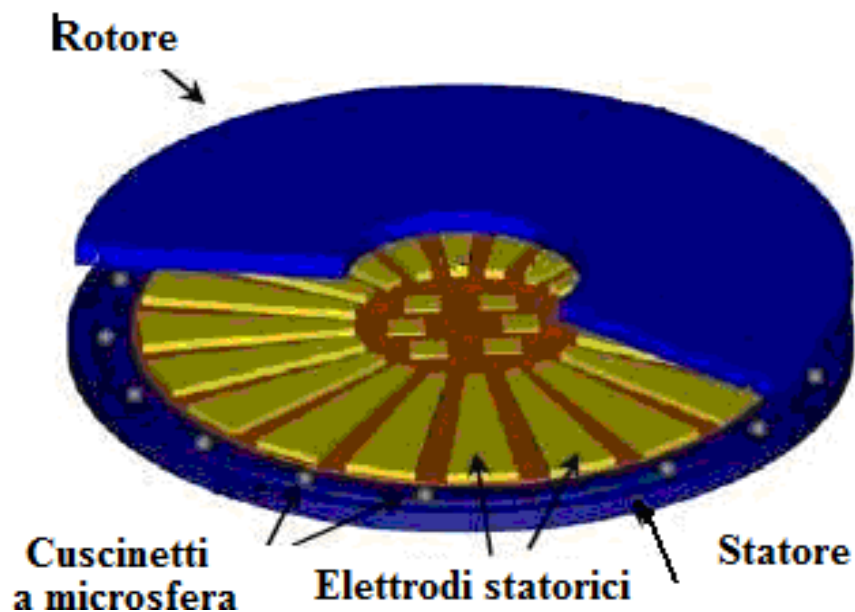


Figura 1.3: rappresentazione schematica tridimensionale di un micromotore *bottom-drive* rotante.

1.3.1.3 – Micromotori elettrostatici VCM a trascinamento (*shuffle*)

In figura 1.4 viene mostrata una rappresentazione schematica di un micromotore elettrostatico VCM a trascinamento (*shuffle*) [4,5]. Lo statore è costituito da un substrato di silicio, mentre l'elemento mobile è composto da due elettrodi di materiale metallico, collegati meccanicamente tra loro tramite una microtrave di materiale elastico e conduttore. I tre componenti dell'elemento mobile sono elettricamente isolati tra loro e il substrato di silicio, inoltre, è separato elettricamente dall'elemento mobile tramite uno strato di ossido di silicio (di spessore pari a pochi μm).

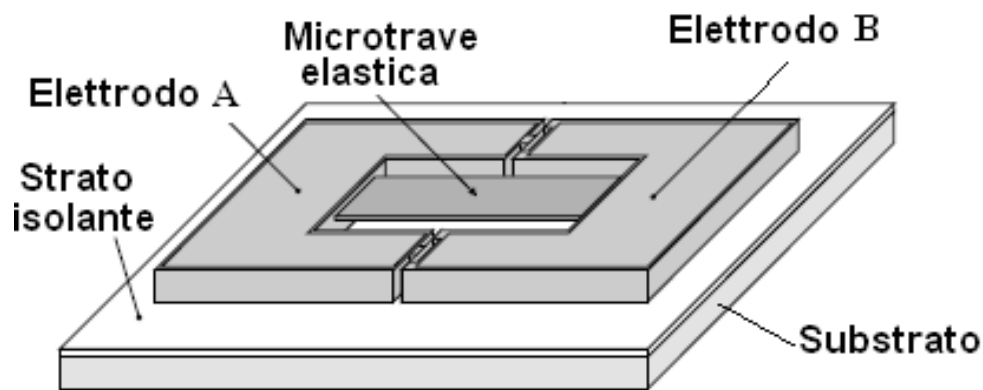


Figura 1.4: rappresentazione schematica tridimensionale di un micromotore elettrostatico a trascinamento.

Si prenda in considerazione la figura 1.5, che mostra schematicamente la sequenza di eccitazione del micromotore *shuffle* [6]. Applicando una differenza di potenziale tra l'elettrodo A ed il substrato, figura 1.5 (I), il primo viene attratto verso lo statore, dato che, per via del fenomeno dell'induzione elettrostatica, in corrispondenza della sua superficie affacciata al substrato di silicio vengono indotte cariche elettriche di segno opposto a quelle presenti nella superficie del substrato stesso. Il campo elettrostatico che si genera crea delle forze elettrostatiche che impediscono uno spostamento dell'elettrodo A rispetto al substrato. Successivamente, la stessa differenza di potenziale viene applicata tra la microtrave e il substrato; anch'essa, pertanto, tenderà ad essere attratta verso lo statore. Poiché, inoltre, la microtrave è costituita da materiale elastico, questa tenderà ad inflettersi come mostrato in figura 1.5 (II). Essendo l'elettrodo A bloccato, la deformazione della microtrave determina uno spostamento dell'elettrodo B, così come mostrato sempre in figura 1.5 (II). Nella fase successiva (III) si applica una differenza di potenziale tra l'elettrodo B ed il substrato, in modo da mantenere tale elettrodo bloccato nella sua nuova posizione; disalimentando in successione l'elettrodo A (IV) e la microtrave (V), questa tenderà a ritornare nella sua configurazione iniziale, determinando, quindi, uno spostamento dell'elettrodo A (che adesso è libero di traslare). Lo spostamento complessivo è dato dalla somma degli spostamenti ottenuti durante le fasi (II) e (V).

Con questo tipo di micromotore passo-passo si possono ottenere spostamenti dell'ordine del micron.

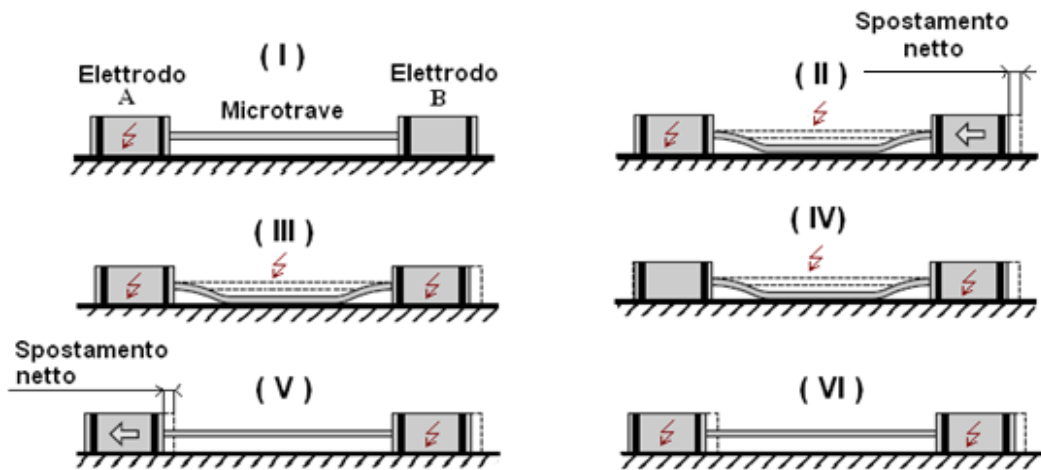


Figura 1.5: sequenza di eccitazione del micromotore shuffle.

1.3.1.4- Micromotori elettrostatici VCM oscillanti (*wobble*)

La figura 1.6 (a,b) mostra una rappresentazione schematica di un micromotore oscillante (*wobble micromotor*) nella sua sezione ortogonale all'asse di rotazione e nella sua sezione trasversale [7]. La struttura comprende uno statore costituito da un insieme di elettrodi fissi, un rotore ad anello ed un cuscinetto; per la realizzazione di tali componenti viene utilizzato lo stesso materiale conduttore.

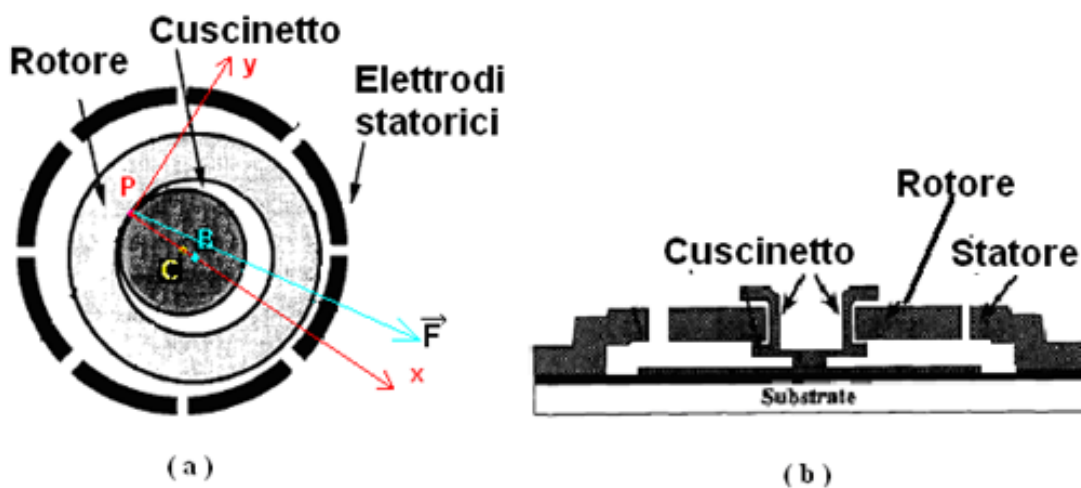


Figura 1.6: (a) rappresentazione schematica di un micromotore oscillante e (b) della sua sezione trasversale.

Alimentando un elettrodo di statore, il rotore, per via del fenomeno dell'induzione elettrostatica, viene attratto verso di esso; nasce, pertanto, una forza elettrostatica, indicata con \vec{F} , tra il polo alimentato ed il rotore, che sarà diretta come in figura 1.6 (a). Prendendo a riferimento il sistema di assi cartesiani della stessa figura, la cui origine è coincidente con il punto di contatto P rotore-cuscinetto e l'asse x passante per il baricentro C del cuscinetto ed il baricentro B del rotore, la forza elettrostatica potrà essere scomposta in una componente F_x diretta lungo l'asse x, che tende a spingere il rotore verso il perno, ed una componente F_y diretta lungo l'asse y, che tende, invece, a far ruotare il rotore attorno al punto C. Pertanto, commutando in successione l'eccitazione nei poli di statore, si ottiene un movimento del rotore che è una combinazione di una rotazione attorno al suo baricentro B e di un moto del suo stesso baricentro B attorno a C.

1.3.2- Micromotori elettrostatici ad induzione dielettrica

I micromotori ad induzione dielettrica vengono anche chiamati micromotori ad induzione elettroquasistatica [8] (*electroquasistatic micromotors*) ed una loro rappresentazione schematica viene mostrata in figura 1.7:

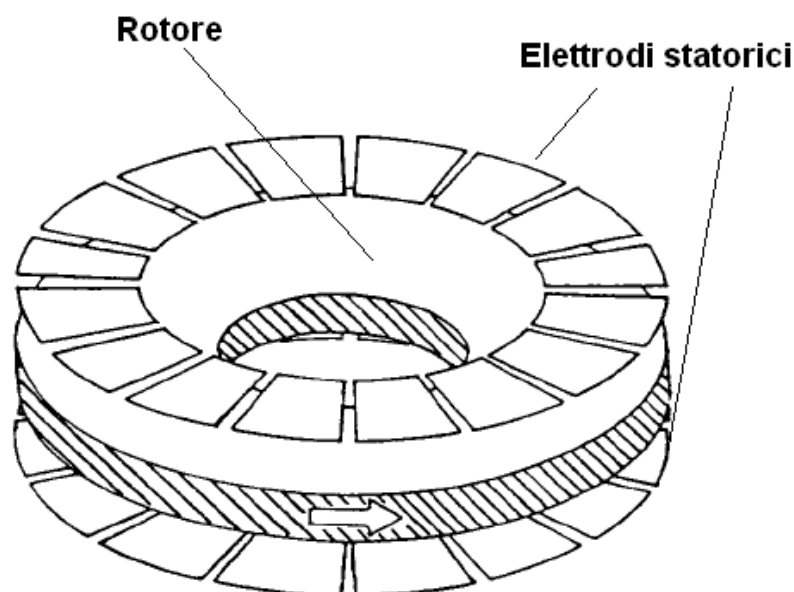


Figura 1.7: rappresentazione schematica di un micromotore ad induzione dielettrica.

Il rotore è costituito da un disco anulare di materiale dielettrico con costante dielettrica e conducibilità uniformi; esso è compreso tra due insiemi coassiali e paralleli di elettrodi statorici, dai quali è separato da due spazi d'aria. Agli elettrodi di statore vengono applicate due onde di potenziale viaggianti sugli elettrodi in sincronia con lo stesso verso; queste, man mano che si propagano lungo gli elettrodi statorici, determinano l'orientamento degli spin di rotore facendo, così, manifestare una distribuzione di cariche di segno opposto sulle superfici direttamente affacciate allo statore. Nasce, dunque, un'onda di potenziale indotta sul rotore che viaggia in sincronia con le onde di potenziale dello statore, ma che, rispetto ad esse, presenta un certo ritardo a causa del rilassamento delle cariche nel rotore stesso. Pertanto, la distanza che si viene a creare tra le onde di potenziale induttrici dello statore e le onde di potenziale sul rotore darà luogo ad una coppia motrice agente su quest'ultimo. Se il tempo di rilassamento delle cariche è troppo breve, l'onda di potenziale indotta sul rotore è distanziata soltanto leggermente dalle onde di potenziale induttrici, mentre, se il tempo è troppo lungo, la distanza tra onde induttrici e indotte risulterebbe troppo elevata; entrambe le condizioni causano una riduzione della coppia motrice. Questo è uno dei motivi per cui il progetto di un micromotore ad induzione dielettrica risulta più complesso di quello di un VCM; bisogna, inoltre, considerare il fatto che le prestazioni del primo dipendono fortemente dalla conduttività dei materiali impiegati per il rotore. Quanto detto rende questa tipologia di micromotori molto meno sviluppata e realizzata rispetto ai motori VCM.

La geometria presa in esame è soltanto una delle tante possibili; si potrebbero, infatti, realizzare micromotori ad induzione dielettrica costituiti da un solo insieme di elettrodi statorici compreso tra due rotori, oppure micromotori costituiti da molti rotori, ciascuno dei quali disposto tra due insiemi di elettrodi statorici coassiali e paralleli.

1.4 - Cenni su altre tipologie di micromotori elettrici

I **micromotori elettromagnetici** basano il loro principio di funzionamento sulla conversione di energia elettrica in energia meccanica utilizzando le interazioni elettromagnetiche, in perfetta analogia con le macchine elettriche in macroscala a tutti noi note; tuttavia si presentano notevoli problemi, sia di natura energetica che tecnologica, che limitano la realizzabilità di tali motori in microscala: le dimensioni di tali dispositivi, infatti, non vanno al di sotto di qualche millimetro (sarebbe più opportuno, quindi, denominarli millimotori) e per tali dimensioni la potenza e la coppia generate risultano particolarmente basse, se confrontate con quelle prodotte da micromotori funzionanti secondo altri principi. Una delle principali difficoltà nella realizzazione dei micromotori elettromagnetici è la necessità di adoperare avvolgimenti e materiali magnetici che posseggano elevati livelli di magnetizzazione ed elevate proprietà magnetiche; risulta, inoltre, particolarmente difficoltosa la realizzazione di microavvolgimenti piani costituiti da bassi valori di resistenza ed elevati valori di reattanza; questo è il motivo per cui nella maggior parte dei microattuatori elettromagnetici l'elemento mobile è un magnete permanente (e non un elettromagnete). Tra le diverse tipologie di micromotori elettromagnetici risultano maggiormente diffusi quelli sincroni a magneti permanenti [9], micromotori a riluttanza [10] e ad induzione [11].

Risultano particolarmente diffusi anche i **micromotori piezoelettrici** [12]. La piezoelettricità è una proprietà riscontrata in molti materiali ed è sempre più utilizzata in differenti applicazioni di sensori ed attuatori. In linea del tutto generale si nota che un materiale piezoelettrico, se sottoposto all'azione di forze meccaniche, presenterà alle sue estremità una differenza di potenziale (*effetto piezoelettrico diretto*); viceversa, lo stesso materiale, sottoposto all'azione di un campo elettrico, subisce una deformazione meccanica (*effetto piezoelettrico inverso*). Sulla base di quest'ultimo fenomeno vengono realizzati i micromotori piezoelettrici. Nel corso degli ultimi anni è aumentato notevolmente l'interesse per questa tipologia di microdispositivi e sono così nati diversi centri di ricerca sparsi nel mondo. Tra le varie tipologie di micromotori piezoelettrici si annoverano quelli a onda stazionaria [13,14] e ad onda viaggiante [15].

I **micromotori elettrotermici** [16,17] convertono energia elettrotermica in energia meccanica sfruttando l'espansione di alcuni materiali costitutivi del dispositivo, quando questi vengono sottoposti ad una sollecitazione termica (un aumento di temperatura). Il loro principale campo di applicazione è quello delle microvalvole e micropompe [18].

Il progresso della micro/nanotecnologia ha contribuito in modo significativo anche al concepimento di una nuova tipologia di micromotori, chiamati **micromotori biologici** [19]. In realtà, essendo tali dispositivi a scala nanometrica, questi rientrano nel campo dei sistemi nanoelettromeccanici (NEMS, *nanoelectromechanical systems*): vengono, quindi, più propriamente chiamati nanomotori biologici. Analizzando i fenomeni che si verificano in natura, si è notato che, a livello molecolare, nell'organismo degli esseri viventi sono presenti delle proteine capaci di convertire energia elettrica in energia meccanica; esse vengono chiamate motori molecolari. A partire dalla loro analisi, alcuni studiosi hanno concepito l'idea di poter realizzare motori elettrici a scala submicrometrica, tramite un assemblaggio di proteine motrici [20]. Sono stati concepiti, quindi, i nanomotori biologici a riluttanza [21], i nanomotori biologici ad induzione [22] e i nanomotori biologici a magneti permanenti [23]. Questo campo, pur essendo ancora nella sua fase primitiva, non tarderà a svilupparsi e a divenire il fulcro della tecnologia moderna.

1.5 - Vantaggi e svantaggi dei micromotori elettrostatici

Un errore evidente che si potrebbe commettere confrontando i motori elettrici in macroscale a tutti noti ed i micromotori è quello di ritenere che l'unica differenza che sussiste tra queste due categorie di macchine elettriche riguardi esclusivamente le dimensioni. Tale interpretazione è, infatti, ben lontana dalla realtà, dato che, al ridursi delle dimensioni, cambiano anche le relazioni che intercorrono tra le forze di diversa natura che entrano in gioco nell'ambito del funzionamento di tali dispositivi. Nel successivo paragrafo verranno confrontati i micromotori elettromagnetici ed elettrostatici, in modo da dimostrare che quest'ultimi, nel campo della microscala, risultano più vantaggiosi; tale analisi viene anche condotta al fine di chiarire i motivi

per cui i motori elettromagnetici, che nel macrodominio risultano predominanti, trovino parecchi ostacoli alla loro realizzazione su scala micrometrica e perché ad essi vengano preferiti i micromotori elettrostatici.

1.5.1- Vantaggi dei micromotori elettrostatici: energia e forza

Per comprendere un primo fondamentale vantaggio offerto dai micromotori elettrostatici è necessario centrare l'attenzione sul fatto che alcune qualità fisiche di un sistema meccanico sono sensibili alle dimensioni del sistema stesso; prendendo a riferimento un sistema meccanico ed immaginando di ridurre notevolmente le sue dimensioni, si noterà che alcune forze, che precedentemente risultavano prevalenti, si riducono tanto da diventare di entità minore rispetto ad altre forze che inizialmente, invece, erano trascurabili. Nel microdominio, pertanto, sarà importante prendere in considerazione l'analisi di scala (*scaling analysis*) [24].

Sia L la dimensione caratteristica dei micromotori, ovvero il fattore lineare di scala, e si assuma che tutte le dimensioni si riducano in modo uniforme al decrescere di L . Se, quindi, una dimensione lineare diminuisce proporzionalmente ad L , una superficie decrescerà in modo proporzionale ad L^2 , un volume si ridurrà proporzionalmente ad L^3 .

Per un motore elettromagnetico la densità di energia (misurata in J/m^3) immagazzinata nel traferro è data dall'equazione:

$$u_m = \frac{B^2}{2\mu} \quad (1.1)$$

dove B è il valore del campo di induzione magnetica in un punto e μ la permeabilità assoluta dell'aria. Il limite superiore per B , che indichiamo con B_{max} , è determinato dalla saturazione del materiale magnetico ed è pari a circa 1.5 T.

Per un motore elettrostatico, invece, la densità di energia immagazzinata in corrispondenza dell'interspazio d'aria è:

$$u_e = \frac{\varepsilon_{air} E^2}{2} \quad (1.2)$$

dove E è il valore del campo elettrico in un punto ed ε_{air} la costante dielettrica assoluta dell'aria. Il limite superiore per u_e è determinato dal campo disruptivo dell'aria E_{max} , pari circa a 3×10^6 V/m per aria a pressione atmosferica.

Sostituendo nelle equazioni (1.1) e (1.2) i valori limite B_{max} ed E_{max} , si nota che la massima densità di energia immagazzinabile in un motore elettromagnetico è circa 22000 volte più elevata rispetto a quella di un motore elettrostatico; da ciò si comprende il motivo per cui nel macrodominio i motori di tipo elettromagnetico siano dominanti.

Si prendano a riferimento, adesso, un motore elettromagnetico ed un motore elettrostatico, entrambi ridotti in microscala; per il primo, l'equazione vettoriale che mette in relazione il campo di induzione magnetica con la corrente che lo genera è:

$$\int \frac{\vec{B}}{\mu_m} \times d\vec{l} = \int \vec{J} \times d\vec{S} \quad (1.3)$$

dove \vec{B} è il vettore di induzione magnetica, μ_m la permeabilità assoluta del materiale magnetico, l la lunghezza del circuito magnetico, \vec{J} il vettore densità di corrente e \vec{S} la sezione del circuito elettrico. Poiché l è proporzionale al fattore di scala L , S proporzionale al quadrato dello stesso L , mentre J ne è indipendente, si evince che B si riduce proporzionalmente ad L . Il limite per il campo di induzione B è, pertanto, dipendente dalla massima densità di corrente che può circolare negli avvolgimenti, dato che il limite di saturazione del materiale magnetico, per un valore di L troppo ridotto, non potrà più essere raggiunto.

Per un motore elettrostatico di dimensioni micrometriche, invece, il valore E_{max} prima definito aumenta al diminuire dell'interspazio d'aria, come è possibile dedurre dalla legge di Paschen [25,26]:

$$E_{max} = 100 \frac{p(365)}{1.18 + \ln(pd)} \quad (1.4)$$

dove p è la pressione dell'aria e d è la distanza dell'interspazio. Rappresentando tale relazione graficamente nel piano energia-lunghezza dell'interspazio, si ottiene la curva in figura 1.8:

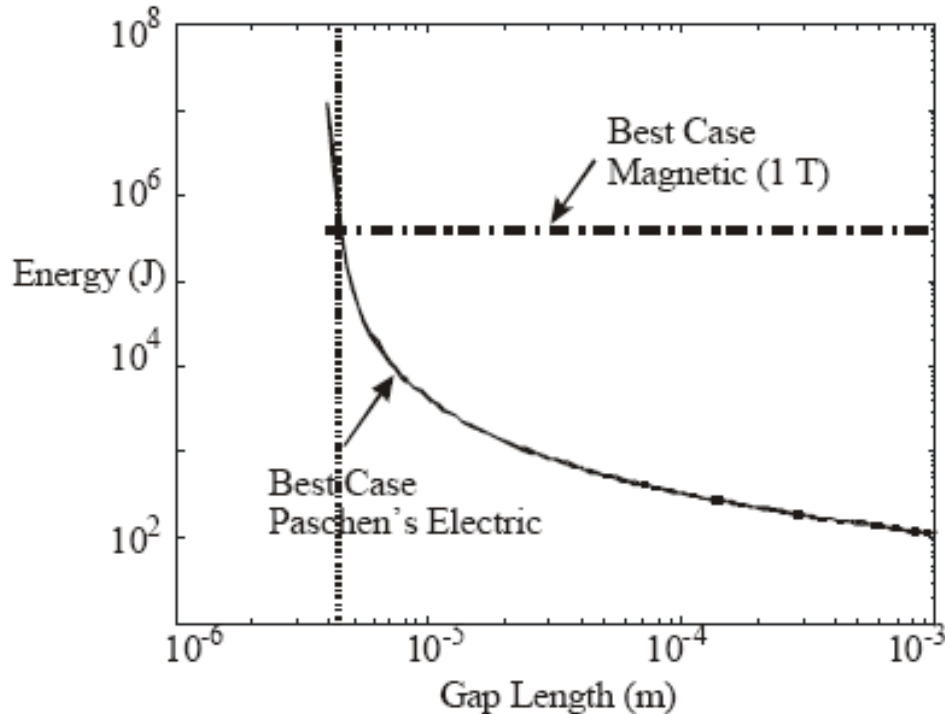


Figura 1.10.1: rappresentazione grafica della legge di Paschen in un piano energia-lunghezza dell'interspazio.

Per effettuare un confronto anche nel microdominio, si ipotizzi che, per qualunque lunghezza dell'interspazio, il valore di B_{max} sia sempre pari ad 1 T (curva tratteggiata); si osserva che, per valori dell'interspazio al di sotto di 5 μm , la massima energia immagazzinabile in un micromotore elettromagnetico risulta inferiore di quella ottenibile con un micromotore elettrostatico. E', dunque, chiaro che nel microdominio i motori elettrostatici sono più vantaggiosi.

Come visto nell'equazione (1.2), l'energia per unità di volume di un micromotore elettrostatico è proporzionale al quadrato dell'intensità del campo elettrico; non appena l'interspazio tra statore e rotore si riduce al di sotto di 4 μm , l'intensità del campo disruptivo aumenta in modo rilevante, potendo anche raggiungere un valore di 3×10^8 V/m (vicino al suo valore nel vuoto). Rispetto ai motori elettromagnetici, l'assenza di avvolgimenti e di materiali ferromagnetici rende i micromotori

elettrostatici più leggeri e più semplici dal punto di vista strutturale; è evidente, dunque, che i micromotori elettrostatici, sotto l'aspetto strutturale, ben si prestano alla miniaturizzazione. Le dimensioni dei micromotori elettromagnetici, invece, per via della loro più complessa struttura, non possono essere ridotte al di sotto di 1 mm; infatti, se le dimensioni si riducessero ulteriormente, l'intensità del campo magnetico sarebbe limitata per via dell'aumento di temperatura generato dalla dissipazione del calore sugli avvolgimenti. Inoltre, per via delle proprietà dei materiali magnetici, la potenza per unità di volume si ridurrebbe notevolmente. Valutando insieme queste due ultime considerazioni, si nota come le perdite di potenza diventerebbero dello stesso ordine di grandezza della potenza in ingresso, riducendo drasticamente il rendimento.

La forza generata da un motore può essere calcolata come la derivata spaziale dell'energia immagazzinata nell'interspazio d'aria. Le forze F_M ed F_E prodotte, rispettivamente, da un motore elettromagnetico e da uno elettrostatico, sono pari a:

$$F_M = V \frac{du_m}{dl} \quad (1.5)$$

$$F_E = V \frac{du_e}{dl} \quad (1.6)$$

dove V è il volume della macchina. Sostituendo in (1.5) e (1.6), rispettivamente, le relazioni (1.1) e (1.2), in corrispondenza ai valori massimi B_{max} ed E_{max} , si ottiene che:

$$F_M = V \frac{d(B_{max}^2 / 2\mu)}{dl} \quad (1.7)$$

$$F_E = V \frac{d(\varepsilon_{air} E_{max}^2 / 2)}{dl} \quad (1.8)$$

Prendendo in considerazione il fattore di scala L , si nota che, per entrambe le relazioni, V è proporzionale ad L^3 e che la derivata introduce un L^{-1} . Nella (1.7) B_{max} è proporzionale ad L (come visto in precedenza); risulta pertanto che la forza prodotta da un micromotore elettromagnetico è direttamente proporzionale alla quarta potenza del fattore di scala. Poiché, invece, nella (1.8) E_{max} è proporzionale ad $L^{-1/2}$ (dalla relazione di Paschen), è evidente che F_E è proporzionale ad L . Riassumendo, si ha che:

$$F_M \propto L^4 \quad \text{e} \quad F_E \propto L \quad (1.9)$$

Si deduce in conclusione che, al diminuire delle dimensioni, F_M si riduce molto di più di F_E ; da una determinata dimensione in poi, pertanto, i micromotori elettrostatici generano una forza maggiore e risultano più vantaggiosi dei motori elettromagnetici. Come si è potuto constatare in questo paragrafo, i vantaggi che i micromotori elettrostatici presentano nei confronti dei micromotori elettromagnetici sono innumerevoli. La conoscenza attualizzata dei micromotori elettrici, svolta durante una prima parte del corso di dottorato, ha contribuito anche ad individuare i problemi che in atto sussistono nello sviluppo e nelle applicazioni dei micromotori medesimi. Nel prossimo paragrafo verranno brevemente descritte le principali problematiche che accomunano tutte le tipologie di micromotori elettrostatici e che ne hanno rallentato lo sviluppo.

1.5.2 – Problematiche dei micromotori elettrostatici

Uno dei principali problemi dei micromotori elettrostatici è la presenza di una coppia pulsante. Il *ripple* di coppia è una considerevole percentuale della coppia generata, che si compone, quindi, di un componente medio e di un componente di *ripple*; ciò comporta non poche difficoltà a poter ottenere elevati valori delle coppie medie generate, i quali sono richiesti nella maggior parte delle applicazioni. I valori di tali coppie sono dell'ordine dei μNm .

Nel corso degli ultimi anni sono stati fatti diversi studi finalizzati alla ricerca di una sequenza di eccitazione e di una geometria del motore ottimali, capaci di

massimizzare la coppia media generata. Ricerche presso l'Università Cattolica di Leuven, Belgio, hanno condotto alla realizzazione di un modello tridimensionale di micromotore elettrostatico *side-drive*, alla sua analisi degli elementi finiti e alla successiva ottimizzazione dei parametri geometrici della macchina stessa al fine della massimizzazione della coppia generata [27-31]. Risultano interessanti anche le ricerche condotte da Desmuellez e dal suo gruppo presso l'Università Heriott Watt, Edimburgo, che hanno condotto allo sviluppo di un modello di micromotore elettrostatico oscillante e alla massimizzazione della sua coppia [32,33]. Facendo riferimento al lavoro di V. Behjat e del suo gruppo, svolto presso la Iran University of Science and Technology di Tehran, Iran, è possibile notare che, a partire da un modello bidimensionale di micromotore elettrostatico a trazione laterale, la massimizzazione della coppia è stata ottenuta tramite l'ottimizzazione sia della sequenza di eccitazione che dei parametri geometrici della macchina [34]. Il gruppo di ricerca di Isabelle Dufour, presso la scuola superiore di Cachan, Francia, ha condotto studi finalizzati all'ottimizzazione dei parametri geometrici di un micromotore elettrostatico, adoperando esclusivamente equazioni analitiche [35].

Un altro problema legato ai micromotori elettrostatici riguarda il valore di tensione con cui alimentare questa categoria di dispositivi. In linea generale, infatti, si può affermare che vi è un ben preciso intervallo di valori di tensione entro il quale tali micromotori funzionano correttamente; questo intervallo può essere più o meno ampio in dipendenza, principalmente, della distanza dell'interspazio d'aria statore-rotore (da cui dipende il limite inferiore dell'intervallo) e della forma degli elettrodi di statore e rotore (da cui dipende, invece, il limite superiore del valore di tensione di alimentazione da poter scegliere).

Il valore di tensione con cui alimentare un micromotore elettrostatico, pertanto, è stato da sempre un problema particolarmente delicato e affrontato da numerosi studiosi, che hanno svolto ricerche finalizzate all'alimentazione di micromotori tramite valori di tensione sempre più bassi. I primi prototipi di micromotori elettrostatici venivano alimentati con una tensione di 100 V [36]. Con lo sviluppo della microtecnologia e delle tecniche di microfabbricazione con le quali vengono realizzati tali dispositivi, sono stati concepiti micromotori alimentati con tensioni meno elevate: i prototipi fabbricati presso il MIT di Boston, USA, venivano

alimentati con tensioni non superiori a 46 V [37]. Nel 2007 Mohamed Basha ed il suo gruppo, presso l'Università di Waterloo, Canada, concepirono e fabbricarono il primo prototipo di micromotore elettrostatico a trazione laterale alimentato con una tensione di alimentazione di soli 16 V [38].

Nel precedente paragrafo si è notato, dalle equazioni (1.5) e (1.6), che la forza elettrostatica e la forza elettromagnetica risultano direttamente proporzionali al volume della macchina. Esistono in natura forze resistenti, come quelle di attrito statico, di attrito dinamico e di attrito viscoso, che sono, invece, direttamente proporzionali alla superficie interessata del dispositivo stesso. Potrebbe verificarsi, quindi, che, riducendo le dimensioni del dispositivo, le forze che determinano il moto della macchina diminuiscano tanto da diventare di entità minore rispetto alle forze resistenti, che, quindi, potrebbero addirittura impedire il moto al dispositivo. Nel corso degli ultimi due decenni sono state svolte numerose ricerche finalizzate alla determinazione delle forze resistenti che agiscono sui micromotori elettrostatici. È stato riscontrato che tali forze si concentrano maggiormente in corrispondenza del contatto meccanico rotore-cuscinetto e sono generate principalmente dal peso e dalla pressione del rotore sui cuscinetti stessi [39]; l'usura provocata da tale contatto meccanico limita notevolmente la durata di vita della macchina e ne riduce le prestazioni. Alcune ricerche svolte presso l'Università del Maryland, College Park, USA, hanno dimostrato che, adoperando cuscinetti di forma sferica di acciaio inossidabile per sostenere il rotore/traslatore, l'usura provocata dal contatto meccanico rotore-cuscinetto viene ridotta in maniera significativa [40].

È stato dimostrato, inoltre, che le forze di attrito statico e dinamico dipendono non soltanto dalla tensione di alimentazione del micromotore [41], ma anche dalla ruvidità delle superfici di rotore e cuscinetto che sono a contatto fra loro [42]. In generale, è possibile affermare che risulta particolarmente difficoltoso il preciso calcolo delle forze d'attrito che agiscono durante il funzionamento di un micromotore elettrostatico; si ritiene, infatti, che tale problema sia di complessa risoluzione [43].

Un altro problema molto frequente nei diversi prototipi trattati in letteratura e realizzati presso i centri di ricerca diffusi nel mondo sono le fratture dei componenti strutturali del micromotore. In dipendenza, infatti, dal processo di

microfabbricazione, dalle sollecitazioni termiche, meccaniche, elettriche cui il micromotore è sottoposto e da altri fattori (come le condizioni ambientali), alcuni componenti del dispositivo potrebbero reagire a tali sollecitazioni fratturandosi. In alcuni casi sono stati riscontrate fratture in più del 50% dei prototipi realizzati [44].

Condizioni ambientali quali temperatura, umidità e atmosfera possono anch'esse incidere in modo significativo sul corretto funzionamento dei micromotori elettrostatici. Si potrebbe verificare che, per esempio, durante la microlavorazione della superficie rotorica di un micromotore, particelle di sabbia presenti nell'atmosfera potrebbero essere attratte elettrostaticamente sulla superficie stessa, determinando bruschi inceppamenti del rotore durante il suo funzionamento [45].

Tra le numerose problematiche precedentemente illustrate, che sono state trattate nei più importanti lavori in letteratura sui micromotori elettrici, si è scelto di analizzare il problema legato al basso valore della coppia generata dai micromotori elettrostatici a capacità variabile, ritenendo quest'ultimo il principale limite per tale categoria di microdispositivi.

CAPITOLO II

MODELLIZZAZIONE E SIMULAZIONE DI UN MICROMOTORE ELETTROSTATICO A CAPACITA' VARIABILE

2.1- Introduzione

L'obiettivo principale del seguente lavoro è quello di realizzare un modello di micromotore elettrostatico di tipo VCM, implementare e simulare tale modello su un programma di simulazione e, successivamente, confrontare i risultati con quelli presenti in altre ricerche per poter validare il modello stesso. Una volta validato il modello, tra le diverse grandezze caratteristiche dei micromotori elettrici si focalizzerà l'attenzione sulla coppia generata, in quanto il principale ostacolo che ha limitato lo sviluppo del settore dei micromotori elettrostatici (come descritto nel paragrafo 1.5.2) sta proprio nel basso valore di coppia generabile, il cui ordine di grandezza è di circa 10^{-6} Nm. Si ricercherà, quindi, un metodo per ottimizzare la sequenza di eccitazione e i parametri geometrici al fine di massimizzare la coppia generata.

Come primo passo è stato necessario caratterizzare il micromotore, assegnando una geometria e definendo i parametri geometrici. Prendendo, poi, a riferimento il modello corrispondente al micromotore scelto, sono stati ricavati i coefficienti del modello stesso. Note le equazioni di funzionamento e tutte le grandezze che lo caratterizzano, è stato possibile implementare il modello su MATLAB, per poi effettuare simulazioni e validare il modello.

2.2- Scelta della geometria del micromotore

Prendendo a riferimento i numerosi articoli presenti in letteratura che trattano della modellizzazione di micromotori elettrostatici a capacità variabile [27-35], il primo passo per il lavoro che si è svolto durante il corso di dottorato ha riguardato la scelta della tipologia di micromotore elettrostatico a capacità variabile da prendere a riferimento. Da quanto esposto nel capitolo I, si ritiene che la categoria di micromotori elettrostatici più interessante e che possiede ampi margini di miglioramento sia quella dei VCM. Si prenda a riferimento la figura 2.1, che mostra una rappresentazione schematica di un micromotore elettrostatico a capacità variabile nella sua sezione ortogonale all'asse di rotazione. Il disegno è stato realizzato tramite il programma Autocad.

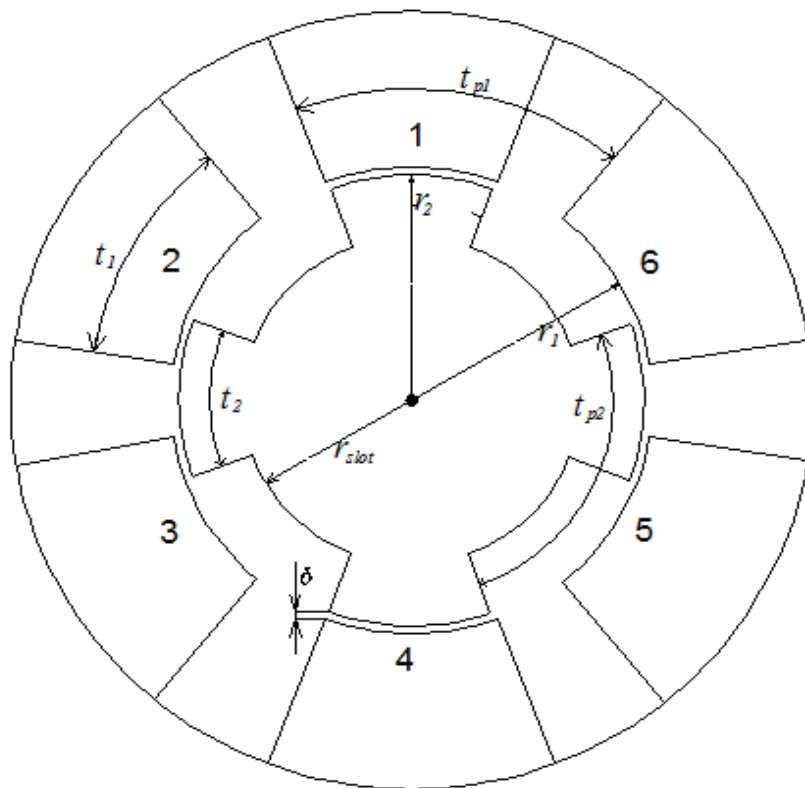


Figura 2.1: Rappresentazione schematica di un micromotore elettrostatico a capacità variabile di tipo *side-drive*.

E' stato dimostrato analiticamente [35] che il rapporto ottimale tra il numero di poli rotorici ed il numero degli elettrodi statorici, che consente di minimizzare il *ripple* di coppia, è pari a 2:3; è stato scelto, pertanto, un micromotore costituito da sei elettrodi di statore e quattro poli di rotore, in modo che il rapporto sia proprio pari a 2:3.

Qui di seguito vengono definiti i parametri geometrici della figura 2.1:

- r_1 è la distanza tra il centro del rotore e un punto della superficie dell'elettrodo statorico che si affaccia sul rotore stesso. Tale distanza si è assunta pari a 300 μm ;
- r_2 è il raggio del rotore e si è scelto pari a 290 μm ;
- r_{slot} è il raggio intermedio del rotore, pari a 210 μm ;
- τ_1 è l'ampiezza dell'elettrodo statorico, pari a 42°;
- τ_2 è l'ampiezza del polo rotorico, pari a 40,5°;
- τ_{p1} è il passo polare statorico, pari a 60°;
- τ_{p2} è il passo polare rotorico, pari a 90°;
- δ è l'interspazio d'aria statore-rotore, pari a 10 μm .

2.3 - Modello ed Equazioni di funzionamento

In figura 2.2 viene mostrato il modello del micromotore preso in considerazione; anch'esso è stato realizzato tramite il programma Autocad:

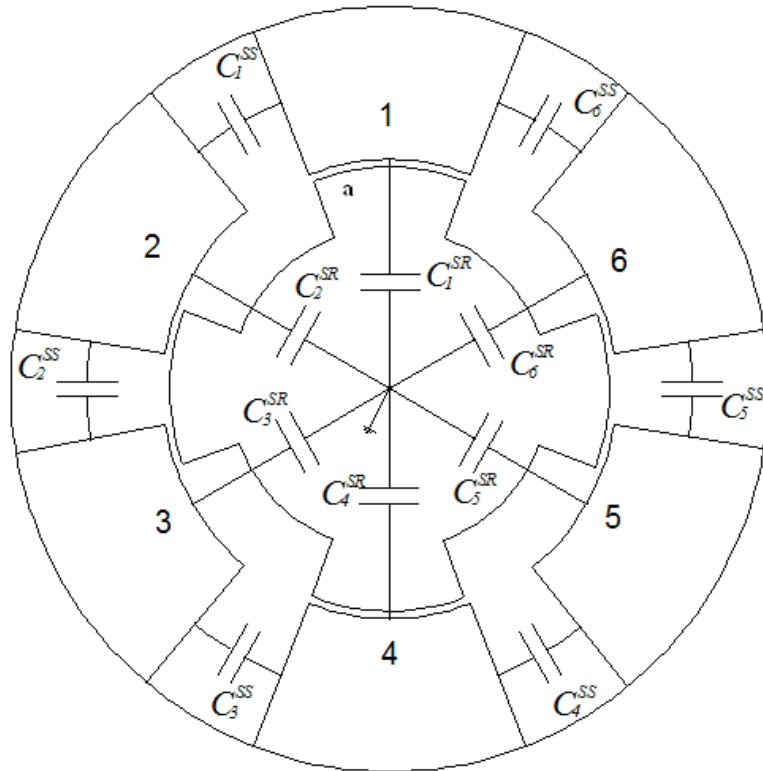


Figura 2.2: Modello corrispondente al micromotore elettrostatico scelto.

L'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore è pari a:

$$W_e(\alpha) = \frac{1}{2} C(\alpha) V^2 \quad (2.1)$$

dove

C è la capacità, che è funzione della posizione angolare del rotore;

V è la tensione di alimentazione;

α è la posizione angolare del rotore.

Risulta, quindi, evidente che esiste un legame tra capacità ed energia elettrostatica.

Entrambe le grandezze sono, inoltre, funzione della posizione angolare del rotore.

Nel caso in esame si hanno 12 capacità; esse, a loro volta, possono suddividersi in due gruppi:

- $C_i^{SR}(\alpha)$ ($i=1, \dots, 6$), sono le capacità tra elettrodi di statore e poli di rotore;
- $C_i^{SS}(\alpha)$ ($i=1, \dots, 6$), sono le capacità tra due elettrodi statorici.

Sia le $C_i^{SR}(\alpha)$ che le $C_i^{SS}(\alpha)$ sono funzioni della posizione angolare del rotore ed hanno un andamento periodico.

Prendendo a riferimento la figura 2.2, si congiunga il punto mediano della superficie dell'elettrodo statorico 1 con il baricentro del rotore; si indica con T il segmento così ottenuto. Come posizione di riferimento "zero" del rotore si sceglierà quella in cui il polo rotorico a è perfettamente allineato con l'elettrodo statorico 1 ed il segmento T separa in due parti uguali la superficie del polo a . Per verso positivo di rotazione del rotore, infine, si intenderà quello antiorario.

2.4 - Determinazione dei parametri

Per determinare le 12 capacità del modello di figura 2.2 sarà necessario alimentare il micromotore con due differenti tipologie di alimentazione:

- 1) Si indicherà con A l'alimentazione di uno solo degli elettrodi di statore;
- 2) Si indicherà con B l'alimentazione simultanea di due elettrodi di statore consecutivi e con lo stesso valore di tensione.

Si ipotizzi, allora, di alimentare inizialmente l'elettrodo di statore 1, mantenendo gli altri elettrodi disalimentati. In tale condizione si ha la seguente espressione dell'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore:

$$W_1^A(\alpha) = \frac{1}{2} V^2 [C_1^{SR}(\alpha) + C_1^{SS}(\alpha) + C_6^{SS}(\alpha)] \quad (2.2)$$

Alimentando, invece, soltanto l'elettrodo statorico 2 e mantenendo gli altri elettrodi disalimentati, si ottiene la seguente espressione:

$$W_2^A(\alpha) = \frac{1}{2} V^2 [C_2^{SR}(\alpha) + C_2^{SS}(\alpha) + C_1^{SS}(\alpha)] \quad (2.3)$$

Generalizzando si ha:

$$W_k^A(\alpha) = \frac{1}{2} V^2 [C_k^{SR}(\alpha) + C_k^{SS}(\alpha) + C_{k-1}^{SS}(\alpha)] \quad \text{con } k = 1, \dots, 6 \quad (2.4)$$

Si ipotizzi, adesso, di alimentare (simultaneamente e con lo stesso valore di tensione) gli elettrodi statorici 1 e 2, mantenendo gli altri elettrodi disalimentati. In tale condizione si ha la seguente espressione dell'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore:

$$W_{12}^B(\alpha) = \frac{1}{2} V^2 [C_1^{SR}(\alpha) + C_2^{SR}(\alpha) + C_2^{SS}(\alpha) + C_6^{SS}(\alpha)] \quad (2.5)$$

Generalizzando si ha:

$$W_k^B(\alpha) = \frac{1}{2} V^2 [C_k^{SR}(\alpha) + C_{k+1}^{SR}(\alpha) + C_{k+1}^{SS}(\alpha) + C_{k-1}^{SS}(\alpha)] \quad \text{con } k = 1, \dots, 6 \quad (2.6)$$

In definitiva si ottengono 6 equazioni linearmente indipendenti per l'eccitazione A e 6 equazioni linearmente indipendenti per l'alimentazione B.

In forma matriciale, quindi, si ottiene che:

$$[\mathbf{W}(\alpha)] = \frac{1}{2} V^2 [\mathbf{K}] [\mathbf{C}(\alpha)] \quad (2.7)$$

dove

$[\mathbf{W}(\alpha)]$ è un vettore colonna composto da 12 elementi, $[\mathbf{K}]$ è una matrice quadrata 12 x 12, con elementi di valore unitario o nullo, $[\mathbf{C}(\alpha)]$ è un vettore colonna contenente 12 elementi. Gli elementi delle prime 6 righe fanno riferimento all'alimentazione A, le altre 6 fanno riferimento all'alimentazione B.

Eseguendo l'inverso della matrice $[\mathbf{K}]$, si può esprimere la matrice $[\mathbf{C}(\alpha)]$ in funzione della matrice $[\mathbf{W}(\alpha)]$:

$$[\mathbf{C}(\alpha)] = \frac{2}{V^2} [\mathbf{K}]^{-1} [\mathbf{W}(\alpha)] \quad (2.8)$$

Note, quindi, le matrici $[\mathbf{K}]$ e $[\mathbf{W}(\alpha)]$ e la tensione di alimentazione V , si può determinare la matrice $[\mathbf{C}(\alpha)]$.

2.5 - Esecuzione delle simulazioni a rotore fisso

Il problema principale nella determinazione dei parametri di un modello di micromotore elettrostatico è che risulterebbe particolarmente difficoltoso effettuare misure e prove di validazione a causa delle sue dimensioni estremamente ridotte. Presso il laboratorio del Dipartimento, inoltre, non si dispone attualmente né di una micromacchina adatta a tale scopo, né di strumenti adeguati per le diverse misure. Al fine di ricavare i valori dei parametri del modello del micromotore elettrostatico è stato scelto, pertanto, di effettuare un'analisi agli elementi finiti. Tra i diversi programmi capaci di svolgere tale analisi è stato scelto il programma FEMM.

Il progetto del micromotore VCM di figura 2.1 è stato, quindi, importato nel programma di simulazione FEMM; ciò ha permesso di eseguire l'analisi degli elementi finiti della struttura e determinare gli andamenti delle capacità in funzione della posizione angolare del rotore.

Una volta importato il disegno, sono stati impostati nel programma le caratteristiche dei materiali che costituiscono il micromotore, i potenziali dei vari elementi e le condizioni al contorno.

Sono state svolte due serie di simulazioni: nella prima serie, denominata A, si è simulata l'alimentazione di uno solo degli elettrodi di statore; nella seconda serie, B, è stata invece simulata l'alimentazione di due elettrodi statorici consecutivi. Per entrambe le serie la posizione angolare del rotore rimane fissa e pari a $\alpha = 0^\circ$.

2.5.1 – Serie di simulazioni A

2.5.1.1 - Simulazione A_1

Gli elettrodi di statore 2-3-4-5-6 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 1 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.3 viene mostrato tale andamento.

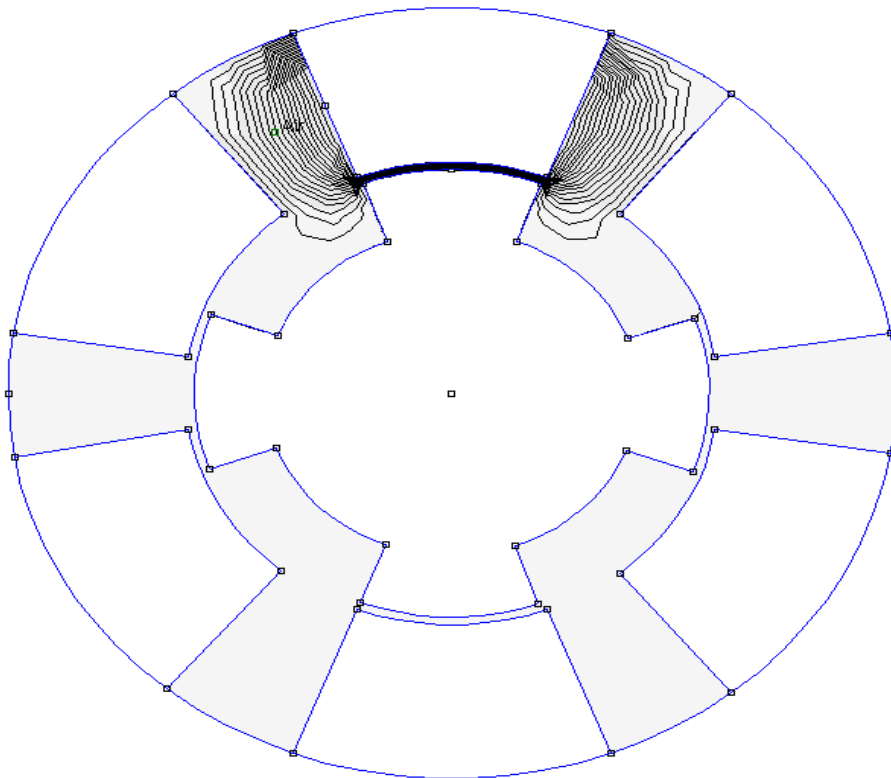


Figura 2.3: Risultati della simulazione A_1 .

2.5.1.2 - Simulazione A_2

Gli elettrodi di statore 1-3-4-5-6 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 2 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di

elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.4 viene mostrato tale andamento.

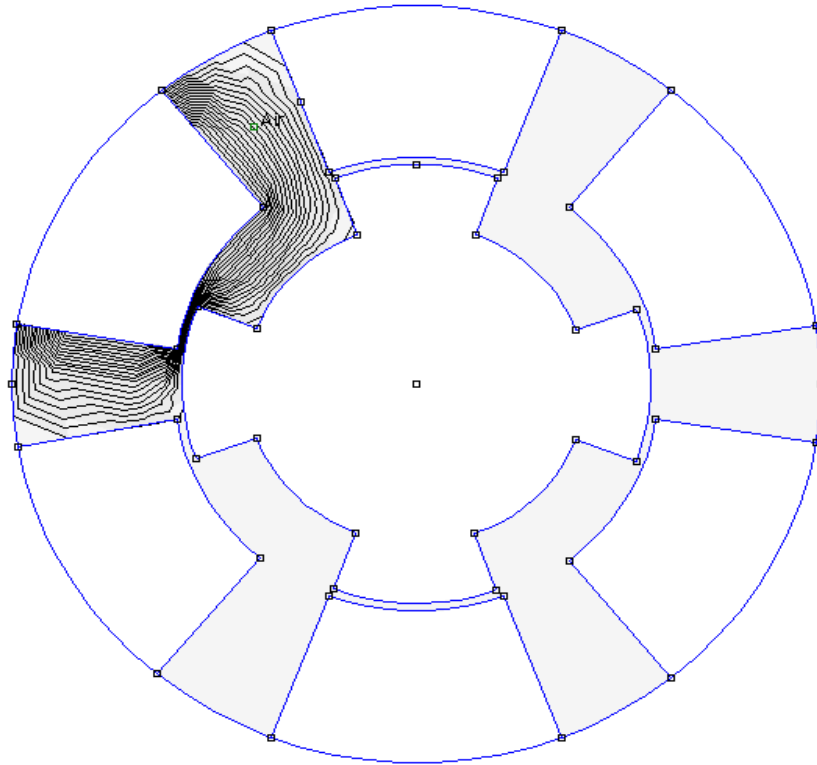


Figura 2.4: Risultati della simulazione A_2 .

2.5.1.3 - Simulazione A_3

Gli elettrodi di statore 1-2-4-5-6 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 3 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.5 viene mostrato tale andamento.

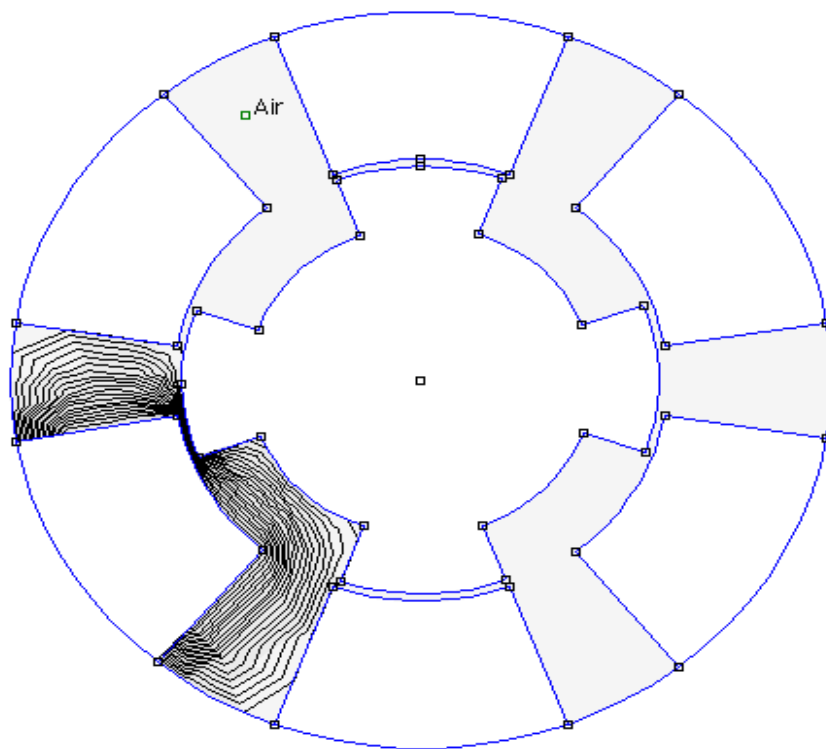


Figura 2.5: Risultati della simulazione A_3 .

2.5.1.4 - Simulazione A_4

Gli elettrodi di statore 1-2-3-5-6 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 4 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.6 viene mostrato tale andamento.

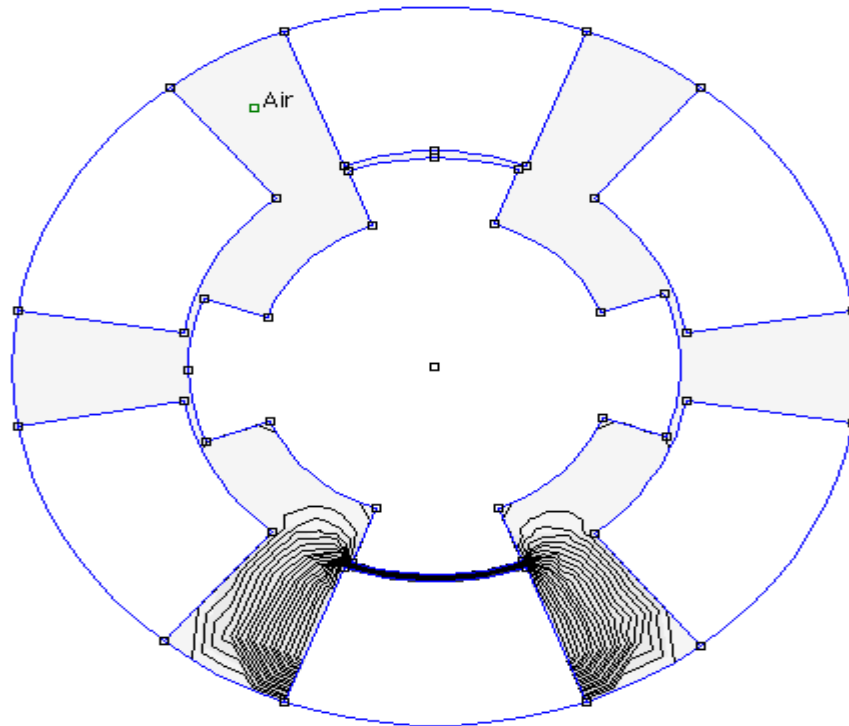


Figura 2.6: Risultati della simulazione A₄.

2.5.1.5 - Simulazione A₅

Gli elettrodi di statore 1-2-3-4-6 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 5 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.7 viene mostrato tale andamento.

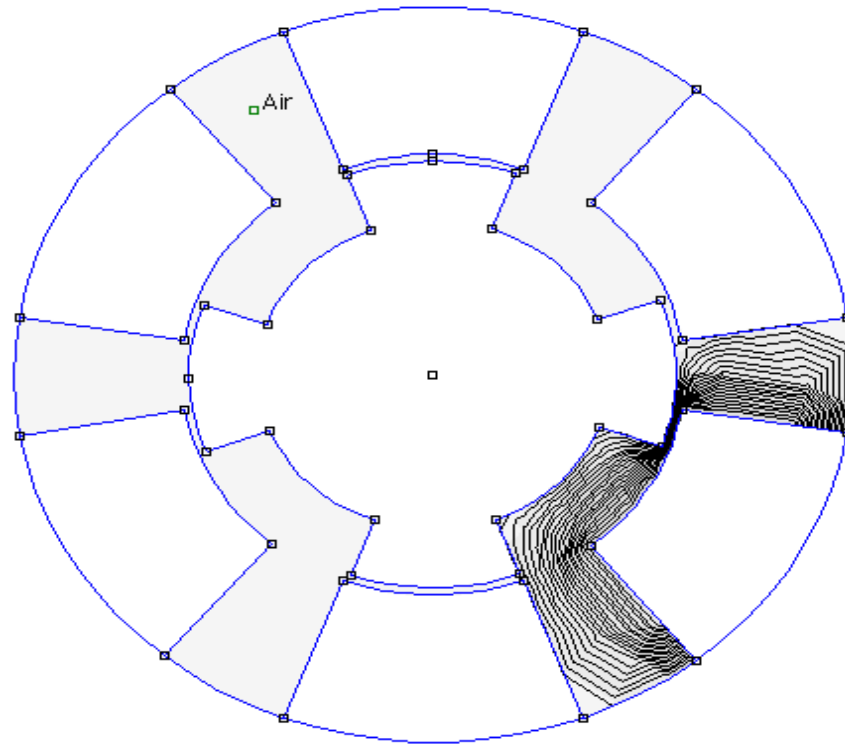


Figura 2.7: Risultati della simulazione A_5 .

2.5.1.6 - Simulazione A_6

Gli elettrodi di statore 1-2-3-4-5 sono stati impostati a potenziale zero, mentre l'elettrodo 6 è stato impostato ad un potenziale di 100 V. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.8 viene mostrato tale andamento.

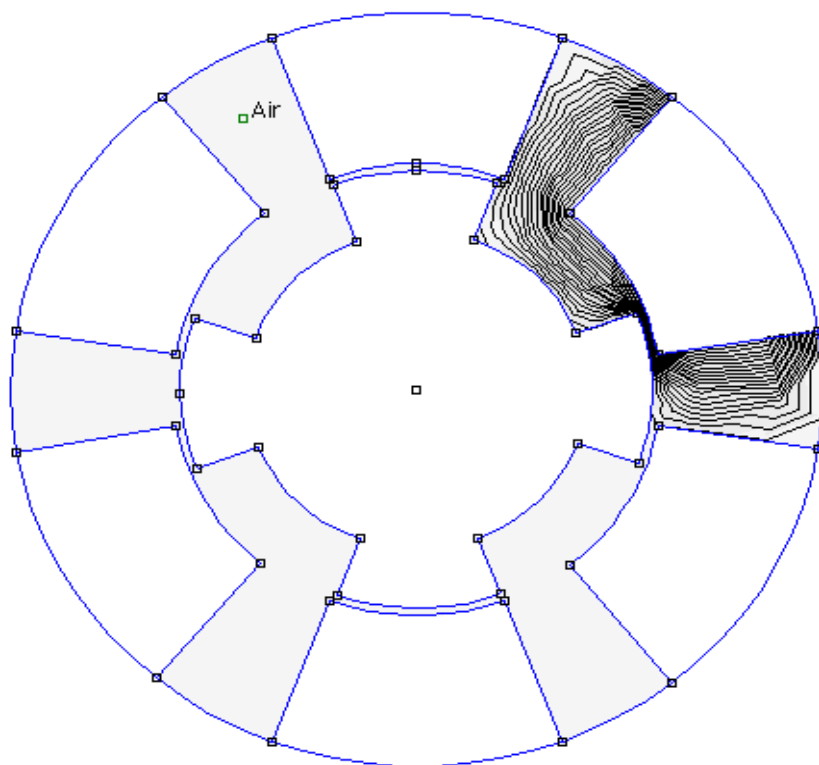


Figura 2.8: Risultati della simulazione A₆.

2.5.2 – Serie di simulazioni B

Sono state eseguite 6 simulazioni anche per la serie B. Per ciascuna di esse, come descritto precedentemente, è stata simulata l'alimentazione di due elettrodi statorici consecutivi.

2.5.2.1 - Simulazione B₁

Gli elettrodi 1 e 2 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 3-4-5-6 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.9 viene mostrato tale andamento.

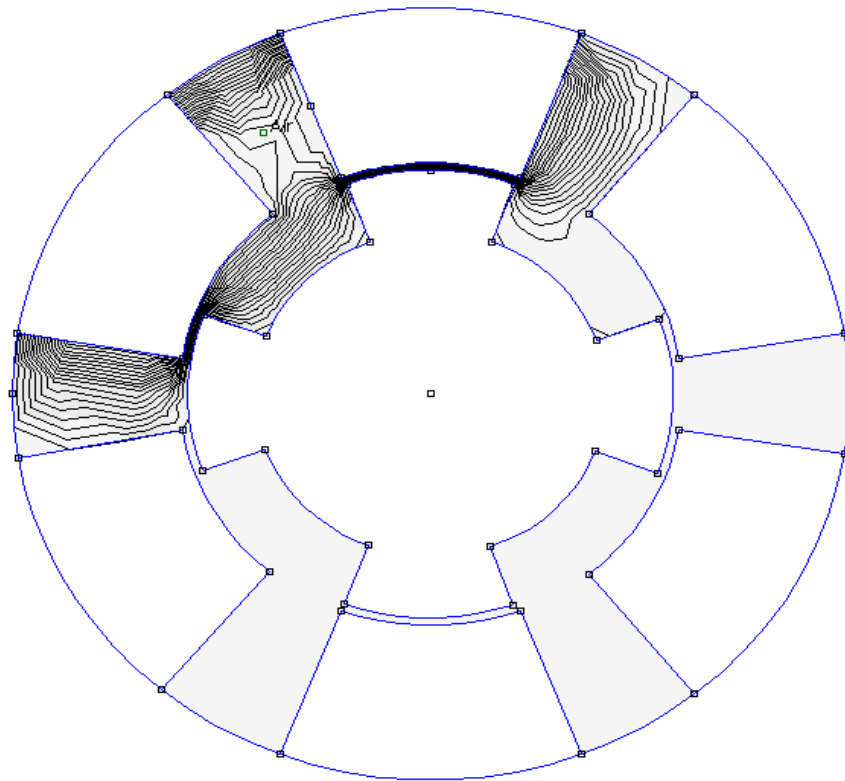


Figura 2.9: Risultati della simulazione B_1 .

2.5.2.2 - Simulazione B_2

Gli elettrodi 2 e 3 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 1-4-5-6 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.10 viene mostrato tale andamento.

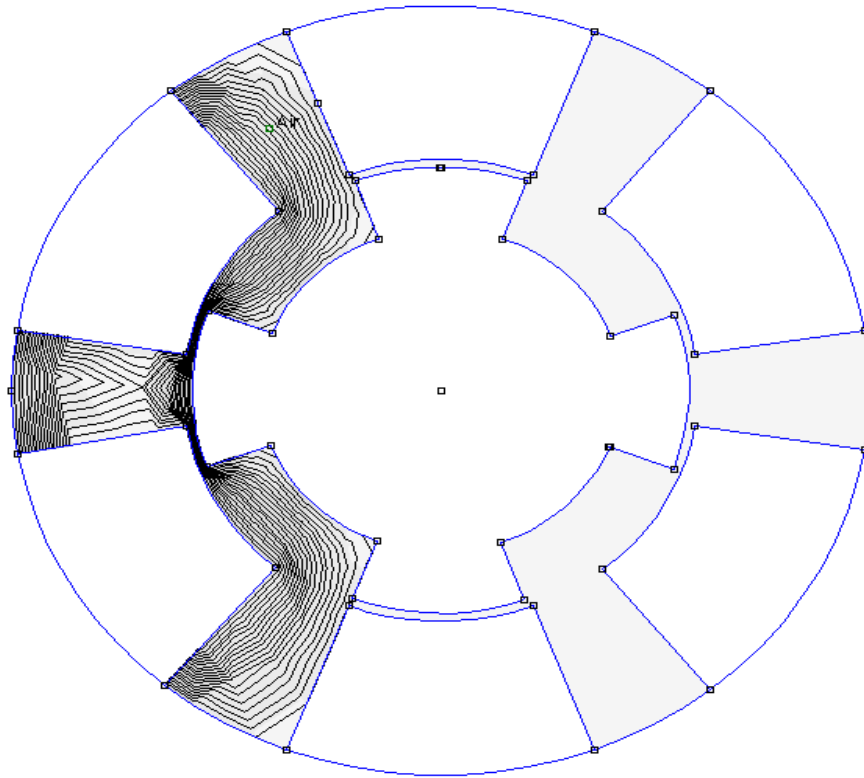


Figura 2.10: Risultati della simulazione B_2 .

2.5.2.3 - Simulazione B_3

Gli elettrodi 3 e 4 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 1-2-5-6 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.11 viene mostrato tale andamento.

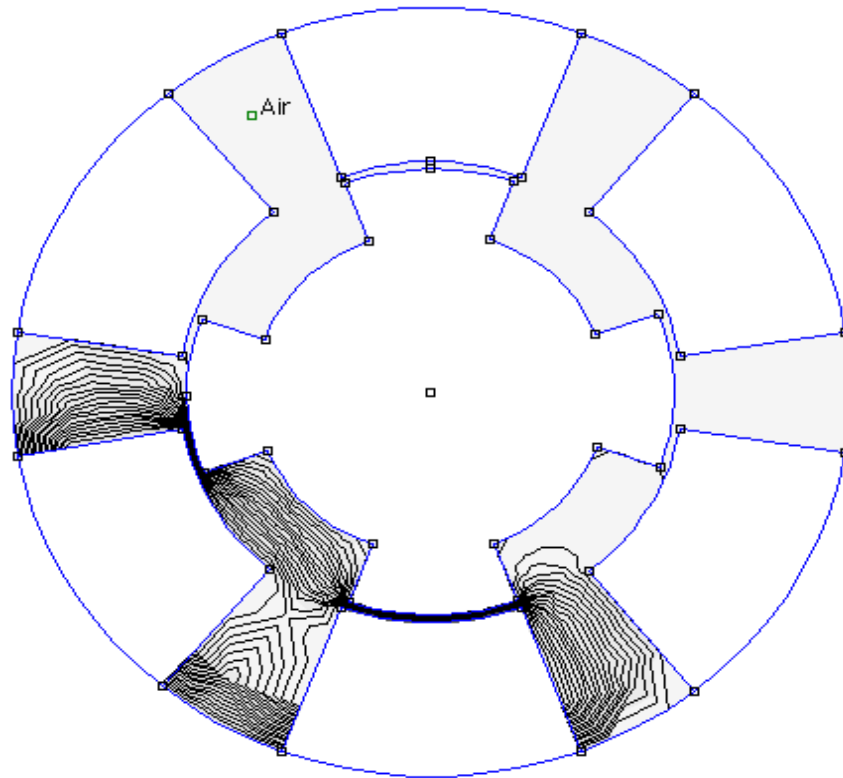


Figura 2.11: Risultati della simulazione B_3 .

2.5.2.4 - Simulazione B_4

Gli elettrodi 4 e 5 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 1-2-3-6 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.12 viene mostrato tale andamento.

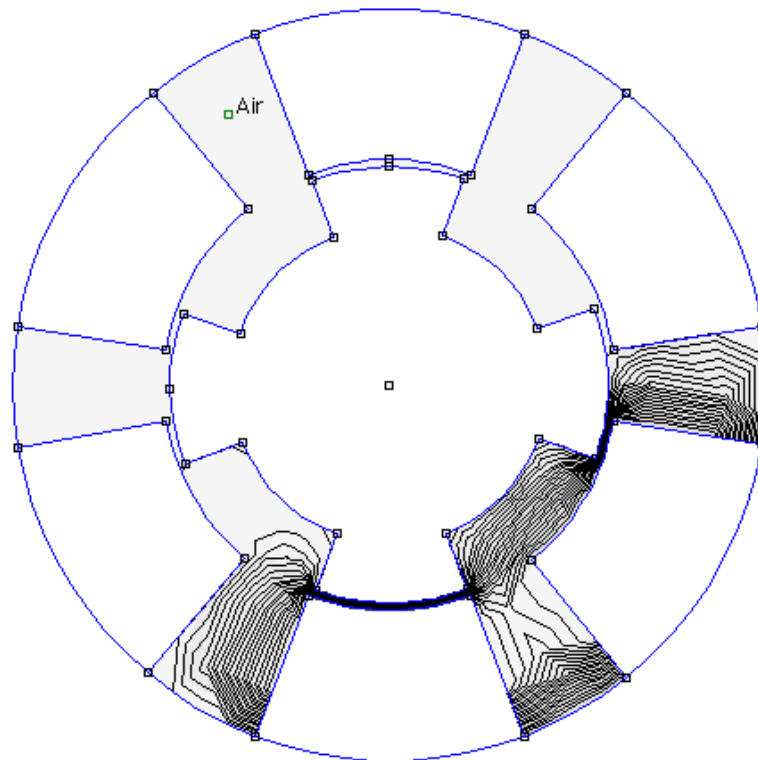


Fig. 2.12: Risultati della simulazione B₄.

2.5.2.5 - Simulazione B₅

Gli elettrodi 5 e 6 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 1-2-3-4 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.13 viene mostrato tale andamento.

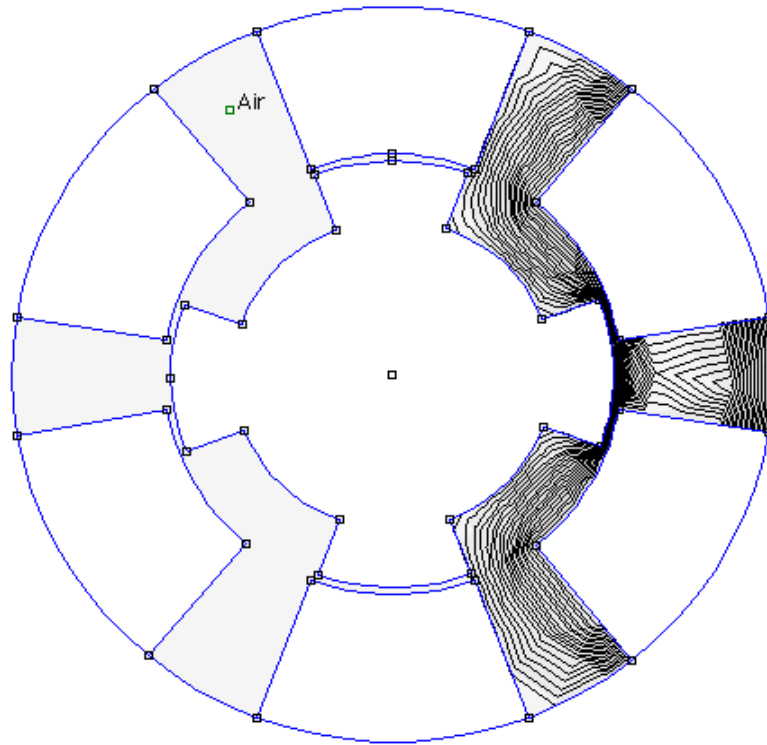


Figura 2.13: Risultati della simulazione B_5 .

2.5.2.6 - Simulazione B_6

Gli elettrodi 6 e 1 sono stati impostati con un potenziale di 100 V, mentre gli elettrodi 2-3-4-5 sono stati impostati a potenziale nullo. Selezionando il comando “*Create Mesh*”, il programma ha suddiviso la struttura in un numero discreto di elementi e ha tracciato l'andamento delle linee equipotenziali nell'interspazio d'aria statore-rotore. In figura 2.14 viene mostrato tale andamento.

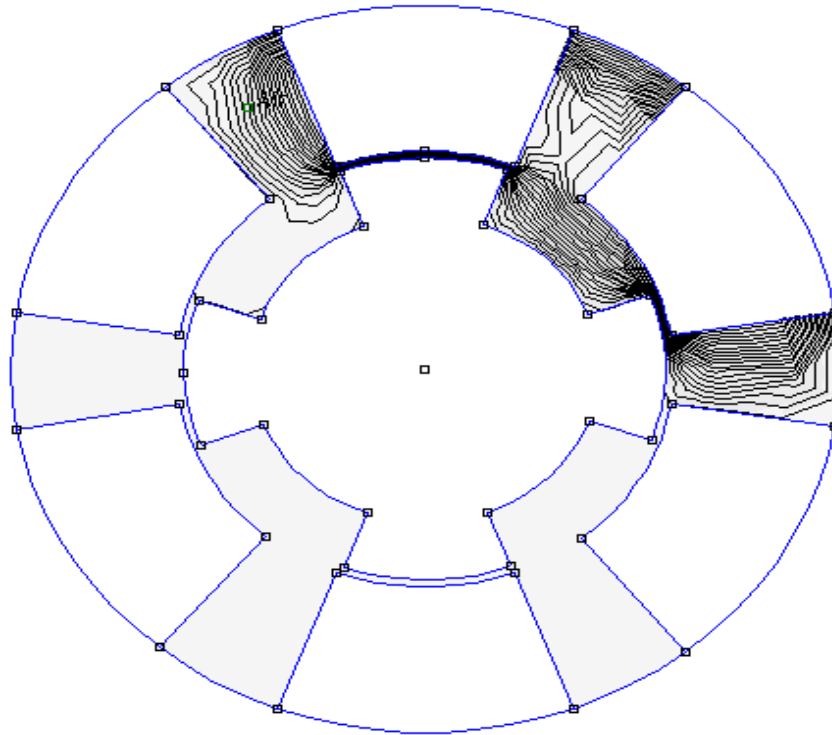


Figura 2.14: Risultati della simulazione B_6 .

Si pone, adesso, il problema di determinare l'energia immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore in funzione della posizione angolare α del rotore. A tal fine, è stato necessario apprendere il linguaggio di programmazione LUA, presente all'interno del programma FEMM; esso permette di modificare la struttura geometrica implementata del micromotore VCM.

2.6 – Esecuzione delle simulazioni a rotore mobile

A partire dalle 12 simulazioni complessive (sei simulazioni della serie A e sei della serie B) descritte nel paragrafo 2.5 e simulando la rotazione del rotore da 0° a 360° per ciascuna di esse, si può determinare l'andamento delle $\mathbf{W}_k^A(\alpha)$ e delle $\mathbf{W}_k^B(\alpha)$ (con $k=1, \dots, 6$). Qui di seguito viene descritto più dettagliatamente il procedimento.

2.6.1 – Determinazione delle $W_k^A(\alpha)$

In questo paragrafo si procederà alla determinazione dell'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore in funzione della posizione angolare del rotore.

Si prendano a riferimento le medesime condizioni della simulazione A_1 ; in questa situazione la posizione angolare del rotore è ancora $\alpha=0^\circ$. Utilizzando alcune applicazioni del programma FEMM, è possibile calcolare l'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria $W_1^A(0)$ in questa precisa configurazione. Una volta registrato il valore di tale energia, si varia la posizione del rotore tramite il programma LUA di 1° in senso antiorario; in questo modo ci si trova nella configurazione di figura 2.15 (a); grazie sempre all'utilizzo di alcune applicazioni del programma FEMM, è possibile determinare il valore $W_1^A(1)$. Procedendo in maniera perfettamente analoga a quanto scritto precedentemente, si varia la posizione angolare del rotore da 0° a 360° , ottenendo 360 valori di $W_1^A(\alpha)$. A titolo di esempio, in figura 2.15 (b), (c) e (d) vengono mostrate le configurazioni per α , rispettivamente, pari a 30° , 60° e 90° .

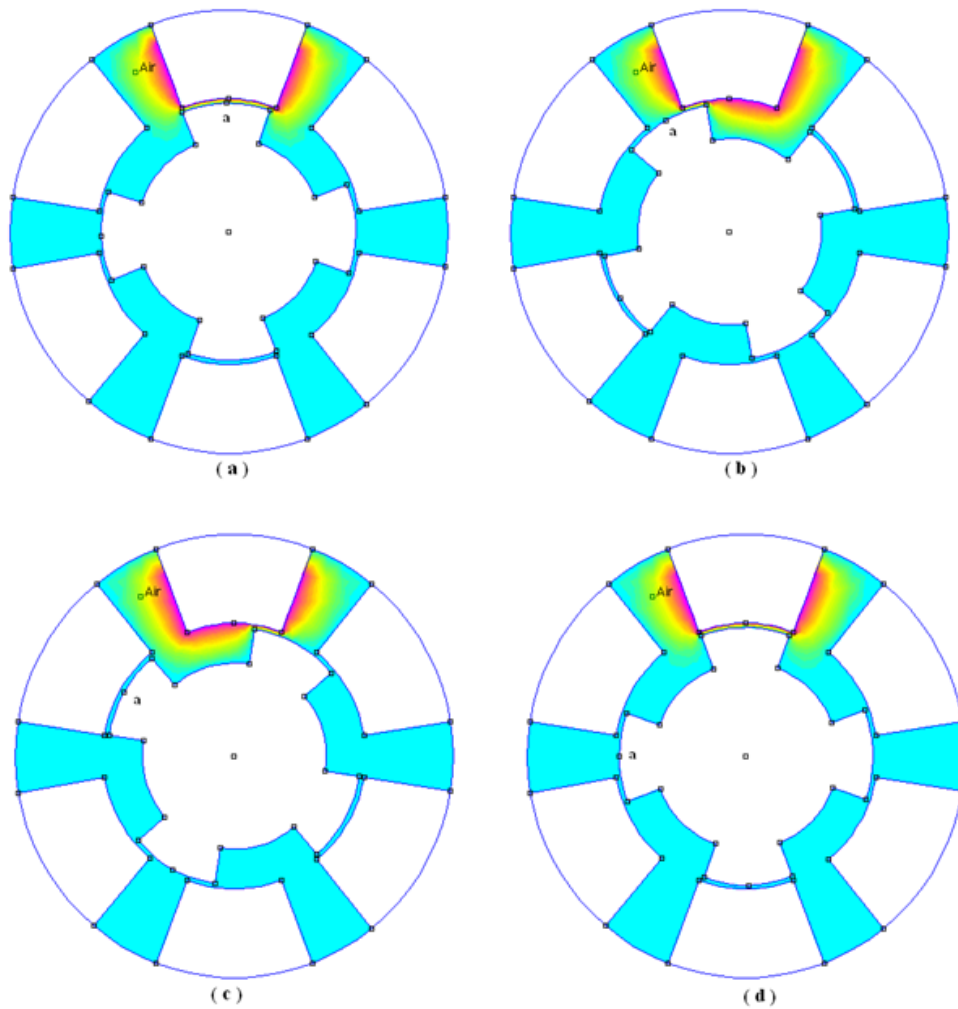


Figura 2.15: configurazione del micromotore (a) per $\alpha=1^\circ$; (b) per $\alpha=30^\circ$; (c) per $\alpha=60^\circ$ e (d) per $\alpha=90^\circ$

Per le diverse posizioni angolari del rotore, dunque, è stato ricavato il valore dell'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore $W_1^A(\alpha)$. A partire da esse è possibile tracciare graficamente l'andamento di $W_1^A(\alpha)$ in funzione della posizione angolare α , che viene mostrato in figura 2.16:

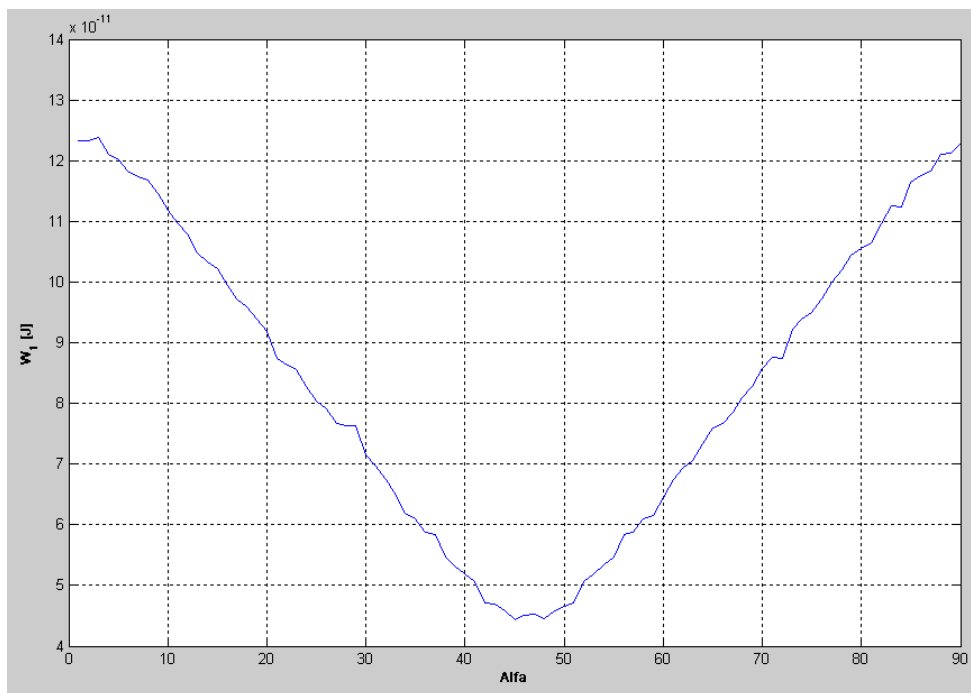


Figura 2.16 – Andamento di $W_1^A(\alpha)$.

In perfetta analogia col procedimento illustrato precedentemente, sono stati ricavati anche i valori di $W_2(\alpha)$, $W_3(\alpha)$, $W_4(\alpha)$, $W_5(\alpha)$ e $W_6(\alpha)$. La figura 2.17 mostra un grafico che riporta gli andamenti di tali funzioni.

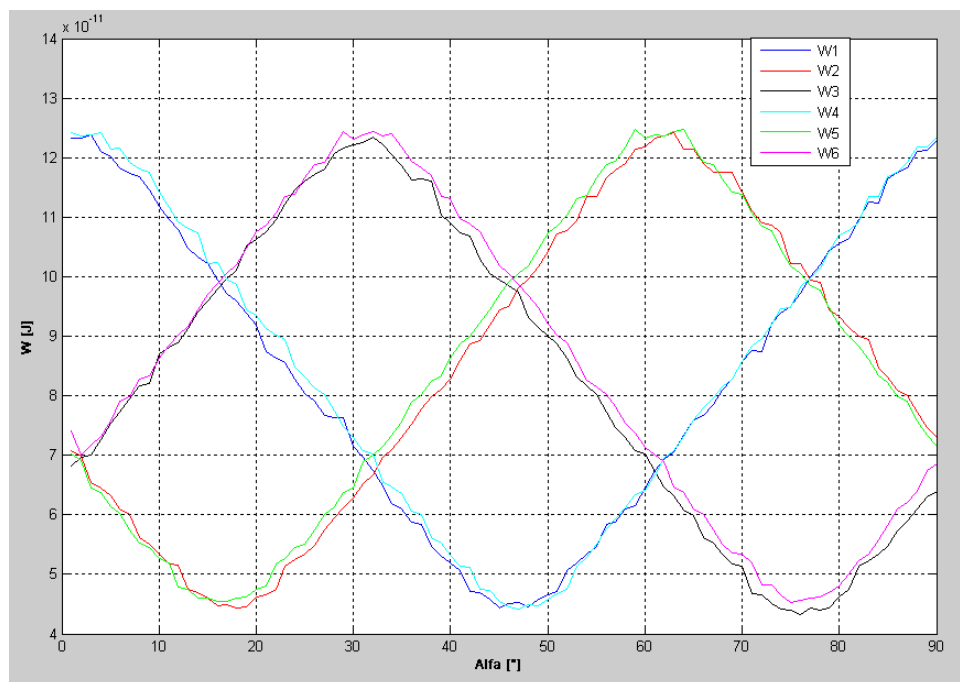


Figura 2.17– Andamento delle $W^A(\alpha)$.

La tabella 2.6.1 riassume i valori di energia elettrostatica nell'interspazio d'aria statore-rotore ricavati per una posizione angolare del rotore compresa tra 0° e 89°; data la simmetria della macchina presa in esame, infatti, i valori di tale energia si ripetono ogni quarto di periodo.

TABELLA 2.6.1 – VALORI DELLE $W^A(\alpha)$.

α	$W_1^A(\alpha)$	$W_2^A(\alpha)$	$W_3^A(\alpha)$	$W_4^A(\alpha)$	$W_5^A(\alpha)$	$W_6^A(\alpha)$
0°	1.23235e-010	7.07976e-011	6.81628e-011	1.24133e-010	7.01902e-011	7.41329e-011
1°	1.23235e-010	6.97787e-011	6.96241e-011	1.23655e-010	6.90821e-011	7.01158e-011
2°	1.23833e-010	6.54889e-011	6.99667e-011	1.23911e-010	6.45069e-011	7.16603e-011
3°	1.20983e-010	6.44233e-011	7.25909e-011	1.24261e-010	6.36748e-011	7.31933e-011
4°	1.20209e-010	6.31862e-011	7.53108e-011	1.21353e-010	6.13885e-011	7.58099e-011
5°	1.1829e-010	6.09664e-011	7.72254e-011	1.21629e-010	6.02024e-011	7.90559e-011
6°	1.17359e-010	6.01092e-011	7.9416e-011	1.19149e-010	5.7533e-011	7.99013e-011
7°	1.16893e-010	5.61326e-011	8.17011e-011	1.1814e-010	5.53367e-011	8.27223e-011
8°	1.14515e-010	5.51093e-011	8.21305e-011	1.17587e-010	5.4433e-011	8.33111e-011
9°	1.11898e-010	5.33322e-011	8.70394e-011	1.14142e-010	5.26485e-011	8.63875e-011
10°	1.09664e-010	5.1662e-011	8.80945e-011	1.11626e-010	5.19287e-011	8.85525e-011
11°	1.07892e-010	5.15999e-011	8.89427e-011	1.09313e-010	4.79128e-011	9.02367e-011
12°	1.04789e-010	4.74207e-011	9.13168e-011	1.08074e-010	4.74905e-011	9.16214e-011
13°	1.03375e-010	4.68467e-011	9.41406e-011	1.07422e-010	4.60835e-011	9.44904e-011
14°	1.02178e-010	4.59676e-011	9.58599e-011	1.02264e-010	4.60432e-011	9.70116e-011
15°	9.93855e-011	4.4712e-011	9.79786e-011	1.02415e-010	4.54177e-011	9.883e-011
16°	9.71358e-011	4.48246e-011	9.9671e-011	9.95512e-011	4.55e-011	1.00556e-010
17°	9.5859e-011	4.42898e-011	1.01052e-010	9.86386e-011	4.59652e-011	1.02012e-010
18°	9.38611e-011	4.4566e-011	1.0512e-010	9.44593e-011	4.62253e-011	1.04798e-010
19°	9.19086e-011	4.61769e-011	1.06193e-010	9.34217e-011	4.75718e-011	1.07506e-010
20°	8.7384e-011	4.6583e-011	1.07506e-010	9.12461e-011	4.79521e-011	1.08614e-010
21°	8.62937e-011	4.74371e-011	1.09651e-010	9.01326e-011	5.18284e-011	1.10642e-010
22°	8.56411e-011	5.13623e-011	1.12269e-010	8.94327e-011	5.26713e-011	1.13422e-010
23°	8.27964e-011	5.24226e-011	1.14587e-010	8.47945e-011	5.44756e-011	1.13766e-010
24°	8.03832e-011	5.33955e-011	1.1606e-010	8.31995e-011	5.51237e-011	1.16603e-010
25°	7.90065e-011	5.49015e-011	1.17093e-010	8.12659e-011	5.74923e-011	1.18839e-010
26°	7.66109e-011	5.75377e-011	1.1813e-010	8.02508e-011	6.01151e-011	1.19293e-010
27°	7.6249e-011	5.94657e-011	1.20686e-010	7.74752e-011	6.1345e-011	1.2193e-010
28°	7.6249e-011	6.12085e-011	1.21632e-010	7.48749e-011	6.38148e-011	1.24295e-010
29°	7.15395e-011	6.28693e-011	1.22094e-010	7.2993e-011	6.44213e-011	1.23129e-010

30°	6.9583e-011	6.52035e-011	1.22591e-010	7.07603e-011	6.89361e-011	1.23902e-010
31°	6.74797e-011	6.67453e-011	1.23532e-010	7.0178e-011	7.00271e-011	1.2441e-010
32°	6.47704e-011	6.96954e-011	1.22207e-010	6.53504e-011	7.14656e-011	1.23567e-010
33°	6.18282e-011	7.08807e-011	1.20509e-010	6.46216e-011	7.33831e-011	1.24075e-010
34°	6.09807e-011	7.29211e-011	1.18668e-010	6.35146e-011	7.56357e-011	1.21784e-010
35°	5.86739e-011	7.52386e-011	1.16217e-010	6.06961e-011	7.89078e-011	1.19317e-010
36°	5.83284e-011	7.77671e-011	1.16514e-010	6.00042e-011	8.01699e-011	1.18305e-010
37°	5.47727e-011	7.98339e-011	1.16144e-010	5.62471e-011	8.24673e-011	1.16944e-010
38°	5.29533e-011	8.11737e-011	1.10384e-010	5.53364e-011	8.33605e-011	1.13485e-010
39°	5.18903e-011	8.28417e-011	1.09115e-010	5.32316e-011	8.62654e-011	1.1304e-010
40°	5.07199e-011	8.58448e-011	1.07374e-010	5.14432e-011	8.87307e-011	1.09814e-010
41°	4.71741e-011	8.86814e-011	1.0687e-010	5.12158e-011	8.99985e-011	1.08769e-010
42°	4.6931e-011	8.93191e-011	1.03009e-010	4.75243e-011	9.22796e-011	1.07513e-010
43°	4.58272e-011	9.18535e-011	1.00597e-010	4.73127e-011	9.44352e-011	1.04585e-010
44°	4.43842e-011	9.44116e-011	9.93885e-011	4.554e-011	9.69605e-011	1.01879e-010
45°	4.50433e-011	9.50344e-011	9.85205e-011	4.45821e-011	9.90731e-011	1.00587e-010
46°	4.52145e-011	9.8182e-011	9.73847e-011	4.42295e-011	1.00558e-010	9.87002e-011
47°	4.44995e-011	9.96333e-011	9.31312e-011	4.499e-011	1.01828e-010	9.68283e-011
48°	4.58824e-011	1.01725e-010	9.15382e-011	4.46417e-011	1.04594e-010	9.48913e-011
49°	4.65767e-011	1.04161e-010	8.99447e-011	4.59012e-011	1.07429e-010	9.20987e-011
50°	4.70872e-011	1.07178e-010	8.86597e-011	4.67623e-011	1.08484e-010	9.01245e-011
51°	5.06366e-011	1.07726e-010	8.63361e-011	4.7462e-011	1.1039e-010	8.89058e-011
52°	5.19774e-011	1.09401e-010	8.31255e-011	5.13813e-011	1.13149e-010	8.57777e-011
53°	5.33485e-011	1.13518e-010	8.17418e-011	5.27826e-011	1.13644e-010	8.25984e-011
54°	5.4613e-011	1.13527e-010	8.0156e-011	5.51123e-011	1.16573e-010	8.14987e-011
55°	5.84079e-011	1.1665e-010	7.7297e-011	5.77243e-011	1.18762e-010	8.01471e-011
56°	5.87791e-011	1.17929e-010	7.46041e-011	5.94071e-011	1.19367e-010	7.82393e-011
57°	6.09752e-011	1.19079e-010	7.29304e-011	6.11066e-011	1.21741e-010	7.53399e-011
58°	6.16215e-011	1.2143e-010	7.08321e-011	6.33222e-011	1.24768e-010	7.36659e-011
59°	6.44718e-011	1.21749e-010	7.02414e-011	6.41481e-011	1.23345e-010	7.13701e-011
60°	6.74921e-011	1.23317e-010	6.72128e-011	6.67774e-011	1.23892e-010	7.00105e-011
61°	6.92802e-011	1.23661e-010	6.46348e-011	6.94871e-011	1.23661e-010	6.89707e-011
62°	7.05852e-011	1.24157e-010	6.31275e-011	7.08254e-011	1.24385e-010	6.46202e-011
63°	7.34467e-011	1.21474e-010	6.08334e-011	7.3171e-011	1.24665e-010	6.3783e-011
64°	7.60183e-011	1.21421e-010	5.99062e-011	7.59021e-011	1.21727e-010	6.10477e-011
65°	7.67342e-011	1.18992e-010	5.61576e-011	7.79425e-011	1.19218e-010	6.00447e-011
66°	7.85586e-011	1.17627e-010	5.52956e-011	7.96666e-011	1.18829e-010	5.74072e-011
67°	8.09077e-011	1.17482e-010	5.33271e-011	8.14061e-011	1.16487e-010	5.50517e-011
68°	8.28818e-011	1.17482e-010	5.17003e-011	8.28662e-011	1.14254e-010	5.35366e-011
69°	8.57954e-011	1.14131e-010	5.1314e-011	8.57801e-011	1.138e-010	5.33196e-011
70°	8.76289e-011	1.11099e-010	4.67296e-011	8.8365e-011	1.10671e-010	5.20059e-011

71°	8.73736e-011	1.09124e-010	4.65231e-011	8.97169e-011	1.08551e-010	4.82427e-011
72°	9.22155e-011	1.08581e-010	4.51231e-011	9.20993e-011	1.07816e-010	4.81756e-011
73°	9.38285e-011	1.07448e-010	4.4144e-011	9.45722e-011	1.04659e-010	4.64978e-011
74°	9.50489e-011	1.02167e-010	4.40352e-011	9.4826e-011	1.01787e-010	4.52943e-011
75°	9.71964e-011	1.02148e-010	4.31667e-011	9.83572e-011	1.00539e-010	4.56619e-011
76°	9.99377e-011	9.94036e-011	4.42744e-011	9.97405e-011	9.84468e-011	4.60746e-011
77°	1.02097e-010	9.90882e-011	4.3893e-011	1.01501e-010	9.76778e-011	4.62121e-011
78°	1.04339e-010	9.44493e-011	4.43546e-011	1.04156e-010	9.48434e-011	4.68715e-011
79°	1.05579e-010	9.32568e-011	4.62454e-011	1.07046e-010	9.18522e-011	4.80222e-011
80°	1.06386e-010	9.14947e-011	4.74936e-011	1.07795e-010	9.00045e-011	5.01186e-011
81°	1.09597e-010	8.997e-011	5.13655e-011	1.09291e-010	8.83452e-011	5.22141e-011
82°	1.12517e-010	8.93989e-011	5.23007e-011	1.13457e-010	8.60455e-011	5.34546e-011
83°	1.12405e-010	8.45943e-011	5.33175e-011	1.13527e-010	8.32988e-011	5.58313e-011
84°	1.16396e-010	8.31662e-011	5.46942e-011	1.16801e-010	8.22463e-011	5.81533e-011
85°	1.17566e-010	8.08895e-011	5.73229e-011	1.17481e-010	7.98462e-011	6.10034e-011
86°	1.18315e-010	8.0098e-011	5.89878e-011	1.19282e-010	7.90819e-011	6.21582e-011
87°	1.21038e-010	7.72906e-011	6.08961e-011	1.21815e-010	7.5731e-011	6.39279e-011
88°	1.21233e-010	7.46688e-011	6.30989e-011	1.21775e-010	7.34529e-011	6.75378e-011
89°	1.22844e-010	7.30751e-011	6.38475e-011	1.23436e-010	7.14347e-011	6.85342e-011

Tramite uno strumento (*toolbox*) del programma MATLAB denominato *Curve Fitting* (che consente, a partire da una funzione discreta, di ottenere la corrispondente curva continua) è possibile determinare anche l'andamento continuo dell'energia elettrostatica $W_1^A(\alpha)$, che viene riportato in figura 2.18:

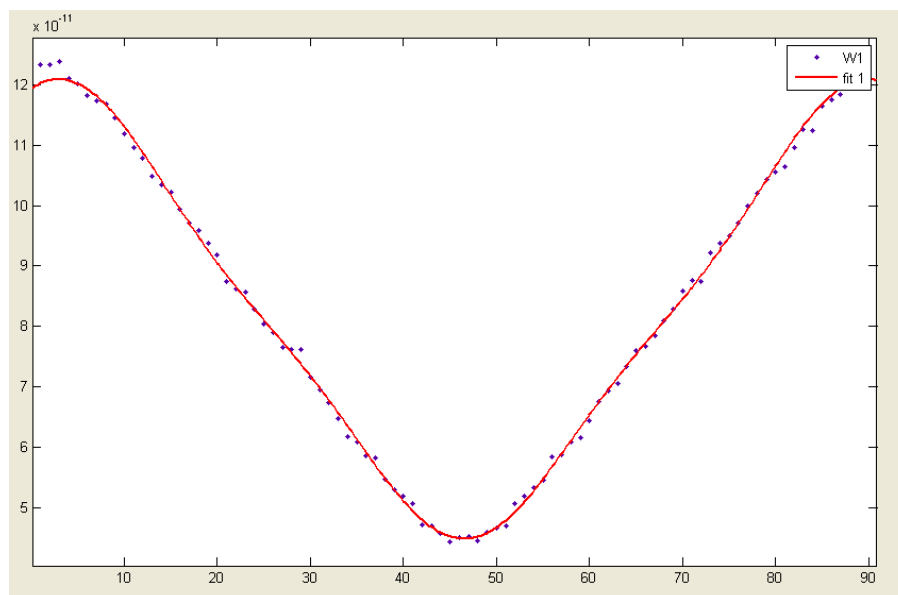


Figura 2.18: Andamento della curva continua $W_1^A(\alpha)$.

In analogia con quanto scritto precedentemente, sono state fatte simulazioni alimentando l'elettrodo 1 con una tensione di alimentazione pari a 50 V e ricavando l'andamento dell'energia immagazzinata in funzione della posizione angolare del rotore. Il grafico di figura 2.19 confronta l'energia immagazzinata quando l'elettrodo 1 viene alimentato con una tensione pari a 100 V ($W_{100}(\alpha)$, curva blu) con l'energia immagazzinata quando la tensione di alimentazione è, invece, pari a 50 V ($W_{50}(\alpha)$, curva rossa). Si nota come la $W_{100}(\alpha)$ risulti, punto per punto, quattro volte più grande rispetto alla $W_{50}(\alpha)$; ciò è dovuto alla dipendenza quadratica tra l'energia $W(\alpha)$ e la tensione di alimentazione V (si veda l'equazione (2.1)).

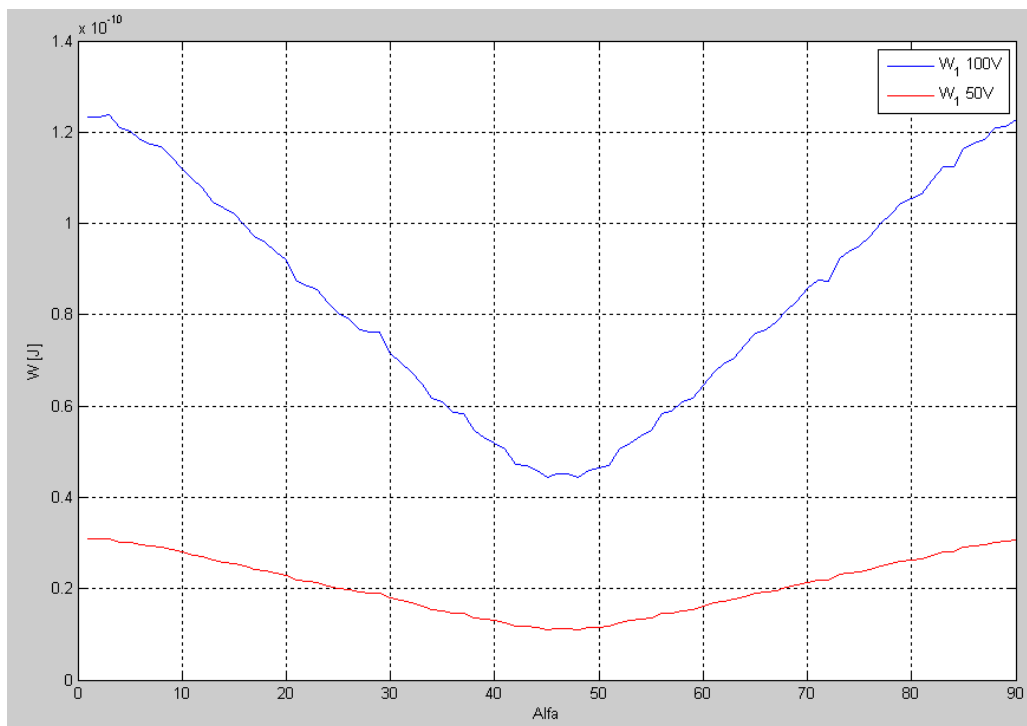


Figura 2.19: Confronto tra l'andamento di W_1 per una tensione di 100 V (curva blu) e di 50 V (curva rossa).

2.6.2 – Determinazione delle $W^B(\alpha)$

Si prendano a riferimento le medesime condizioni della simulazione B_1 ; in questa situazione la posizione angolare del rotore è ancora $\alpha=0^\circ$. Utilizzando alcune applicazioni del programma FEMM, è possibile calcolare l'energia elettrostatica

immagazzinata nell'interspazio d'aria $W_{12}^B(0)$ in questa precisa configurazione. Una volta registrato il valore di tale energia, si varia la posizione del rotore tramite il programma LUA di 1° in senso antiorario; in questo modo ci si trova in una nuova configurazione [mostrata in figura 2.20(a)] e, grazie sempre all'utilizzo di alcune applicazioni del programma FEMM, è possibile determinare il valore $W_{12}^B(1)$. Procedendo in maniera perfettamente analoga a quanto scritto precedentemente, si varia la posizione angolare del rotore da 0° a 360° , ottenendo 360 valori di $W_{12}^B(\alpha)$. A titolo di esempio, in figura 2.20 (b), (c) e (d) vengono mostrate le configurazioni per α , rispettivamente, pari a 30° , 60° e 90° .

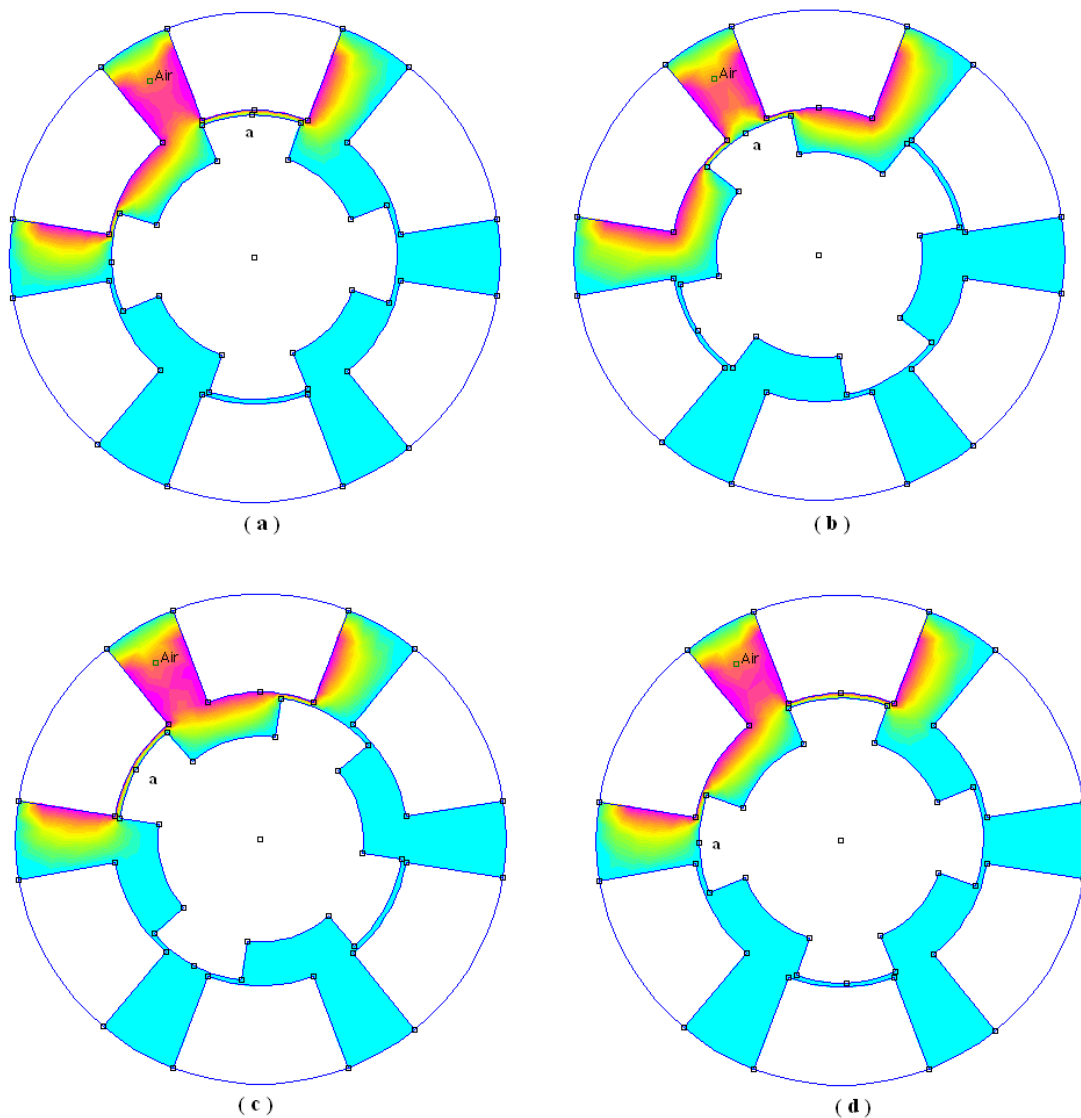


Figura 2.20: configurazione del micromotore (a) per $\alpha=1^\circ$; (b) per $\alpha=30^\circ$; (c) per $\alpha=60^\circ$ e (d) per $\alpha=90^\circ$.

Per ogni posizione angolare del rotore, dunque, è stato ricavato il valore dell'energia elettrostatica immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore $W_{12}^B(\alpha)$; a partire da essi è possibile tracciare graficamente l'andamento di $W_{12}^B(\alpha)$ in funzione della posizione angolare α , che viene mostrato in figura 2.21:

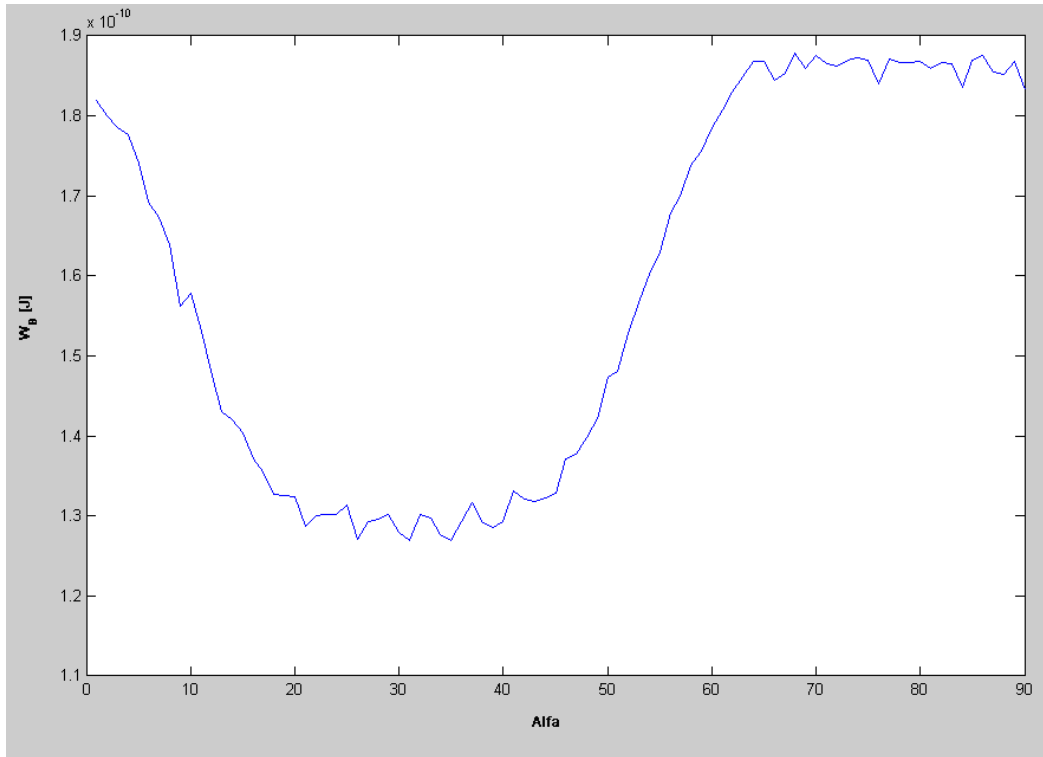


Figura 2.21 – Andamento di $W_1^A(\alpha)$.

Con lo stesso ragionamento fatto nel paragrafo 1.6.1 si sono determinati gli andamenti delle $W_k^B(\alpha)$ a partire dalla serie di simulazioni B e dalla simulazione, per ciascuna di esse, della rotazione del rotore da 0° a 360° . La tabella 2.6.2 riassume i valori delle $W_k^B(\alpha)$ nell'interspazio d'aria statore-rotore ricavati per una posizione angolare del rotore compresa tra 0° e 89° ; data la simmetria della macchina presa in esame, infatti, i valori di tale energia si ripetono ogni quarto di periodo.

TABELLA 2.6.2 – VALORI DELLE $W_k^B(\alpha)$.

α	$W_{12}^B(\alpha)$	$W_{23}^B(\alpha)$	$W_{34}^B(\alpha)$	$W_{45}^B(\alpha)$	$W_{56}^B(\alpha)$	$W_{61}^B(\alpha)$
0°	1.81867e-010	1.29707e-010	1.81597e-010	1.85748e-010	1.2983e-010	1.79598e-010
1°	1.80014e-010	1.3102e-010	1.84076e-010	1.82123e-010	1.28972e-010	1.83072e-010
2°	1.78542e-010	1.29031e-010	1.84542e-010	1.81749e-010	1.28415e-010	1.84432e-010
3°	1.77639e-010	1.26538e-010	1.83807e-010	1.76057e-010	1.28951e-010	1.83859e-010
4°	1.7405e-010	1.2857e-010	1.85757e-010	1.75001e-010	1.29519e-010	1.85593e-010
5°	1.69288e-010	1.28963e-010	1.85222e-010	1.70899e-010	1.31331e-010	1.85401e-010
6°	1.67304e-010	1.30877e-010	1.88013e-010	1.68149e-010	1.30517e-010	1.87005e-010
7°	1.63915e-010	1.28842e-010	1.88092e-010	1.6462e-010	1.29482e-010	1.87013e-010
8°	1.56276e-010	1.28478e-010	1.85736e-010	1.59078e-010	1.28364e-010	1.8536e-010
9°	1.57829e-010	1.31093e-010	1.88642e-010	1.5775e-010	1.3105e-010	1.86788e-010
10°	1.53168e-010	1.3355e-010	1.87054e-010	1.51515e-010	1.32692e-010	1.86423e-010
11°	1.48004e-010	1.32624e-010	1.87378e-010	1.48178e-010	1.29997e-010	1.87555e-010
12°	1.43107e-010	1.30973e-010	1.87049e-010	1.45223e-010	1.31331e-010	1.87153e-010
13°	1.41982e-010	1.30863e-010	1.85523e-010	1.42588e-010	1.32721e-010	1.84912e-010
14°	1.40354e-010	1.36051e-010	1.87931e-010	1.39731e-010	1.33538e-010	1.84156e-010
15°	1.37104e-010	1.37424e-010	1.87594e-010	1.37021e-010	1.35483e-010	1.87202e-010
16°	1.3554e-010	1.37615e-010	1.8647e-010	1.35945e-010	1.38068e-010	1.86504e-010
17°	1.32728e-010	1.39525e-010	1.84702e-010	1.32074e-010	1.38954e-010	1.8642e-010
18°	1.32592e-010	1.40732e-010	1.86332e-010	1.33204e-010	1.43575e-010	1.86256e-010
19°	1.32454e-010	1.46014e-010	1.86357e-010	1.31428e-010	1.46576e-010	1.87171e-010
20°	1.28716e-010	1.47659e-010	1.86358e-010	1.29992e-010	1.48756e-010	1.86203e-010
21°	1.30004e-010	1.5436e-010	1.88379e-010	1.33581e-010	1.52495e-010	1.86335e-010
22°	1.30165e-010	1.55491e-010	1.85444e-010	1.30676e-010	1.57455e-010	1.85266e-010
23°	1.30249e-010	1.62146e-010	1.87772e-010	1.29138e-010	1.59506e-010	1.85523e-010
24°	1.3138e-010	1.63204e-010	1.86599e-010	1.28688e-010	1.6352e-010	1.86366e-010
25°	1.27064e-010	1.66452e-010	1.86517e-010	1.3065e-010	1.65721e-010	1.86421e-010
26°	1.29289e-010	1.69781e-010	1.85768e-010	1.30289e-010	1.7061e-010	1.85272e-010
27°	1.29537e-010	1.73298e-010	1.86394e-010	1.30225e-010	1.73727e-010	1.86478e-010
28°	1.30151e-010	1.76421e-010	1.84702e-010	1.2944e-010	1.75626e-010	1.84046e-010
29°	1.27925e-010	1.77131e-010	1.83288e-010	1.28055e-010	1.79378e-010	1.83503e-010
30°	1.26969e-010	1.8092e-010	1.82648e-010	1.2983e-010	1.79598e-010	1.81597e-010
31°	1.30204e-010	1.83291e-010	1.80859e-010	1.28972e-010	1.83072e-010	1.82123e-010
32°	1.298e-010	1.83357e-010	1.78e-010	1.28415e-010	1.84432e-010	1.81749e-010
33°	1.27704e-010	1.86073e-010	1.78878e-010	1.28951e-010	1.83859e-010	1.76057e-010
34°	1.26999e-010	1.82532e-010	1.70552e-010	1.29519e-010	1.85593e-010	1.75001e-010
35°	1.29307e-010	1.84334e-010	1.68241e-010	1.31331e-010	1.85401e-010	1.70899e-010

36°	1.31592e-010	1.85059e-010	1.66364e-010	1.30517e-010	1.87005e-010	1.68149e-010
37°	1.29154e-010	1.86536e-010	1.63562e-010	1.29482e-010	1.87013e-010	1.6462e-010
38°	1.28515e-010	1.83856e-010	1.57426e-010	1.28364e-010	1.8536e-010	1.59078e-010
39°	1.29283e-010	1.85313e-010	1.5583e-010	1.3105e-010	1.86788e-010	1.5775e-010
40°	1.33177e-010	1.84764e-010	1.52074e-010	1.32692e-010	1.86423e-010	1.51515e-010
41°	1.32099e-010	1.8516e-010	1.46699e-010	1.29997e-010	1.87555e-010	1.48178e-010
42°	1.31815e-010	1.8516e-010	1.46445e-010	1.31331e-010	1.87153e-010	1.45223e-010
43°	1.32254e-010	1.86589e-010	1.41863e-010	1.32721e-010	1.84912e-010	1.42588e-010
44°	1.32901e-010	1.85333e-010	1.38014e-010	1.33538e-010	1.84156e-010	1.39731e-010
45°	1.37118e-010	1.86399e-010	1.36893e-010	1.35483e-010	1.87202e-010	1.37021e-010
46°	1.37718e-010	1.85578e-010	1.34799e-010	1.38068e-010	1.86504e-010	1.35945e-010
47°	1.39755e-010	1.84102e-010	1.31755e-010	1.38954e-010	1.8642e-010	1.32074e-010
48°	1.42156e-010	1.86132e-010	1.3235e-010	1.43575e-010	1.86256e-010	1.33204e-010
49°	1.4729e-010	1.84972e-010	1.29321e-010	1.46576e-010	1.87171e-010	1.31428e-010
50°	1.48144e-010	1.85288e-010	1.29374e-010	1.48756e-010	1.86203e-010	1.29992e-010
51°	1.52835e-010	1.85317e-010	1.3106e-010	1.52495e-010	1.86335e-010	1.33581e-010
52°	1.56605e-010	1.85908e-010	1.29481e-010	1.57455e-010	1.85266e-010	1.30676e-010
53°	1.60261e-010	1.85213e-010	1.29634e-010	1.59506e-010	1.85523e-010	1.29138e-010
54°	1.63013e-010	1.84898e-010	1.28088e-010	1.6352e-010	1.86366e-010	1.28688e-010
55°	1.67869e-010	1.85606e-010	1.2748e-010	1.65721e-010	1.86421e-010	1.3065e-010
56°	1.69943e-010	1.83924e-010	1.28955e-010	1.7061e-010	1.85272e-010	1.30289e-010
57°	1.7387e-010	1.85119e-010	1.2866e-010	1.73727e-010	1.86478e-010	1.30225e-010
58°	1.75583e-010	1.83906e-010	1.26656e-010	1.75626e-010	1.84046e-010	1.2944e-010
59°	1.78468e-010	1.82526e-010	1.27961e-010	1.79378e-010	1.83503e-010	1.28055e-010
60°	1.80723e-010	1.82018e-010	1.27206e-010	1.79598e-010	1.85748e-010	1.2983e-010
61°	1.83019e-010	1.80177e-010	1.28753e-010	1.83072e-010	1.82123e-010	1.28972e-010
62°	1.84876e-010	1.75742e-010	1.26174e-010	1.84432e-010	1.81749e-010	1.28415e-010
63°	1.86859e-010	1.76134e-010	1.27287e-010	1.83859e-010	1.76057e-010	1.28951e-010
64°	1.86775e-010	1.72692e-010	1.2785e-010	1.85593e-010	1.75001e-010	1.29519e-010
65°	1.84403e-010	1.69797e-010	1.30075e-010	1.85401e-010	1.70899e-010	1.31331e-010
66°	1.85324e-010	1.63092e-010	1.26616e-010	1.87005e-010	1.68149e-010	1.30517e-010
67°	1.8792e-010	1.60411e-010	1.26385e-010	1.87013e-010	1.6462e-010	1.29482e-010
68°	1.85995e-010	1.57184e-010	1.27936e-010	1.8536e-010	1.59078e-010	1.28364e-010
69°	1.87608e-010	1.56806e-010	1.30025e-010	1.86788e-010	1.5775e-010	1.3105e-010
70°	1.8655e-010	1.51177e-010	1.31904e-010	1.86423e-010	1.51515e-010	1.32692e-010
71°	1.8626e-010	1.47489e-010	1.30324e-010	1.87555e-010	1.48178e-010	1.29997e-010
72°	1.86934e-010	1.45386e-010	1.30124e-010	1.87153e-010	1.45223e-010	1.31331e-010
73°	1.87201e-010	1.42141e-010	1.30414e-010	1.84912e-010	1.42588e-010	1.32721e-010
74°	1.86964e-010	1.39469e-010	1.33006e-010	1.84156e-010	1.39731e-010	1.33538e-010
75°	1.84075e-010	1.3697e-010	1.36699e-010	1.87202e-010	1.37021e-010	1.35483e-010
76°	1.87179e-010	1.35888e-010	1.3793e-010	1.86504e-010	1.35945e-010	1.38068e-010

77°	1.86619e-010	1.34281e-010	1.41238e-010	1.8642e-010	1.32074e-010	1.38954e-010
78°	1.86721e-010	1.32342e-010	1.41602e-010	1.86256e-010	1.33204e-010	1.43575e-010
79°	1.86808e-010	1.31967e-010	1.47756e-010	1.87171e-010	1.31428e-010	1.46576e-010
80°	1.85926e-010	1.30458e-010	1.48394e-010	1.86203e-010	1.29992e-010	1.48756e-010
81°	1.86653e-010	1.33573e-010	1.54105e-010	1.86335e-010	1.33581e-010	1.52495e-010
82°	1.86524e-010	1.30626e-010	1.56009e-010	1.85266e-010	1.30676e-010	1.57455e-010
83°	1.83617e-010	1.3001e-010	1.60995e-010	1.85523e-010	1.29138e-010	1.59506e-010
84°	1.86984e-010	1.29173e-010	1.64601e-010	1.86366e-010	1.28688e-010	1.6352e-010
85°	1.87516e-010	1.31386e-010	1.6925e-010	1.86421e-010	1.3065e-010	1.65721e-010
86°	1.85454e-010	1.31005e-010	1.70343e-010	1.85272e-010	1.30289e-010	1.7061e-010
87°	1.85172e-010	1.29475e-010	1.74655e-010	1.86478e-010	1.30225e-010	1.73727e-010
88°	1.868e-010	1.29875e-010	1.76868e-010	1.84046e-010	1.2944e-010	1.75626e-010
89°	1.83207e-010	1.28563e-010	1.78907e-010	1.83503e-010	1.28055e-010	1.79378e-010

La figura 2.22 mostra un grafico che riporta gli andamenti delle funzioni $W_{12}(\alpha), W_{23}(\alpha), W_{34}(\alpha), W_{45}(\alpha), W_{56}(\alpha)$ e $W_{61}(\alpha)$.

In conclusione, per ogni tipologia di alimentazione di ciascuna delle due serie di simulazioni A e B e per ogni posizione angolare del rotore è stata determinata l'energia immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore ed è stata determinata, dunque, la matrice $[W(\alpha)]$ dell'equazione (2.7).

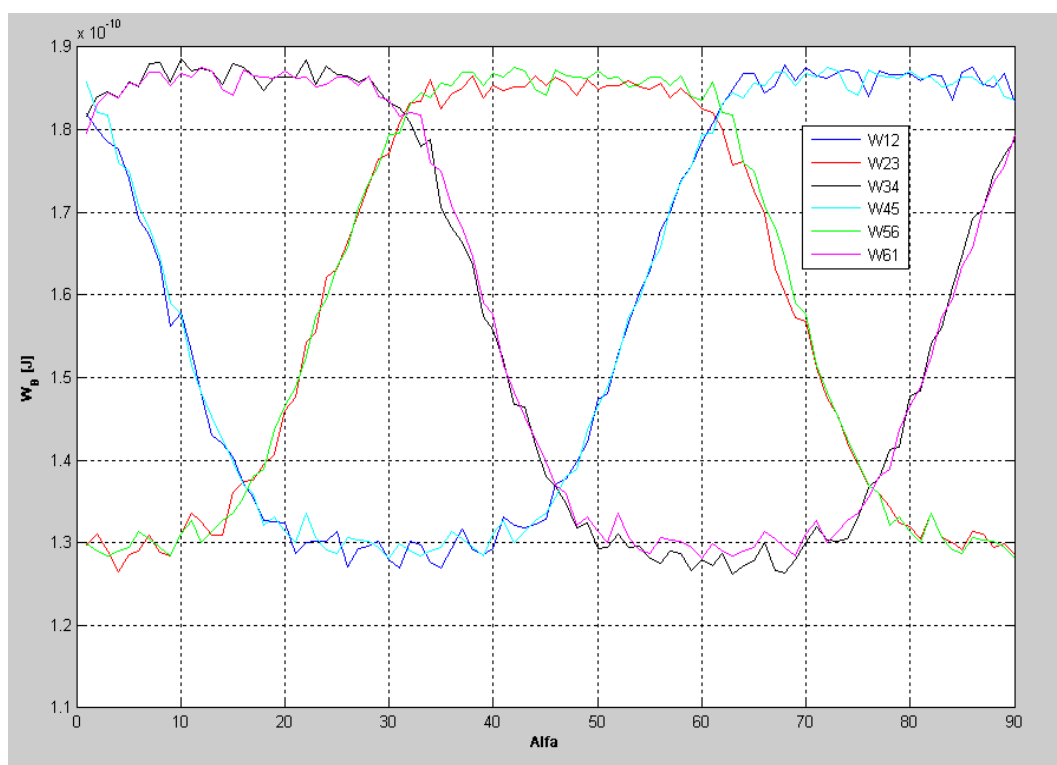


Figura 2.22 – Andamento delle $W_k^B(\alpha)$.

In figura 2.23 si possono confrontare gli andamenti complessivi delle $W_K^A(\alpha)$ e $W_K^B(\alpha)$. Per poterle distinguere, le prime sono state tracciate con linee continue; le seconde, invece, con linee tratteggiate. Come era logico aspettarsi, l'energia generata dalla simultanea alimentazione di due elettrodi risulta molto maggiore rispetto a quella che si ottiene quando se ne alimenta soltanto uno.

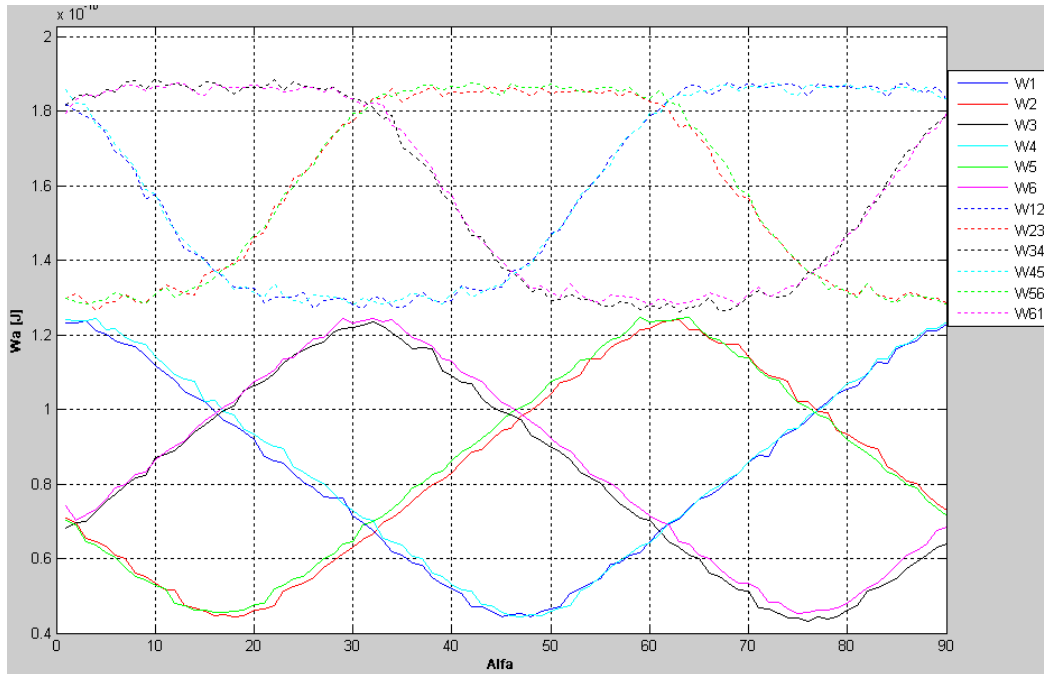


Figura 2.23: andamento delle $W_K^A(\alpha)$ e delle $W_K^B(\alpha)$.

In tabella 2.6.3 vengono riportati i dati ottenuti dalle serie di simulazioni A e B.

TABELLA 2.6.3 – VALORI COMPLESSIVI DELLE $W(\alpha)$.

α	SERIE DI SIMULAZIONI A						SERIE DI SIMULAZIONI B					
	W_1^A	W_2^A	W_3^A	W_4^A	W_5^A	W_6^A	W_{12}^B	W_{23}^B	W_{34}^B	W_{45}^B	W_{56}^B	W_{61}^B
0°	1.23 235e -010	7.07 976e -011	6.816 28e- 011	1.24 133e -010	7.0190 2e-011	7.4132 9e-011	1.8186 7e-010	1.2970 7e-010	1.8159 7e-010	1.8574 8e-010	1.2983 e-010	1.7959 8e-010
1°	1.23 235e -010	6.97 787e -011	6.962 41e- 011	1.23 655e -010	6.9082 1e-011	7.0115 8e-011	1.8001 4e-010	1.3102 e-010	1.8407 6e-010	1.8212 3e-010	1.2897 2e-010	1.8307 2e-010
2°	1.23 833e -010	6.54 889e -011	6.996 67e- 011	1.23 911e -010	6.4506 9e-011	7.1660 3e-011	1.7854 2e-010	1.2903 1e-010	1.8454 2e-010	1.8174 9e-010	1.2841 5e-010	1.8443 2e-010
3°	1.20 983e -010	6.44 233e -011	7.259 09e- 011	1.24 261e -010	6.3674 8e-011	7.3193 3e-011	1.7763 9e-010	1.2653 8e-010	1.8380 7e-010	1.7605 7e-010	1.2895 1e-010	1.8385 9e-010
4°	1.20 209e -010	6.31 862e -011	7.531 08e- 011	1.21 353e -010	6.1388 5e-011	7.5809 9e-011	1.7405 e-010	1.2857 e-010	1.8575 7e-010	1.7500 1e-010	1.2951 9e-010	1.8559 3e-010
5°	1.18 29e- 010	6.09 664e -011	7.722 54e- 011	1.21 629e -010	6.0202 4e-011	7.9055 9e-011	1.6928 8e-010	1.2896 3e-010	1.8522 2e-010	1.7089 9e-010	1.3133 1e-010	1.8540 1e-010
6°	1.17 359e -010	6.01 092e -011	7.941 6e- 011	1.19 149e -010	5.7533 e-011	7.9901 3e-011	1.6730 4e-010	1.3087 7e-010	1.8801 3e-010	1.6814 9e-010	1.3051 7e-010	1.8700 5e-010
7°	1.16 893e -010	5.61 326e -011	8.170 11e- 011	1.18 14e- 010	5.5336 7e-011	8.2722 3e-011	1.6391 5e-010	1.2884 2e-010	1.8809 2e-010	1.6462 e-010	1.2948 2e-010	1.8701 3e-010
8°	1.14 515e -010	5.51 093e -011	8.213 05e- 011	1.17 587e -010	5.4433 e-011	8.3311 1e-011	1.5627 6e-010	1.2847 8e-010	1.8573 6e-010	1.5907 8e-010	1.2836 4e-010	1.8536 e-010
9°	1.11 898e -010	5.33 322e -011	8.703 94e- 011	1.14 142e -010	5.2648 5e-011	8.6387 5e-011	1.5782 9e-010	1.3109 3e-010	1.8864 2e-010	1.5775 e-010	1.3105 e-010	1.8678 8e-010
10°	1.09 664e -010	5.16 62e- 011	8.809 45e- 011	1.11 626e -010	5.1928 7e-011	8.8552 5e-011	1.5316 8e-010	1.3355 e-010	1.8705 4e-010	1.5151 5e-010	1.3269 2e-010	1.8642 3e-010
11°	1.07 892e -010	5.15 999e -011	8.894 27e- 011	1.09 313e -010	4.7912 8e-011	9.0236 7e-011	1.4800 4e-010	1.3262 4e-010	1.8737 8e-010	1.4817 8e-010	1.2999 7e-010	1.8755 5e-010
12°	1.04 789e -010	4.74 207e -011	9.131 68e- 011	1.08 074e -010	4.7490 5e-011	9.1621 4e-011	1.4310 7e-010	1.3097 3e-010	1.8704 9e-010	1.4522 3e-010	1.3133 1e-010	1.8715 3e-010
13°	1.03 375e	4.68 467e	9.414 06e-	1.07 422e	4.6083 5e-011	9.4490 4e-011	1.4198 2e-010	1.3086 3e-010	1.8552 3e-010	1.4258 8e-010	1.3272 1e-010	1.8491 2e-010

	-010	-011	011	-010								
14°	1.02 178e -010	4.59 676e -011	9.585 99e- 011	1.02 264e -010	4.6043 2e-011	9.7011 6e-011	1.4035 4e-010	1.3605 1e-010	1.8793 1e-010	1.3973 1e-010	1.3353 8e-010	1.8415 6e-010
15°	9.93 855e -011	4.47 12e- 011	9.797 86e- 011	1.02 415e -010	4.5417 7e-011	9.883e- 011	1.3710 4e-010	1.3742 4e-010	1.8759 4e-010	1.3702 1e-010	1.3548 3e-010	1.8720 2e-010
16°	9.71 358e -011	4.48 246e -011	9.967 1e- 011	9.95 512e -011	4.55e- 011	1.0055 6e-010	1.3554 e-010	1.3761 5e-010	1.8647 e-010	1.3594 5e-010	1.3806 8e-010	1.8650 4e-010
17°	9.58 59e- 011	4.42 898e -011	1.010 52e- 010	9.86 386e -011	4.5965 2e-011	1.0201 2e-010	1.3272 8e-010	1.3952 5e-010	1.8470 2e-010	1.3207 4e-010	1.3895 4e-010	1.8642 e-010
18°	9.38 611e -011	4.45 66e- 011	1.051 2e- 010	9.44 593e -011	4.6225 3e-011	1.0479 8e-010	1.3259 2e-010	1.4073 2e-010	1.8633 2e-010	1.3320 4e-010	1.4357 5e-010	1.8625 6e-010
19°	9.19 086e -011	4.61 769e -011	1.061 93e- 010	9.34 217e -011	4.7571 8e-011	1.0750 6e-010	1.3245 4e-010	1.4601 4e-010	1.8635 7e-010	1.3142 8e-010	1.4657 6e-010	1.8717 1e-010
20°	8.73 84e- 011	4.65 83e- 011	1.075 06e- 010	9.12 461e -011	4.7952 1e-011	1.0861 4e-010	1.2871 6e-010	1.4765 9e-010	1.8635 8e-010	1.2999 2e-010	1.4875 6e-010	1.8620 3e-010
21°	8.62 937e -011	4.74 371e -011	1.096 51e- 010	9.01 326e -011	5.1828 4e-011	1.1064 2e-010	1.3000 4e-010	1.5436 e-010	1.8837 9e-010	1.3358 1e-010	1.5249 5e-010	1.8633 5e-010
22°	8.56 411e -011	5.13 623e -011	1.122 69e- 010	8.94 327e -011	5.2671 3e-011	1.1342 2e-010	1.3016 5e-010	1.5549 1e-010	1.8544 4e-010	1.3067 6e-010	1.5745 5e-010	1.8526 6e-010
23°	8.27 964e -011	5.24 226e -011	1.145 87e- 010	8.47 945e -011	5.4475 6e-011	1.1376 6e-010	1.3024 9e-010	1.6214 6e-010	1.8777 2e-010	1.2913 8e-010	1.5950 6e-010	1.8552 3e-010
24°	8.03 832e -011	5.33 955e -011	1.160 6e- 010	8.31 995e -011	5.5123 7e-011	1.1660 3e-010	1.3138 e-010	1.6320 4e-010	1.8659 9e-010	1.2868 8e-010	1.6352 e-010	1.8636 6e-010
25°	7.90 065e -011	5.49 015e -011	1.170 93e- 010	8.12 659e -011	5.7492 3e-011	1.1883 9e-010	1.2706 4e-010	1.6645 2e-010	1.8651 7e-010	1.3065 e-010	1.6572 1e-010	1.8642 1e-010
26°	7.66 109e -011	5.75 377e -011	1.181 3e- 010	8.02 508e -011	6.0115 1e-011	1.1929 3e-010	1.2928 9e-010	1.6978 1e-010	1.8576 8e-010	1.3028 9e-010	1.7061 e-010	1.8527 2e-010
27°	7.62 49e- 011	5.94 657e -011	1.206 86e- 010	7.74 752e -011	6.1345 e-011	1.2193 e-010	1.2953 7e-010	1.7329 8e-010	1.8639 4e-010	1.3022 5e-010	1.7372 7e-010	1.8647 8e-010
28°	7.62 49e- 011	6.12 085e -011	1.216 32e- 010	7.48 749e -011	6.3814 8e-011	1.2429 5e-010	1.3015 1e-010	1.7642 1e-010	1.8470 2e-010	1.2944 e-010	1.7562 6e-010	1.8404 6e-010
29°	7.15 395e	6.28 693e	1.220 94e- 010	7.29 93e- 010	6.4421 3e-011	1.2312 9e-010	1.2792 5e-010	1.7713 1e-010	1.8328 8e-010	1.2805 5e-010	1.7937 8e-010	1.8350 3e-010

	-011	-011	010	011								
30°	6.95 83e- 011	6.52 035e -011	1.225 91e- 010	7.07 603e -011	6.8936 1e-011	1.2390 2e-010	1.2696 9e-010	1.8092 e-010	1.8264 8e-010	1.2983 e-010	1.7959 8e-010	1.8159 7e-010
31°	6.74 797e -011	6.67 453e -011	1.235 32e- 010	7.01 78e- 011	7.0027 1e-011	1.2441 e-010	1.3020 4e-010	1.8329 1e-010	1.8085 9e-010	1.2897 2e-010	1.8307 2e-010	1.8212 3e-010
32°	6.47 704e -011	6.96 954e -011	1.222 07e- 010	6.53 504e -011	7.1465 6e-011	1.2356 7e-010	1.298e- 010	1.8335 7e-010	1.78e- 010	1.2841 5e-010	1.8443 2e-010	1.8174 9e-010
33°	6.18 282e -011	7.08 807e -011	1.205 09e- 010	6.46 216e -011	7.3383 1e-011	1.2407 5e-010	1.2770 4e-010	1.8607 3e-010	1.7887 8e-010	1.2895 1e-010	1.8385 9e-010	1.7605 7e-010
34°	6.09 807e -011	7.29 211e -011	1.186 68e- 010	6.35 146e -011	7.5635 7e-011	1.2178 4e-010	1.2699 9e-010	1.8253 2e-010	1.7055 2e-010	1.2951 9e-010	1.8559 3e-010	1.7500 1e-010
35°	5.86 739e -011	7.52 386e -011	1.162 17e- 010	6.06 961e -011	7.8907 8e-011	1.1931 7e-010	1.2930 7e-010	1.8433 4e-010	1.6824 1e-010	1.3133 1e-010	1.8540 1e-010	1.7089 9e-010
36°	5.83 284e -011	7.77 671e -011	1.165 14e- 010	6.00 042e -011	8.0169 9e-011	1.1830 5e-010	1.3159 2e-010	1.8505 9e-010	1.6636 4e-010	1.3051 7e-010	1.8700 5e-010	1.6814 9e-010
37°	5.47 727e -011	7.98 339e -011	1.161 44e- 010	5.62 471e -011	8.2467 3e-011	1.1694 4e-010	1.2915 4e-010	1.8653 6e-010	1.6356 2e-010	1.2948 2e-010	1.8701 3e-010	1.6462 e-010
38°	5.29 533e -011	8.11 737e -011	1.103 84e- 010	5.53 364e -011	8.3360 5e-011	1.1348 5e-010	1.2851 5e-010	1.8385 6e-010	1.5742 6e-010	1.2836 4e-010	1.8536 e-010	1.5907 8e-010
39°	5.18 903e -011	8.28 417e -011	1.091 15e- 010	5.32 316e -011	8.6265 4e-011	1.1304 e-010	1.2928 3e-010	1.8531 3e-010	1.5583 e-010	1.3105 e-010	1.8678 8e-010	1.5775 e-010
40°	5.07 199e -011	8.58 448e -011	1.073 74e- 010	5.14 432e -011	8.8730 7e-011	1.0981 4e-010	1.3317 7e-010	1.8476 4e-010	1.5207 4e-010	1.3269 2e-010	1.8642 3e-010	1.5151 5e-010
41°	4.71 741e -011	8.86 814e -011	1.068 7e- 010	5.12 158e -011	8.9998 5e-011	1.0876 9e-010	1.3209 9e-010	1.8516 e-010	1.4669 9e-010	1.2999 7e-010	1.8755 5e-010	1.4817 8e-010
42°	4.69 31e- 011	8.93 191e -011	1.030 09e- 010	4.75 243e -011	9.2279 6e-011	1.0751 3e-010	1.3181 5e-010	1.8516 e-010	1.4644 5e-010	1.3133 1e-010	1.8715 3e-010	1.4522 3e-010
43°	4.58 272e -011	9.18 535e -011	1.005 97e- 010	4.73 127e -011	9.4435 2e-011	1.0458 5e-010	1.3225 4e-010	1.8658 9e-010	1.4186 3e-010	1.3272 1e-010	1.8491 2e-010	1.4258 8e-010
44°	4.43 842e -011	9.44 116e -011	9.938 85e- 011	4.55 4e- 011	9.6960 5e-011	1.0187 9e-010	1.3290 1e-010	1.8533 3e-010	1.3801 4e-010	1.3353 8e-010	1.8415 6e-010	1.3973 1e-010
45°	4.50 433e	9.50 344e	9.852 05e-	4.45 821e	9.9073 1e-011	1.0058 7e-010	1.3711 8e-010	1.8639 9e-010	1.3689 3e-010	1.3548 3e-010	1.8720 2e-010	1.3702 1e-010

	-011	-011	011	-011								
46°	4.52 145e -011	9.81 82e- 011	9.738 47e- 011	4.42 295e -011	1.0055 8e-010	9.8700 2e-011	1.3771 8e-010	1.8557 8e-010	1.3479 9e-010	1.3806 8e-010	1.8650 4e-010	1.3594 5e-010
47°	4.44 995e -011	9.96 333e -011	9.313 12e- 011	4.49 9e- 011	1.0182 8e-010	9.6828 3e-011	1.3975 5e-010	1.8410 2e-010	1.3175 5e-010	1.3895 4e-010	1.8642 e-010	1.3207 4e-010
48°	4.58 824e -011	1.01 725e -010	9.153 82e- 011	4.46 417e -011	1.0459 4e-010	9.4891 3e-011	1.4215 6e-010	1.8613 2e-010	1.3235 e-010	1.4357 5e-010	1.8625 6e-010	1.3320 4e-010
49°	4.65 767e -011	1.04 161e -010	8.994 47e- 011	4.59 012e -011	1.0742 9e-010	9.2098 7e-011	1.4729 e-010	1.8497 2e-010	1.2932 1e-010	1.4657 6e-010	1.8717 1e-010	1.3142 8e-010
50°	4.70 872e -011	1.07 178e -010	8.865 97e- 011	4.67 623e -011	1.0848 4e-010	9.0124 5e-011	1.4814 4e-010	1.8528 8e-010	1.2937 4e-010	1.4875 6e-010	1.8620 3e-010	1.2999 2e-010
51°	5.06 366e -011	1.07 726e -010	8.633 61e- 011	4.74 62e- 011	1.1039 e-010	8.8905 8e-011	1.5283 5e-010	1.8531 7e-010	1.3106 e-010	1.5249 5e-010	1.8633 5e-010	1.3358 1e-010
52°	5.19 774e -011	1.09 401e -010	8.312 55e- 011	5.13 813e -011	1.1314 9e-010	8.5777 7e-011	1.5660 5e-010	1.8590 8e-010	1.2948 1e-010	1.5745 5e-010	1.8526 6e-010	1.3067 6e-010
53°	5.33 485e -011	1.13 518e -010	8.174 18e- 011	5.27 826e -011	1.1364 4e-010	8.2598 4e-011	1.6026 1e-010	1.8521 3e-010	1.2963 4e-010	1.5950 6e-010	1.8552 3e-010	1.2913 8e-010
54°	5.46 13e- 011	1.13 527e -010	8.015 6e- 011	5.51 123e -011	1.1657 3e-010	8.1498 7e-011	1.6301 3e-010	1.8489 8e-010	1.2808 8e-010	1.6352 e-010	1.8636 6e-010	1.2868 8e-010
55°	5.84 079e -011	1.16 65e- 010	7.729 7e- 011	5.77 243e -011	1.1876 2e-010	8.0147 1e-011	1.6786 9e-010	1.8560 6e-010	1.2748 e-010	1.6572 1e-010	1.8642 1e-010	1.3065 e-010
56°	5.87 791e -011	1.17 929e -010	7.460 41e- 011	5.94 071e -011	1.1936 7e-010	7.8239 3e-011	1.6994 3e-010	1.8392 4e-010	1.2895 5e-010	1.7061 e-010	1.8527 2e-010	1.3028 9e-010
57°	6.09 752e -011	1.19 079e -010	7.293 04e- 011	6.11 066e -011	1.2174 1e-010	7.5339 9e-011	1.7387 e-010	1.8511 9e-010	1.2866 e-010	1.7372 7e-010	1.8647 8e-010	1.3022 5e-010
58°	6.16 215e -011	1.21 43e- 010	7.083 21e- 011	6.33 222e -011	1.2476 8e-010	7.3665 9e-011	1.7558 3e-010	1.8390 6e-010	1.2665 6e-010	1.7562 6e-010	1.8404 6e-010	1.2944 e-010
59°	6.44 718e -011	1.21 749e -010	7.024 14e- 011	6.41 481e -011	1.2334 5e-010	7.1370 1e-011	1.7846 8e-010	1.8252 6e-010	1.2796 1e-010	1.7937 8e-010	1.8350 3e-010	1.2805 5e-010
60°	6.74 921e -011	1.23 317e -010	6.721 28e- 011	6.67 774e -011	1.2389 2e-010	7.0010 5e-011	1.8072 3e-010	1.8201 8e-010	1.2720 6e-010	1.7959 8e-010	1.8574 8e-010	1.2983 e-010
61°	6.92 802e	1.23 661e	6.463 48e- 011	6.94 871e	1.2366 1e-010	6.8970 7e-011	1.8301 9e-010	1.8017 7e-010	1.2875 3e-010	1.8307 2e-010	1.8212 3e-010	1.2897 2e-010

	-011	-010	011	-011								
62°	7.05 852e -011	1.24 157e -010	6.312 75e- 011	7.08 254e -011	1.2438 5e-010	6.4620 2e-011	1.8487 6e-010	1.7574 2e-010	1.2617 4e-010	1.8443 2e-010	1.8174 9e-010	1.2841 5e-010
63°	7.34 467e -011	1.21 474e -010	6.083 34e- 011	7.31 71e- 011	1.2466 5e-010	6.3783 e-011	1.8685 9e-010	1.7613 4e-010	1.2728 7e-010	1.8385 9e-010	1.7605 7e-010	1.2895 1e-010
64°	7.60 183e -011	1.21 421e -010	5.990 62e- 011	7.59 021e -011	1.2172 7e-010	6.1047 7e-011	1.8677 5e-010	1.7269 2e-010	1.2785 e-010	1.8559 3e-010	1.7500 1e-010	1.2951 9e-010
65°	7.67 342e -011	1.18 992e -010	5.615 76e- 011	7.79 425e -011	1.1921 8e-010	6.0044 7e-011	1.8440 3e-010	1.6979 7e-010	1.3007 5e-010	1.8540 1e-010	1.7089 9e-010	1.3133 1e-010
66°	7.85 586e -011	1.17 627e -010	5.529 56e- 011	7.96 666e -011	1.1882 9e-010	5.7407 2e-011	1.8532 4e-010	1.6309 2e-010	1.2661 6e-010	1.8700 5e-010	1.6814 9e-010	1.3051 7e-010
67°	8.09 077e -011	1.17 482e -010	5.332 71e- 011	8.14 061e -011	1.1648 7e-010	5.5051 7e-011	1.8792 e-010	1.6041 1e-010	1.2638 5e-010	1.8701 3e-010	1.6462 e-010	1.2948 2e-010
68°	8.28 818e -011	1.17 482e -010	5.170 03e- 011	8.28 662e -011	1.1425 4e-010	5.3536 6e-011	1.8599 5e-010	1.5718 4e-010	1.2793 6e-010	1.8536 e-010	1.5907 8e-010	1.2836 4e-010
69°	8.57 954e -011	1.14 131e -010	5.131 4e- 011	8.57 801e -011	1.138e- 010	5.3319 6e-011	1.8760 8e-010	1.5680 6e-010	1.3002 5e-010	1.8678 8e-010	1.5775 e-010	1.3105 e-010
70°	8.76 289e -011	1.11 099e -010	4.672 96e- 011	8.83 65e- 011	1.1067 1e-010	5.2005 9e-011	1.8655 e-010	1.5117 7e-010	1.3190 4e-010	1.8642 3e-010	1.5151 5e-010	1.3269 2e-010
71°	8.73 736e -011	1.09 124e -010	4.652 31e- 011	8.97 169e -011	1.0855 1e-010	4.8242 7e-011	1.8626 e-010	1.4748 9e-010	1.3032 4e-010	1.8755 5e-010	1.4817 8e-010	1.2999 7e-010
72°	9.22 155e -011	1.08 581e -010	4.512 31e- 011	9.20 993e -011	1.0781 6e-010	4.8175 6e-011	1.8693 4e-010	1.4538 6e-010	1.3012 4e-010	1.8715 3e-010	1.4522 3e-010	1.3133 1e-010
73°	9.38 285e -011	1.07 448e -010	4.414 4e- 011	9.45 722e -011	1.0465 9e-010	4.6497 8e-011	1.8720 1e-010	1.4214 1e-010	1.3041 4e-010	1.8491 2e-010	1.4258 8e-010	1.3272 1e-010
74°	9.50 489e -011	1.02 167e -010	4.403 52e- 011	9.48 26e- 011	1.0178 7e-010	4.5294 3e-011	1.8696 4e-010	1.3946 9e-010	1.3300 6e-010	1.8415 6e-010	1.3973 1e-010	1.3353 8e-010
75°	9.71 964e -011	1.02 148e -010	4.316 67e- 011	9.83 572e -011	1.0053 9e-010	4.5661 9e-011	1.8407 5e-010	1.3697 e-010	1.3669 9e-010	1.8720 2e-010	1.3702 1e-010	1.3548 3e-010
76°	9.99 377e -011	9.94 036e -011	4.427 44e- 011	9.97 405e -011	9.8446 8e-011	4.6074 6e-011	1.8717 9e-010	1.3588 8e-010	1.3793 e-010	1.8650 4e-010	1.3594 5e-010	1.3806 8e-010
77°	1.02 097e	9.90 882e	4.389 3e-	1.01 501e	9.7677 8e-011	4.6212 1e-011	1.8661 9e-010	1.3428 1e-010	1.4123 8e-010	1.8642 e-010	1.3207 4e-010	1.3895 4e-010

	-010	-011	011	-010								
78°	1.04 339e -010	9.44 493e -011	4.435 46e- 011	1.04 156e -010	9.4843 4e-011	4.6871 5e-011	1.8672 1e-010	1.3234 2e-010	1.4160 2e-010	1.8625 6e-010	1.3320 4e-010	1.4357 5e-010
79°	1.05 579e -010	9.32 568e -011	4.624 54e- 011	1.07 046e -010	9.1852 2e-011	4.8022 2e-011	1.8680 8e-010	1.3196 7e-010	1.4775 6e-010	1.8717 1e-010	1.3142 8e-010	1.4657 6e-010
80°	1.06 386e -010	9.14 947e -011	4.749 36e- 011	1.07 795e -010	9.0004 5e-011	5.0118 6e-011	1.8592 6e-010	1.3045 8e-010	1.4839 4e-010	1.8620 3e-010	1.2999 2e-010	1.4875 6e-010
81°	1.09 597e -010	8.99 7e- 011	5.136 55e- 011	1.09 291e -010	8.8345 2e-011	5.2214 1e-011	1.8665 3e-010	1.3357 3e-010	1.5410 5e-010	1.8633 5e-010	1.3358 1e-010	1.5249 5e-010
82°	1.12 517e -010	8.93 989e -011	5.230 07e- 011	1.13 457e -010	8.6045 5e-011	5.3454 6e-011	1.8652 4e-010	1.3062 6e-010	1.5600 9e-010	1.8526 6e-010	1.3067 6e-010	1.5745 5e-010
83°	1.12 405e -010	8.45 943e -011	5.331 75e- 011	1.13 527e -010	8.3298 8e-011	5.5831 3e-011	1.8361 7e-010	1.3001 e-010	1.6099 5e-010	1.8552 3e-010	1.2913 8e-010	1.5950 6e-010
84°	1.16 396e -010	8.31 662e -011	5.469 42e- 011	1.16 801e -010	8.2246 3e-011	5.8153 3e-011	1.8698 4e-010	1.2917 3e-010	1.6460 1e-010	1.8636 6e-010	1.2868 8e-010	1.6352 e-010
85°	1.17 566e -010	8.08 895e -011	5.732 29e- 011	1.17 481e -010	7.9846 2e-011	6.1003 4e-011	1.8751 6e-010	1.3138 6e-010	1.6925 e-010	1.8642 1e-010	1.3065 e-010	1.6572 1e-010
86°	1.18 315e -010	8.00 98e- 011	5.898 78e- 011	1.19 282e -010	7.9081 9e-011	6.2158 2e-011	1.8545 4e-010	1.3100 5e-010	1.7034 3e-010	1.8527 2e-010	1.3028 9e-010	1.7061 e-010
87°	1.21 038e -010	7.72 906e -011	6.089 61e- 011	1.21 815e -010	7.5731 e-011	6.3927 9e-011	1.8517 2e-010	1.2947 5e-010	1.7465 5e-010	1.8647 8e-010	1.3022 5e-010	1.7372 7e-010
88°	1.21 233e -010	7.46 688e -011	6.309 89e- 011	1.21 775e -010	7.3452 9e-011	6.7537 8e-011	1.868e- 010	1.2987 5e-010	1.7686 8e-010	1.8404 6e-010	1.2944 e-010	1.7562 6e-010
89°	1.22 844e -010	7.30 751e -011	6.384 75e- 011	1.23 436e -010	7.1434 7e-011	6.8534 2e-011	1.8320 7e-010	1.2856 3e-010	1.7890 7e-010	1.8350 3e-010	1.2805 5e-010	1.7937 8e-010

Una volta determinata la matrice $[\mathbf{W}(\boldsymbol{\alpha})]$, i cui elementi sono a loro volta vettori di novanta elementi, è possibile determinare la matrice delle capacità $[\mathbf{C}(\boldsymbol{\alpha})]$. Nel prossimo paragrafo verrà illustrato il procedimento.

2.7 – Determinazione delle capacità $C^{SR}(\alpha)$ e $C^{SS}(\alpha)$

A partire dall'equazione (2.7) è possibile determinare le dodici capacità del modello di figura 2.2. A tal fine si seguirà il procedimento descritto nel paragrafo 2.3. La matrice $[K]$ viene implementata su Matlab; si procede anche ad impostare la costante $V^2/2 = 10000/2 = 5000$ e la si moltiplica per $[K]$, ottenendo una matrice $[K_1]$. Si esegue, sempre su Matlab, l'inverso di questa nuova matrice e si implementa l'equazione matriciale (2.8), in modo da determinare i valori delle capacità $C^{SR}(\alpha)$ e $C^{SS}(\alpha)$ in funzione della posizione angolare del rotore. Tali valori vengono riportati in tabella 2.7; (le colonne 1-6 fanno riferimento ai valori delle capacità C^{SR} , mentre le colonne 7-12 fanno riferimento ai valori delle capacità C^{SS}).

A partire dai valori della matrice $[C(\alpha)]$, tramite il programma Matlab si può facilmente ricavare il grafico che riporta l'andamento delle dodici capacità in funzione della posizione angolare del rotore α ; in figura 2.24 vengono riportati tali andamenti. Si nota che le capacità $C^{SR}(\alpha)$ sono, punto per punto, relativamente più elevate rispetto alle capacità $C^{SS}(\alpha)$. Si rileva inoltre che, per via della simmetria del micromotore preso in esame, le capacità presenti tra elettrodi statorici simmetricamente opposti e rotore sono in fase tra loro ed il loro valore è praticamente coincidente. Viene, altresì, conservato anche lo sfasamento geometrico delle capacità presenti nel modello (la C_2^{SR} , per esempio, è sfasata di 30° in ritardo rispetto alla C_1^{SR}). Da notare, infine, come i valori di tali capacità risultino particolarmente bassi, dell'ordine dei fF, ma ciò va in accordo con alcuni articoli prodotti da studiosi in diversi istituti di ambito internazionale [27-31].

Tabella 2.7 – Valori delle capacità $C^{SR}(\alpha)$ e $C^{SS}(\alpha)$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2.2218e-014	1.1817e-014	1.2166e-014	2.2749e-014	1.1765e-014	1.3045e-014	1.3e-015	8.3828e-016	9.2031e-016	1.0614e-015	9.9036e-016	1.1293e-015
2	2.2199e-014	1.1377e-014	1.2417e-014	2.3182e-014	1.1426e-014	1.3584e-014	1.078e-015	6.4246e-016	9.3357e-016	6.6689e-016	8.0805e-016	1.4893e-015
3	2.2445e-014	1.106e-014	1.2166e-014	2.236e-014	1.0654e-014	1.4368e-014	7.7673e-016	1.0476e-015	1.3045e-015	1.1879e-015	8.9294e-016	9.7516e-016
4	2.1678e-014	1.071e-014	1.2979e-014	2.2406e-014	1.0485e-014	1.4493e-014	9.3452e-016	9.927e-016	1.0907e-015	7.7405e-016	1.0186e-015	1.4291e-015
5	2.1372e-014	1.0274e-014	1.3159e-014	2.1869e-014	1.0033e-014	1.5165e-014	9.9684e-016	9.2288e-016	1.3632e-015	1.0932e-015	9.1425e-016	1.2893e-015
6	2.1018e-014	1.0141e-014	1.3963e-014	2.1921e-014	9.596e-015	1.558e-014	1.0164e-015	8.6482e-016	1.0552e-015	8.533e-016	1.0573e-015	1.4371e-015
7	2.0916e-014	9.4163e-015	1.4266e-014	2.1567e-014	9.3252e-015	1.5988e-014	9.1106e-016	8.9917e-016	1.1749e-015	8.8567e-016	8.5644e-016	1.5513e-015
8	1.9916e-014	8.8108e-015	1.4152e-014	2.0825e-014	8.2528e-015	1.6297e-014	1.3348e-015	8.7618e-016	1.3982e-015	1.2942e-015	1.3396e-015	1.6526e-015
9	2.0468e-014	8.9985e-015	1.5226e-014	2.067e-014	8.6589e-015	1.7502e-014	7.4012e-016	9.2786e-016	1.2539e-015	9.0405e-016	9.6678e-016	1.1712e-015
10	1.9784e-014	8.896e-015	1.5732e-014	1.9855e-014	8.0517e-015	1.7616e-014	8.168e-016	6.2065e-016	1.2667e-015	1.204e-015	1.1301e-015	1.3333e-015
11	1.9024e-014	8.3793e-015	1.5909e-014	1.987e-014	7.6917e-015	1.8115e-014	1.1488e-015	7.9186e-016	1.0878e-015	9.0478e-016	9.8608e-016	1.4056e-015
12	1.8617e-014	7.7974e-015	1.6253e-014	1.9346e-014	7.2479e-015	1.8531e-014	9.1027e-016	7.7645e-016	1.2342e-015	1.0342e-015	1.126e-015	1.272e-015
13	1.8496e-014	7.5329e-015	1.6212e-014	1.8789e-014	7.0071e-015	1.9242e-014	8.2397e-016	1.0124e-015	1.604e-015	1.0917e-015	1.1179e-015	1.3546e-015
14	1.8175e-014	7.8367e-015	1.7575e-014	1.8576e-014	7.3014e-015	1.956e-014	7.7916e-016	5.7765e-016	1.0193e-015	8.5762e-016	1.0496e-015	1.4811e-015
15	1.8004e-014	7.7164e-015	1.7789e-014	1.8122e-014	7.1047e-015	2.0249e-014	6.9935e-016	5.2666e-016	1.28e-015	1.0812e-015	8.9767e-016	1.1738e-015
16	1.7223e-014	7.6348e-015	1.7971e-014	1.7724e-014	6.9549e-015	2.0392e-014	6.4204e-016	6.8806e-016	1.2752e-015	9.1062e-016	1.2345e-015	1.562e-015
17	1.7107e-014	7.5342e-015	1.813e-014	1.6976e-014	6.8974e-015	2.1087e-014	7.4208e-016	5.8168e-016	1.4989e-015	1.253e-015	1.0426e-015	1.3231e-015
18	1.6761e-014	7.4343e-015	1.8804e-014	1.6819e-014	7.3626e-015	2.1573e-014	5.9351e-016	6.954e-016	1.3247e-015	7.4806e-016	1.1344e-015	1.4262e-015
19	1.6452e-014	7.0366e-015	1.9277e-014	1.6402e-014	7.5824e-015	2.2129e-014	5.6315e-016	6.3559e-016	1.3258e-015	9.5655e-016	9.7538e-016	1.367e-015
20	1.5557e-014	8.1485e-015	1.9619e-014	1.6089e-014	7.4552e-015	2.2647e-014	5.251e-016	6.43e-016	1.2394e-015	9.2062e-016	1.2146e-015	1.3946e-015
21	1.587e-014	8.8419e-015	2.0517e-014	1.6048e-014	8.0517e-015	2.3512e-014	3.7268e-016	6.2781e-016	1.1405e-015	8.38e-016	7.4574e-016	1.0162e-015
22	1.4859e-014	7.7746e-015	2.0014e-014	1.5118e-014	8.095e-015	2.3289e-014	6.8384e-016	8.1403e-016	1.6258e-015	1.1428e-015	1.2964e-015	1.5854e-015
23	1.4818e-014	9.5012e-015	2.127e-014	1.4785e-014	8.8228e-015	2.4138e-014	4.97e-016	4.8636e-016	1.1609e-015	1.0132e-015	1.0591e-015	1.2444e-015
24	1.4573e-014	9.8141e-015	2.1321e-014	1.441e-014	9.0036e-015	2.4484e-014	2.3987e-016	6.2515e-016	1.2661e-015	9.6352e-016	1.0576e-015	1.264e-015
25	1.3849e-014	9.7416e-015	2.168e-014	1.4258e-014	9.7646e-015	2.4813e-014	6.844e-016	5.5425e-016	1.1842e-015	8.1032e-016	9.2303e-016	1.2546e-015
26	1.348e-014	1.0433e-014	2.1776e-014	1.3781e-014	9.7887e-015	2.4951e-014	4.8596e-016	5.8867e-016	1.2613e-015	1.0077e-015	1.2266e-015	1.3558e-015
27	1.3341e-014	1.059e-014	2.2275e-014	1.3459e-014	1.0291e-014	2.5574e-014	6.1777e-016	6.8537e-016	1.1767e-015	8.5952e-016	1.1181e-015	1.2911e-015
28	1.3256e-014	1.0869e-014	2.2504e-014	1.287e-014	1.0948e-014	2.5686e-014	7.3065e-016	6.4195e-016	1.1805e-015	9.2497e-016	8.8968e-016	1.2632e-015
29	1.2678e-014	1.1142e-014	2.2456e-014	1.2483e-014	1.1083e-014	2.5765e-014	6.4838e-016	7.8323e-016	1.1799e-015	9.3593e-016	8.6573e-016	9.8185e-016
30	1.3503e-014	1.1572e-014	2.276e-014	1.2095e-014	1.2958e-014	2.5306e-014	7.8175e-016	6.8745e-016	1.0703e-015	9.8664e-016	1.5729e-015	3.684e-016
31	1.33649e-014	1.2248e-014	2.2723e-014	1.1627e-014	1.3401e-014	2.5656e-014	4.021e-016	6.9863e-016	1.2851e-015	1.1233e-015	-5.1879e-016	-2.5473e-016
32	1.2647e-014	1.2618e-014	2.2631e-014	1.1274e-014	1.3897e-014	2.5317e-014	4.6658e-016	8.5454e-016	9.5574e-016	8.401e-016	-4.4414e-016	-1.5916e-016
33	1.2038e-014	1.3144e-014	2.2945e-014	1.1394e-014	1.3941e-014	2.5158e-014	5.0049e-016	5.3167e-016	6.2526e-016	9.0537e-016	-1.6999e-016	-1.2778e-016
34	1.1699e-014	1.2988e-014	2.1665e-014	1.0577e-014	1.4366e-014	2.4752e-014	6.9028e-016	9.0571e-016	1.1631e-015	9.6313e-016	-0.2024e-016	-1.9283e-016
35	1.1727e-014	1.3875e-014	2.1664e-014	1.0445e-014	1.5301e-014	2.4663e-014	4.6055e-016	7.1216e-016	8.6721e-016	8.2729e-016	-3.4712e-016	-4.2811e-016
36	1.1515e-014	1.4181e-014	2.1365e-014	1.002e-014	1.5449e-014	2.4056e-014	4.5035e-016	9.2221e-016	1.0154e-015	9.6571e-016	-3.8051e-016	-2.9996e-016
37	1.0802e-014	1.4477e-014	2.1402e-014	9.4433e-015	1.6046e-014	2.3566e-014	5.4526e-016	9.4419e-016	8.8291e-016	9.2324e-016	-4.7597e-016	-3.903e-016
38	1.0447e-014	1.4903e-014	2.0477e-014	9.2048e-015	1.579e-014	2.3176e-014	5.612e-016	7.7017e-016	8.2944e-016	1.0333e-016	-1.5075e-016	-4.1737e-016
39	1.0287e-014	1.5359e-014	2.0507e-014	9.15e-015	1.67e-014	2.2708e-014	5.449e-016	6.6437e-016	6.5166e-016	8.447e-016	-2.9116e-016	-4.5377e-016
40	9.9453e-015	1.5985e-014	1.9955e-014	8.8661e-015	1.7243e-014	2.2139e-014	3.3877e-016	8.4548e-016	6.7432e-016	7.4819e-016	-2.4523e-016	-1.4011e-016
41	9.3506e-015	1.6321e-014	1.9196e-014	7.9827e-015	1.7029e-014	2.1945e-014	3.7565e-016	1.0391e-015	1.1367e-015	1.127e-015	-1.5065e-016	-2.9139e-016
42	9.2861e-015	1.6704e-014	1.9476e-014	8.2487e-015	1.7603e-014	2.2555e-014	4.4351e-016	7.1681e-016	4.0883e-016	8.4729e-016	5.66e-016	-3.4728e-016
43	8.9548e-015	1.7242e-014	1.8929e-014	7.9552e-015	1.8197e-014	2.0922e-014	5.4267e-016	5.8615e-016	6.0467e-016	9.0269e-016	-2.1218e-016	-3.3198e-016
44	8.7175e-015	1.7446e-014	1.834e-014	7.5203e-015	1.8474e-014	2.0585e-014	5.8948e-016	8.4671e-016	6.9145e-016	8.9625e-016	-1.55e-017	-4.8908e-016
45	9.0502e-015	1.7995e-014	1.8368e-014	7.4782e-015	1.8945e-014	2.0025e-014	2.9597e-016	7.1559e-016	6.2096e-016	8.1722e-016	5.283e-017	-3.3755e-016
46	8.6666e-015	1.807e-014	1.7797e-014	7.4924e-015	1.9406e-014	1.9524e-014	5.6785e-016	9.9887e-016	6.8152e-016	7.195e-016	3.323e-017	-1.9152e-016
47	8.6845e-015	1.8623e-014	1.7123e-014	7.575e-015	1.9421e-014	1.9042e-014	4.3778e-016	8.6625e-016	6.3662e-016	7.864e-016	1.5823e-016	-2.2242e-016
48	8.8644e-015	1.9087e-014	1.7212e-014	7.9793e-015	2.0179e-014	1.8499e-014	4.7734e-016	7.1312e-016	3.8299e-016	5.6607e-016	1.7417e-016	-2.5309e-016
49	9.4302e-015	1.9574e-014	1.6423e-014	7.8523e-015	2.062e-014	1.8294e-014	3.4477e-016	9.1337e-016	6.5249e-016	7.542e-016	1.9045e-016	-4.5958e-016
50	9.2725e-015	1.9769e-014	1.6072e-014	8.0986e-015	2.0787e-014	1.7988e-014	6.1212e-016	1.055e-015	6.048e-016	6.4903e-016	2.6078e-016	-4.672e-016
51	9.6116e-015	2.0118e-014	1.6119e-014	8.6829e-015	2.1274e-014	1.6929e-014	5.6276e-016	8.7451e-016	2.7381e-016	5.357e-016	2.6817e-016	-4.147e-017
52	1.0075e-014	2.0741e-014	1.5461e-014	9.0662e-015	2.1728e-014	1.6483e-014	4.7734e-016	6.6185e-016	5.0258e-016	7.0753e-016	1.9404e-016	-1.5712e-016
53	1.0407e-014	2.1038e-014	1.4855e-014	9.3754e-015	2.1661e-014	1.6321e-014	6.6055e-016	1.0047e-015	4.8904e-016	6.9206e-016	3.7607e-016	-3.9768e-016
54	1.0797e-014	2.1314e-014	1.4435e-014	9.4879e-015	2.2015e-014	1.5933e-014	5.127e-016	8.785e-016	7.1803e-016	8.1653e-016	4.8321e-016	-3.8679e-016
55	1.0827e-014	2.1777e-014	1.3871e-014	9.7142e-015	2.2189e-014	1.5025e-014	7.1889e-016	8.341e-016	7.5413e-016	1.0765e-015	4.8713e-016	1.3592e-016
56	1.124e-014	2.2048e-014	1.3554e-014	1.0559e-014	2.2509e-014	1.468e-014	6.7651e-016	8.6091e-016	5.0562e-016	8.1641e-016	5.4839e-016	1.3693e-016
57	1.1662e-014	2.2508e-014	1.3359e-014	1.0772e-014	2.2836e-014	1.4319e-014	6.1842e-016	6.8904e-016	5.377e-016	9.1206e-016	5.9979e-016	8.5297e-016
58	1.1865e-014	2.2704e-014	1.2681e-014	1.0668e-014	2.2758e-014	1.3621e-014	7.4685e-016	8.3561e-016	7.4983e-016	1.2464e-015	9.4951e-016	-2.8674e-016
59	1.2275e-014	2.2628e-014	1.2459e-014	1.1375e-014	2.3321e-014	1.3622e-014	7.7528e-016	9.4644e-016	6.4285e-016	8.1151e-016	5.3655e-016	-1.5627e-016
60	1.2267e-014	2.2804e-014	1.1913e-014	1.157e-014	2.2945e-014	1.2854e-014	9.9222e-016	8.5118e-016	6.7842e-016	1.1071e-015	7.2657e-016	2.2258e-016
61	1.283e											

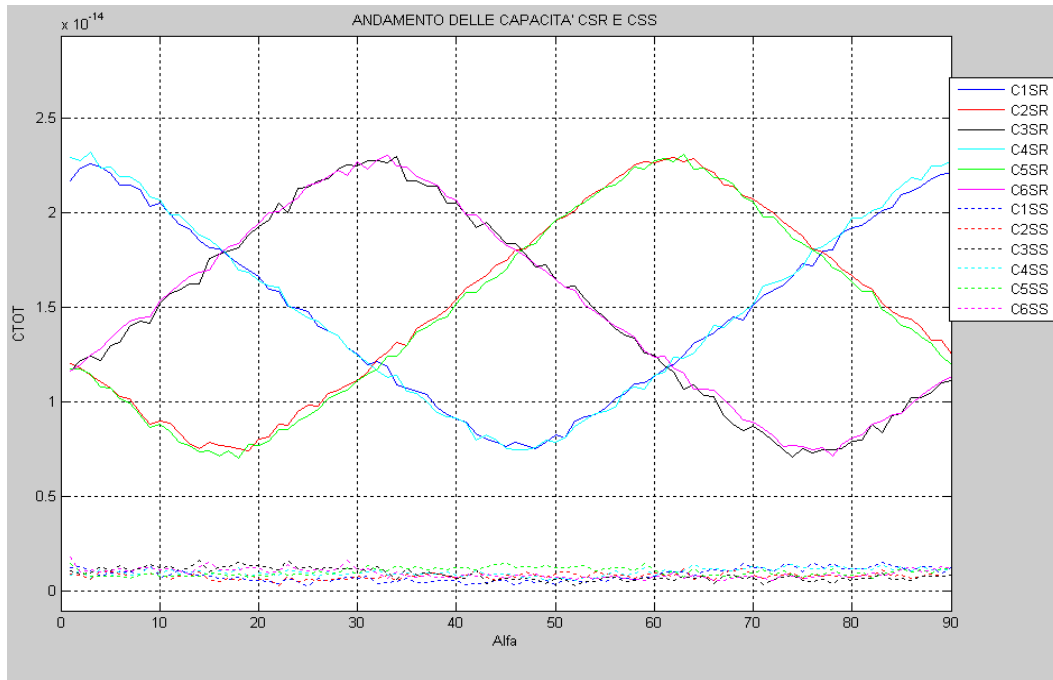


Figura 2.24: Andamento delle capacità $C^{SR}(\alpha)$ e $C^{SS}(\alpha)$.

2.8 – Determinazione della coppia $T(\alpha)$

Per il principio dei lavori virtuali la coppia $T(\alpha)$ generata da un micromotore elettrostatico può essere espressa come la derivata dell'energia $W(\alpha)$ rispetto alla posizione angolare α del rotore:

$$T = \frac{\partial W(\alpha)}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C(\alpha)}{\partial \alpha} \quad (2.9)$$

Sulla base dei risultati ottenuti nei precedenti paragrafi e prendendo a riferimento l'equazione (2.9), è possibile determinare l'andamento della coppia $T(\alpha)$ in funzione della posizione angolare α per qualunque sequenza di alimentazione del micromotore.

Si prendano a riferimento le medesime condizioni della simulazione A_1 ; a partire dall'andamento dell'energia immagazzinata $W_1(\alpha)$ e dall'equazione (2.9), quindi, si è ricavato l'andamento della coppia $T_1(\alpha)$, che viene mostrato in figura 2.25. L'ordine

di grandezza di tale coppia è dei μNm , che va in accordo con i valori di coppia presenti in bibliografia [27].

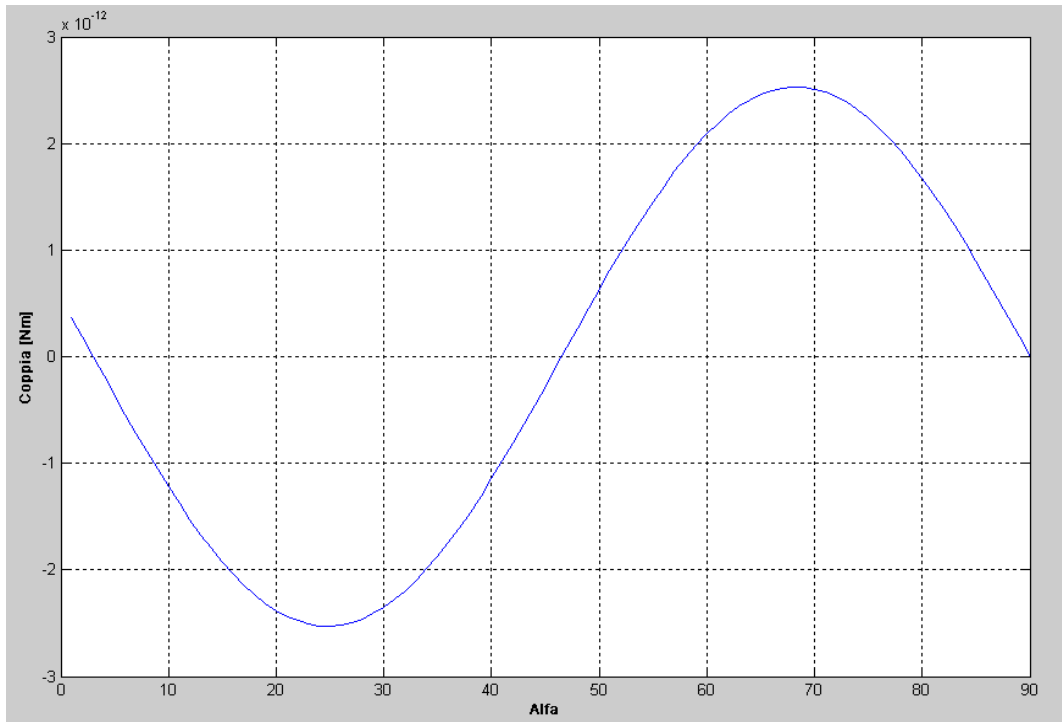


Figura 2.25: Andamento della coppia elettrostatica $T_1(\alpha)$.

Con riferimento alle condizioni delle simulazioni A_2 , A_3 , A_4 , A_5 e A_6 si procede, rispettivamente, alla determinazione degli andamenti delle coppie $T_2(\alpha)$, $T_3(\alpha)$, $T_4(\alpha)$, $T_5(\alpha)$ e $T_6(\alpha)$, che vengono mostrati in figura 2.26:

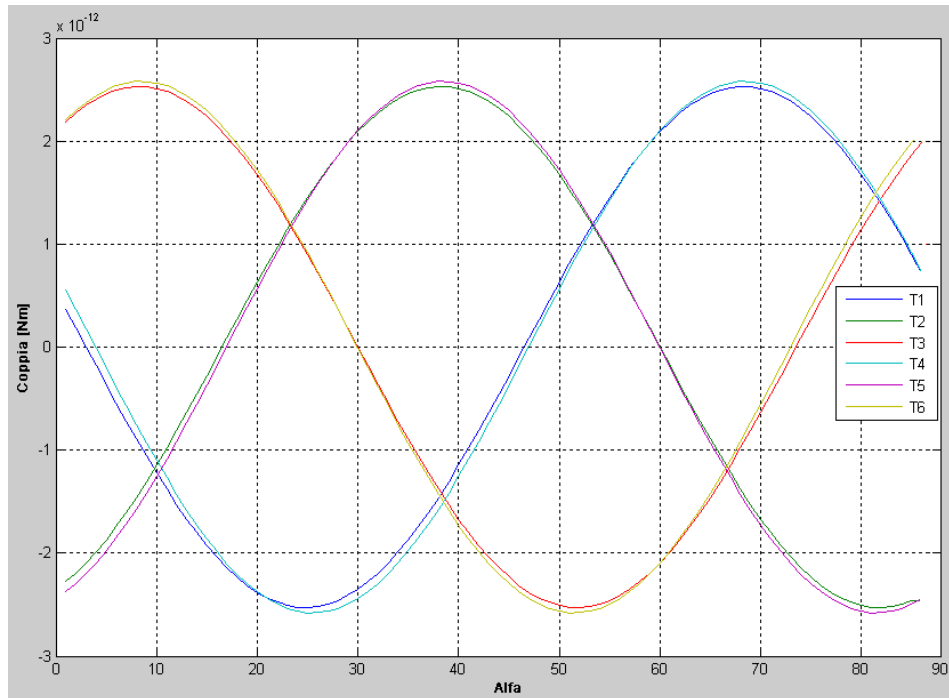


Figura 2.26: Andamento delle coppie $T_1(\alpha)$, $T_2(\alpha)$, $T_3(\alpha)$, $T_4(\alpha)$, $T_5(\alpha)$ e $T_6(\alpha)$.

2.9 – Conclusioni

E' stato realizzato il modello di un micromotore elettrostatico a capacità variabile, partendo dal progetto realizzato sul programma Autocad e importandolo nel programma FEMM. Ciò ha permesso di effettuare l'analisi agli elementi finiti del modello e ricavare l'andamento delle capacità e della coppia in funzione della posizione angolare del rotore.

I risultati ottenuti dalle simulazioni precedentemente descritte hanno trovato riscontro in diversi articoli inerenti a questo tipo di ricerca. Ciò significa che la simulazione del modello tramite il programma FEMM, la determinazione dell'energia immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore per ciascuna tipologia di alimentazione e la successiva determinazione delle capacità del modello tramite MATLAB è avvenuta in accordo con le altre ricerche di ambito internazionale. Il modello del micromotore, pertanto, è stato validato con successo.

CAPITOLO III

UN MICROSENSORE PIEZOELETTRICO ED IL SUO SISTEMA DI ALIMENTAZIONE PER IL RILEVAMENTO E LA RIMOZIONE DI BIOFILM SULLA SUA SUPERFICIE

3.1– Introduzione

Durante il periodo di studio presso il laboratorio MSAL (*MEMS Sensors and Actuators Laboratory*) dell'Università di College Park, Maryland, si è preso parte alla progettazione, simulazione, microfabbricazione di un microsensore piezoelettrico e del suo sistema di alimentazione. In particolare, il primo periodo della permanenza è servito per conoscere il progetto in questione ed il suo stato d'avanzamento. Successivamente è stata svolta una breve, ma intensa ricerca bibliografica dedicata alla conoscenza dello stato dell'arte sull'argomento che verrà trattato nei seguenti paragrafi. In seguito è stato progettato e microfabbricato uno dei componenti del sistema di alimentazione del sensore SAW.

3.2 - Principio di funzionamento del microsensore SAW

In figura 3.1 viene mostrata una rappresentazione schematica del microsensore in esame, denominato sensore SAW (acronimo di *Surface Acoustic Wave*). Quest'ultimo è costituito da uno strato di materiale piezoelettrico (ossido di zinco), il quale è stato depositato al di sopra di un substrato di silicio, che funge da supporto meccanico. Tra i due strati è presente, inoltre, un film di materiale isolante (ossido di silicio), che consente di isolare elettricamente il substrato dagli altri componenti del dispositivo. Al di sopra dello strato di materiale piezoelettrico sono presenti due trasduttori interdigitali (IDT, *interdigitated transducers*). Un IDT è generalmente costituito da una coppia di elettrodi A-B di alluminio, ciascuno dei quali presenta una forma a

pettine; tali elettrodi sono interconnessi tra loro in modo da formare una struttura a cerniera, così come mostrato in figura 3.2.

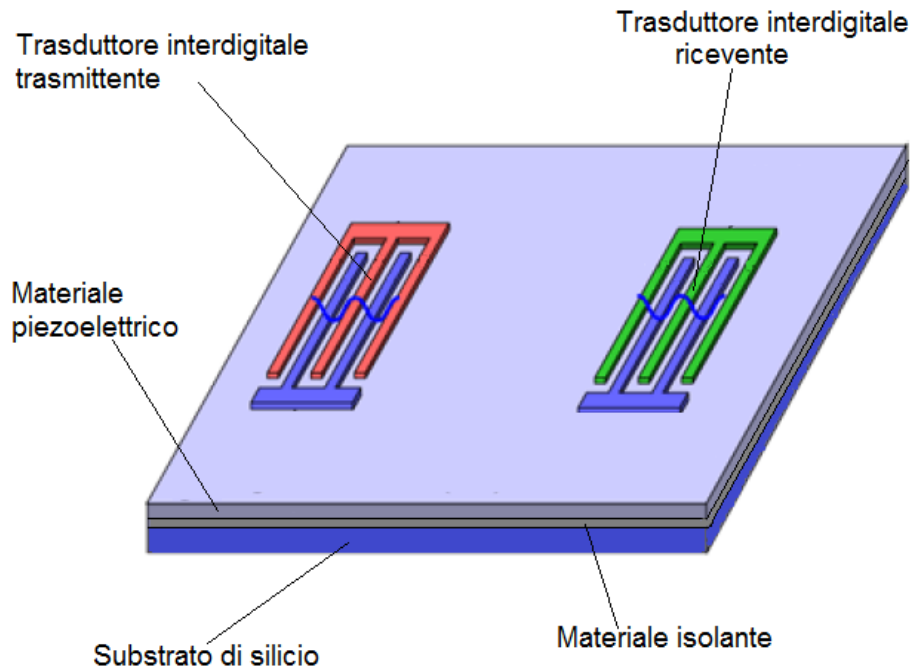


Figura 3.1: Rappresentazione schematica dei componenti strutturali del sensore SAW.

Applicando una tensione alternata tra i due elettrodi, il materiale piezoelettrico tra essi compreso sarà soggetto ad una deformazione elastica; e ciò, per via dell'effetto piezoelettrico inverso. Dalla stessa figura 3.2 si può notare che, quando la parte di superficie del materiale piezoelettrico compresa tra la colonna 1 dell'elettrodo A e la colonna 1' dell'elettrodo B è soggetta ad una tensione con una certa polarità, la parte di superficie limitrofa (ovvero quella compresa tra la colonna 1' dell'elettrodo B e la colonna 2 dell'elettrodo A) sarà soggetta ad una tensione che presenterà ugual modulo, ma polarità opposta. Pertanto, durante il medesimo semiperiodo dell'onda di sollecitazione, la prima zona di materiale piezoelettrico si deforma in un verso, mentre la zona limitrofa si deforma nel verso opposto. Ne consegue che il materiale piezoelettrico viene sottoposto ad un'onda di deformazione, comunemente chiamata onda acustica di superficie (da cui prende il nome il microsensore), che viene rappresentata schematicamente dalla curva rossa della stessa figura. Da questa si può dedurre, inoltre, che la lunghezza d'onda λ di tale onda acustica superficiale dipende dalla distanza d tra le colonne degli elettrodi dell'IDT. Al variare, pertanto, della

geometria del trasduttore interdigitale varierà anche la lunghezza λ dell'onda da esso generata.

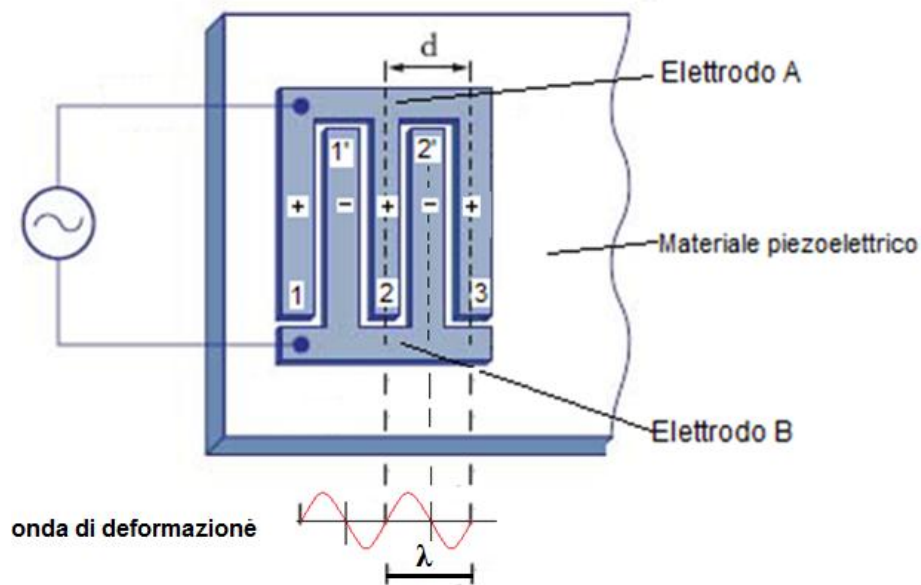


Figura 3.2: Rappresentazione schematica dell'IDT e del suo principio di funzionamento.

La figura 3.3 mostra una rappresentazione schematica tridimensionale di ciò che si verifica sulla superficie dello strato di materiale piezoelettrico durante la sollecitazione in tensione. Si osserva che, quando un settore del materiale piezoelettrico è sottoposto ad uno stato di trazione, il settore limitrofo sarà sottoposto ad uno stato di compressione; tali stati generano uno scorrimento tra le fibre del materiale, così come mostrato dalle frecce di colore nero nella stessa figura. Si può notare come la direzione di propagazione dell'onda (indicata con la freccia di colore rosso) risulti ortogonale rispetto allo scorrimento tra le fibre del materiale piezoelettrico (indicato con le frecce di colore nero). Tali onde superficiali vengono anche chiamate onde di Love, note anche nel campo della sismologia.

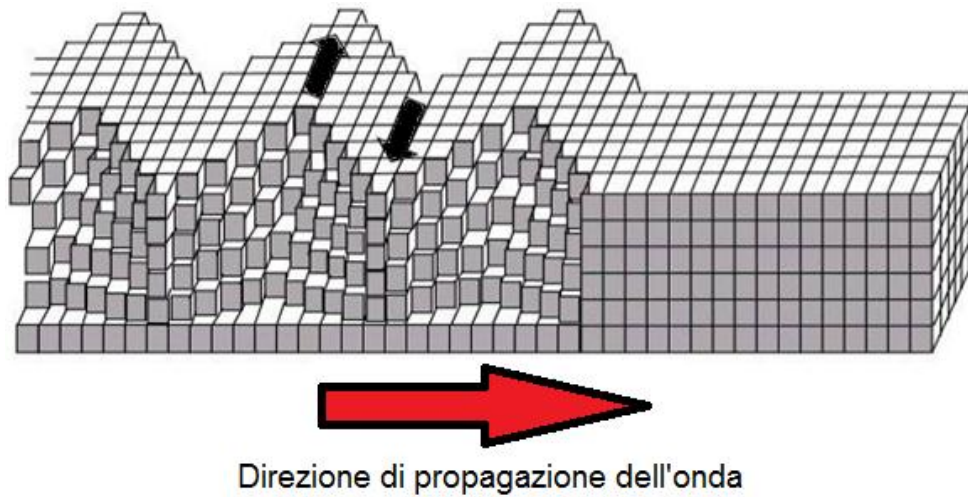


Figura 3.3: Schematizzazione tridimensionale dell'onda di deformazione.

Sulla base della teoria delle onde superficiali e prendendo a riferimento la figura 3.4, che mostra schematicamente il principio di funzionamento del sensore SAW, si può notare come l'onda acustica di superficie generata dall'IDT trasmittente si propaghi lungo tutta la superficie del materiale piezoelettrico; non appena tale onda raggiunge ed investe l'IDT ricevente, per via dell'effetto piezoelettrico diretto verrà generata una tensione ai capi degli elettrodi dello stesso trasduttore, che potrà essere misurata e visualizzata connettendo elettricamente un oscilloscopio all'IDT ricevente.

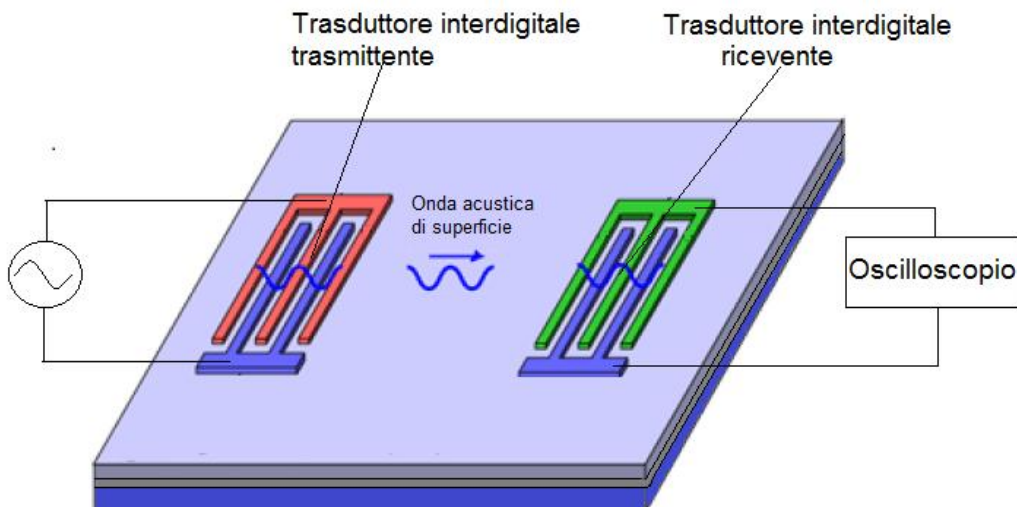


Figura 3.4: Principio di funzionamento del sensore SAW.

La velocità di propagazione v dell'onda acustica di superficie può essere espressa dalla seguente equazione:

$$v = \sqrt{\frac{C}{\rho}} \quad (3.1)$$

dove C è il modulo di elasticità del materiale attraversato dall'onda acustica misurato in Pa e ρ è la densità del materiale che l'onda incontra durante il suo percorso misurata in kg/m^3 .

La frequenza f dell'onda può essere espressa come il rapporto tra la velocità di propagazione v e la lunghezza d'onda λ :

$$f = v/\lambda \quad (3.2)$$

Pertanto, dimensionando opportunamente il trasduttore interdigitale trasmittente (tramite il quale è possibile, come sopra segnalato, scegliere la lunghezza λ dell'onda acustica che sarà generata) si può progettare un sensore SAW che abbia una specifica frequenza di funzionamento. In particolare, il prototipo di sensore SAW microfabbricato presso il laboratorio MSAL è stato progettato in modo da generare un'onda con una frequenza pari a 400 MHz. Nel caso in cui la parte di superficie del sensore compresa tra i due IDT dovesse essere sede di accumulo di particelle di polvere (in generale di biofilm), dalla (3.1) si deduce che, per la modifica del valore di ρ , l'onda di superficie presenterà una diversa velocità di propagazione rispetto a quella che avrebbe in assenza di tale accumulo. Pertanto, al variare del mezzo compreso tra gli IDT, l'onda visualizzata dall'oscilloscopio presenta una variazione di frequenza (ovvero la frequenza dell'onda registrata dall'oscilloscopio in assenza di materiale sulla superficie del sensore è diversa dalla frequenza dell'onda in presenza di materiale sulla superficie stessa) proporzionale alla densità del materiale presente sulla superficie del dispositivo. Ciò significa che, nota a priori la frequenza dell'onda acustica generata dall'IDT trasmittente, risulta sufficiente misurare la frequenza dell'onda in corrispondenza dell'IDT ricevente per poter stabilire la presenza di materiale depositatosi sulla superficie del sensore.

3.3 - Il sistema di alimentazione

Si prenda a riferimento la figura 3.5, che mostra una rappresentazione schematica del sensore SAW e del suo sistema di alimentazione. Quest'ultimo è composto da un microavvolgimento integrato nel sensore (che verrà denominato interno), di materiale conduttore (oro) e connesso elettricamente al trasduttore interdigitale, e da un microavvolgimento non integrato nel sensore (che verrà denominato esterno), anch'esso di materiale conduttore. Applicando una tensione alternata ai capi del microavvolgimento esterno, la corrente circolante su di esso genera un campo di induzione magnetica variabile nel tempo, il cui flusso (anch'esso variabile nel tempo) investirà il microavvolgimento interno, che, per la legge di Faraday-Neumann-Lenz, sarà sede di forza elettromotrice indotta. Poiché i terminali del microavvolgimento interno sono elettricamente connessi con i due settori dell'IDT, quest'ultimo sarà alimentato dalla stessa forza elettromotrice indotta. Tramite l'utilizzo del campo elettromagnetico è possibile, quindi, creare un sistema di trasmissione di energia elettrica di tipo *wireless*. Un sistema siffatto è congeniale soprattutto per applicazioni in campo medicale, in quanto il dispositivo risulterebbe impiantato nel corpo umano, ma l'alimentazione potrebbe essere fornita dall'esterno, evitando, quindi, l'utilizzo di microbatterie integrate al sensore, che, contenendo soluzioni acide al loro interno, sarebbero estremamente pericolose per la salute del paziente.

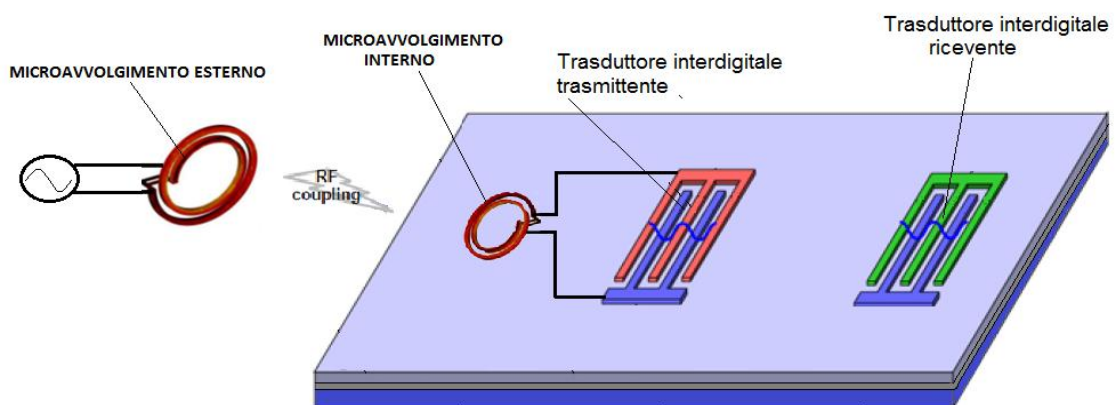


Figura 3.5: Rappresentazione schematica del sensore SAW e del sistema di alimentazione.

3.4 - L'applicazione innovativa

Il biofilm è un'aggregazione di microrganismi che aderiscono ad una superficie e che rilasciano una matrice adesiva e protettiva, così da poter sopravvivere in ambienti ostili. La formazione di un biofilm inizia con l'ancoraggio di microrganismi fluttuanti in un liquido ad una superficie. I primi "coloni" aderiscono alla superficie inizialmente attraverso deboli e reversibili forze di *Van der Waals* e facilitano la successiva adesione di altre cellule, che iniziano pertanto a costruire la matrice che permette l'integrità del biofilm. Una volta che la colonizzazione ha avuto inizio, esso cresce tramite integrazione di batteri esterni, anche di altre specie. I biofilms batterici si sviluppano generalmente in dispositivi medici e sono estremamente resistenti e poco vulnerabili dall'azione di antibiotici (a differenza dei microrganismi fluttuanti che non aderiscono alle superfici). Tali biofilms possono provocare pericolose infezioni senza far avvertire sintomi al paziente, in quanto la loro velocità di accumulo sulla superficie risulta estremamente lenta. Occorre, pertanto, concepire un dispositivo capace non solo di rilevare l'accumulo di tale biofilm, ma anche di poterlo rimuovere.

Negli ultimi due anni, in collaborazione con il Dipartimento di Bioingegneria dell'Università di College Park, Maryland, il gruppo MSAL della stessa Università ha svolto numerose ricerche sperimentali consistenti nella realizzazione di un ambiente favorevole alla deposizione di biofilm sulla superficie del sensore SAW. Durante tali esperimenti si è osservato che, non appena la superficie del sensore diveniva sede di accumulo di biofilm, l'onda di superficie presentava una diversa velocità di propagazione rispetto a quella che avrebbe avuto in assenza di accumulo superficiale. Pertanto, l'onda visualizzata dall'oscilloscopio presentava una diversa frequenza rispetto a quella che avrebbe avuto in assenza di biofilm; tale differenza di frequenza risulta proporzionale all'accumulo di biofilm sulla superficie del dispositivo.

Sempre in collaborazione con il *Bioengineering Department* è stato dimostrato sperimentalmente che, dopo aver fatto crescere uno specifico strato di biofilm sulla superficie del sensore SAW, generando un'onda acustica di superficie ad una frequenza pari a 10 MHz, lo strato di biofilm presente sulla superficie del sensore si riduceva del 40%; l'applicazione, invece, di onde a frequenza diversa da 10 MHz

determinava una riduzione dello strato di biofilm alquanto inferiore al 40%. È stato dimostrato, infine, che la sovrapposizione di un campo magnetico prodotto da una corrente continua (ovvero un campo magnetico costante) ad un campo magnetico alternato a frequenza di 10 MHz può ridurre lo strato di biofilm di un ulteriore 30%.

La protesi del ginocchio è un'articolazione artificiale realizzata in leghe metalliche e materiali plastici, che sostituisce il ginocchio ammalato completamente (protesi totale) o parzialmente (protesi monocompartimentale). Un esempio di protesi di ginocchio viene mostrato schematicamente in figura 3.6. Essa è costituita da una componente tibiale e da una componente femorale, che vengono fissate all'osso attraverso l'impiego di cemento acrilico. Sulla componente tibiale viene assemblato un inserto in polietilene, fisso oppure rotante a seconda del modello protesico. Il principale problema in questo tipo di protesi interna (così come per la protesi dell'anca) è il possibile accumulo di biofilm sulla sua superficie, che può comportare infezioni talmente gravi da dover ricorrere a operazioni chirurgiche per sostituire la protesi. Una soluzione a questo problema può essere quella di integrare nella protesi uno o più sensori SAW (già dotati di microavvolgimento interno), così come mostrato nella stessa figura 3.6. In questo modo, con la semplice applicazione di un campo magnetico dall'esterno del corpo umano tramite l'alimentazione del microavvolgimento esterno, risulterebbe estremamente rapido e indolore sia rilevare la presenza di biofilm sulla superficie della protesi, sia rimuoverne una quantità relativamente elevata; una più completa rimozione può essere favorita per via farmacologica attraverso il ricorso a dosi giornaliere di gentamicina. Questo metodo, chiamato effetto bioelettrico (*bioelectric effect*), pertanto, ridurrebbe notevolmente i costi d'intervento, lo stress psico-fisico del medico e i tempi di riabilitazione del paziente praticamente azzerati.

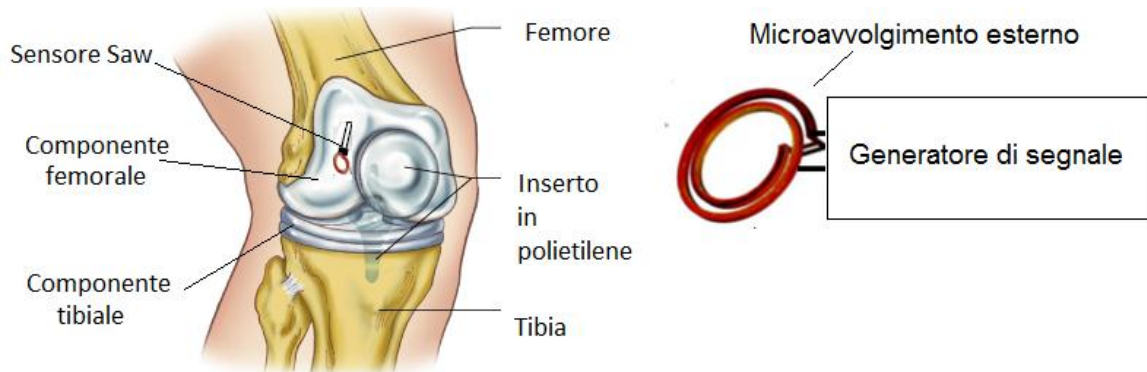


Figura 3.6 – Rappresentazione schematica di un sensore SAW integrato in una protesi artificiale di ginocchio.

3.5 - Caratterizzazione del sistema di alimentazione del sensore SAW

Uno degli obiettivi del progetto è quello di dimensionare, microfabbricare e validare sperimentalmente il sistema di alimentazione del sensore SAW. Come descritto nei precedenti paragrafi, tale sistema è costituito da un microavvolgimento esterno e da un microavvolgimento integrato nel sensore. Bisogna, tuttavia, evidenziare il fatto che il microavvolgimento interno presenta dei limiti nelle sue dimensioni, che devono essere relativamente piccole e compatibili sia con le dimensioni del sensore SAW, sia con la regione di spazio disponibile per l'integrazione nella protesi. Di contro, l'avvolgimento esterno non presenta alcun limite dimensionale, in quanto non deve essere integrato né al sensore, né alla protesi. E' possibile, pertanto, scegliere come avvolgimento esterno un filo di materiale conduttore (rame) avvolto attorno ad un nucleo di materiale ferromagnetico, le cui dimensioni complessive possono variare da qualche centimetro ad alcune decine di centimetri.

In bibliografia sono presenti numerose tipologie di avvolgimento, i cui parametri geometrici presentano dimensioni micrometriche [44-48]; due possibili geometrie vengono mostrate nelle immagini SEM (*Scanning Electron Microscope*, ovvero immagini rilevate tramite un microscopio elettronico a scansione) di figura 3.7. Come si può notare, entrambi i microavvolgimenti presentano una struttura geometrica piana; ciò è giustificato dal fatto che la microfabbricazione di

avvolgimenti a struttura tridimensionale risulterebbe estremamente difficoltosa e costosa.

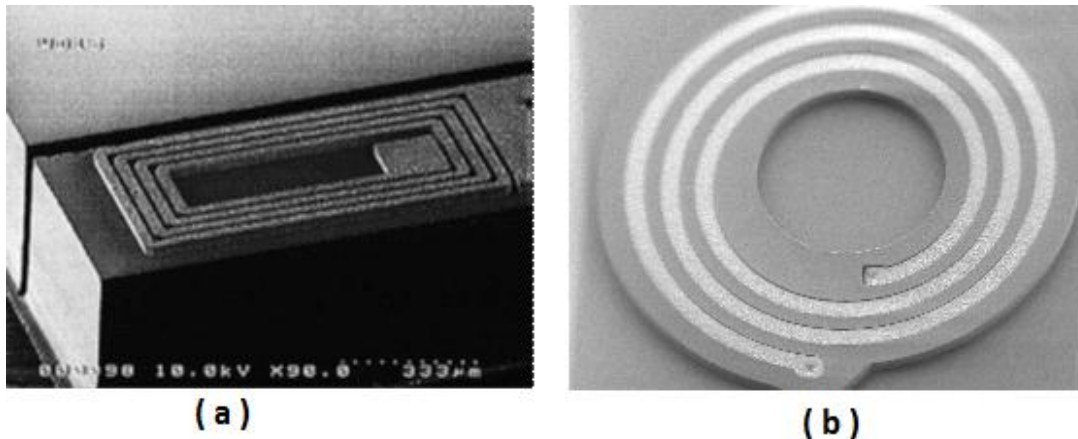


Figura 3.7 – Immagini SEM di microavvolgimenti piani: a) a geometria rettangolare; b) a geometria circolare.

Tra le possibili geometrie trattate in letteratura (circolare, rettangolare, pentagonale, ottagonale) si è scelto di progettare un microavvolgimento piano a geometria quadrata, come quella mostrata schematicamente in figura 3.8; questo, perché il processo di microfabbricazione del componente stesso risulta notevolmente semplificato (rispetto alle fabbricazione di altre geometrie). L'ampiezza w di ciascuna spira, l'interspazio s tra 2 spire successive, il numero di spire N , il diametro interno d_{in} e il diametro esterno d_{out} rappresentano, insieme alla lunghezza complessiva l del conduttore e allo spessore τ di ciascuna spira, i parametri geometrici che caratterizzano il microavvolgimento.

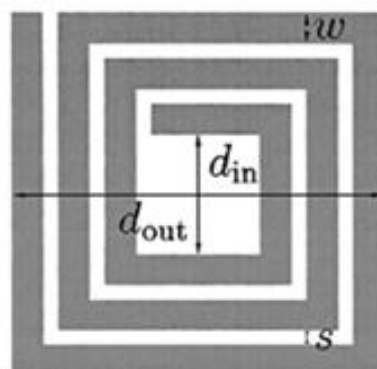


Figura 3.8 – Schematizzazione di un microavvolgimento piano a geometria quadrata.

Tenuto conto del fatto che la frequenza di risonanza è data da:

$$f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

sarà possibile dimensionare il microavvolgimento interno in modo tale che esso presenti una ben specifica frequenza di risonanza.

Per la tipologia di microavvolgimento in esame vale la seguente equazione:

$$L = K_1 \mu_{air} \frac{N^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (3.5)$$

dove

- L è l'induttanza dell'avvolgimento;
- μ_{air} è la permeabilità magnetica dell'aria;
- N è il numero di spire del microavvolgimento;
- d_{avg} e ρ sono dati dalle seguenti equazioni:

$$d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in}) \quad (3.6)$$

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (3.7)$$

- d_{out} e d_{in} sono le lunghezze mostrate in figura 3.8;
- K_1 e K_2 sono coefficienti adimensionali dipendenti dalla struttura geometrica del microavvolgimento; per il caso in esame si ha:

$$K_1 = 2,34 \quad e \quad K_2 = 2,75$$

La capacità parassita è, inoltre, data dalla seguente equazione:

$$C = \varepsilon \frac{l\tau}{s} \quad (3.8)$$

dove ε è la costante dielettrica dell'aria, l è la lunghezza complessiva del microavvolgimento, τ è lo spessore di ciascuna spira ed s è l'interspazio d'aria presente tra due spire successive.

Dalle equazioni (3.5) e (3.8) si osserva come i valori di L e di C dipendano dai parametri geometrici precedentemente citati.

Poiché, come scritto nei paragrafi 3.2 e 3.4, l'effetto bioelettrico viene massimizzato quando la frequenza dell'onda acustica generata dal trasduttore interdigitale trasmittente è pari a 10 MHz, allora una prima tipologia di microavvolgimento interno (tipologia A) sarà dimensionata per tale frequenza di risonanza. Poiché, inoltre, il sensore SAW già microfabbricato in laboratorio è caratterizzato da una frequenza di 400 MHz, allora verrà realizzata una seconda tipologia di microavvolgimento interno (tipologia B), che verrà caratterizzato per tale valore di frequenza di risonanza.

Dall'equazione (3.4) si può comprendere come lo stesso valore di frequenza di risonanza può essere ottenuto con diverse coppie di valori di L e C; tuttavia, al fine di ridurre le perdite del sistema, risulta necessario diminuire il più possibile il valore di C e, quindi, incrementare opportunamente L per ottenere sempre lo stesso valore della frequenza di risonanza (ottimizzazione della geometria al fine di minimizzare le perdite).

Il sistema di equazioni (3.5) - (3.8) è stato implementato tramite il programma Matlab e, parametrizzando i valori di w (ampiezza di ciascuna spira), s (interspazio d'aria presente tra due spire successive) e τ (spessore di ciascuna spira), sono stati determinati i valori di L, C ed f . Tramite un sottoprogramma di Matlab, inoltre, sono stati ottimizzati i parametri geometrici al fine di massimizzare il valore di L e minimizzare il valore di C (per uno stesso valore di frequenza, ovvero 10 MHz per la tipologia A e 400 MHz per la tipologia B). Nella seguente tabella vengono riportati i valori ottimizzati dei parametri, rispettivamente, per la tipologia A e per la tipologia B.

	TIPOLOGIA A	TIPOLOGIA B
Frequenza	10 MHz	400 MHz
Lunghezza esterna d_{out} [m]	0.02×10^{-3}	0.025
Lunghezza interna d_{in} [m]	0.009×10^{-3}	0.0046
Lunghezza media d_{avg} [mm]	0.017×10^{-3}	0.0148
Numero di spire	86	13
Ampiezza della spira w [m]	72×10^{-6}	700×10^{-6}
Interspazio tra due spire s [m]	20×10^{-6}	70×10^{-6}
Spessore τ [m]	24×10^{-6}	24×10^{-6}
L[H]	0.16×10^{-3}	2.62×10^{-6}
C[F]	61×10^{-12}	2.37×10^{-12}
f [MHz]	10	400

3.6 - Processo di microfabbricazione del microavvolgimento interno

Presso la *clean room* del laboratorio MSAL (*MEMS Sensors and Actuators Laboratory*) dell'Università di College Park, Maryland, e presso il laboratorio FABLAB del Dipartimento ECE (*Electric and Computer Engineering*) della stessa Università sono stati microfabbricati alcuni prototipi del microavvolgimento interno, che verranno successivamente utilizzati al fine di eseguire prove sull'intero sistema composto da microavvolgimento esterno, microavvolgimento interno e *SAW sensor*.

In figura 3.9 viene mostrato schematicamente il processo di microfabbricazione del microavvolgimento interno. Inizialmente (1) un substrato di silicio di spessore pari a $500 \mu\text{m}$, che funge da supporto meccanico, viene sottoposto ad un processo di ossidazione termica, in modo da far crescere uno strato di ossido di silicio (di spessore pari ad $1 \mu\text{m}$) sulla superficie del substrato stesso. Tra le tecniche di ossidazione termica si è scelto di utilizzare l'ossidazione umida (*wet oxidation*), sottoponendo il wafer di silicio all'agente ossidante H_2O in fase di vapore. Tale scelta è giustificata dal fatto che, rispetto alla tecnica di ossidazione secca (*dry oxidation*), la *wet oxidation* produce una crescita di SiO_2 molto più rapida (in 6 ore e ad una temperatura di 1000°C si è fatto crescere uno strato di ossido di spessore pari

a circa 800 nm); la *dry oxidation*, invece, viene usualmente utilizzata per l'accrescimento di strati di ossido particolarmente sottili, generalmente dell'ordine di nanometri. Con il processo di ossidazione termica il wafer di silicio viene così isolato elettricamente dagli strati di materiale conduttore che verranno depositati al di sopra di esso nei passi successivi del processo di microfabbricazione.

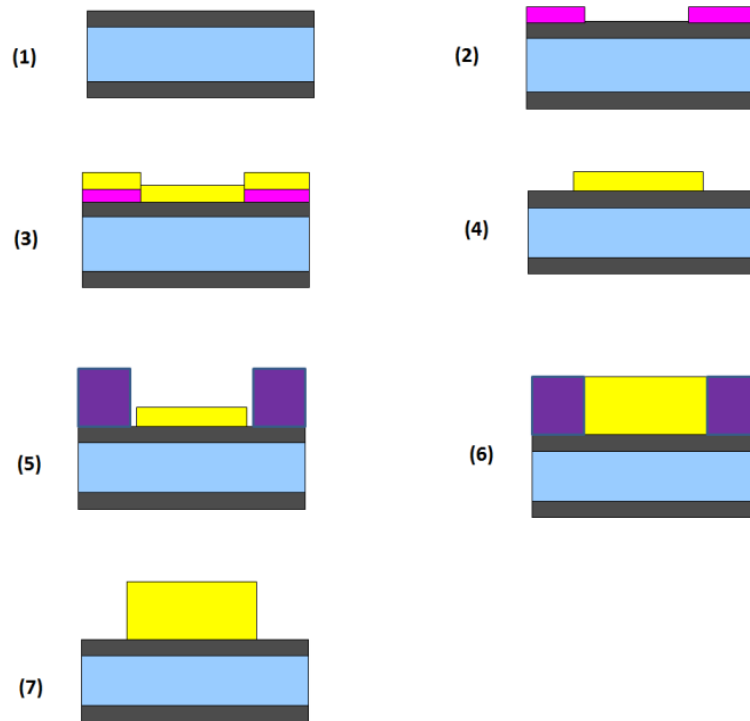


Figura 3.9 – Schematizzazione del processo di microfabbricazione del microavvolgimento interno.

Successivamente (2) il wafer viene sottoposto ad un primo processo di fotolitografia ottica a raggi UV. Tale tecnica viene adoperata al fine di trasferire il modello geometrico (*pattern*) del microavvolgimento sul wafer stesso. Per fare ciò bisogna anzitutto progettare la cosiddetta fotomaschera, ovvero utilizzando il programma L-Edit si è implementato nel pc il disegno geometrico voluta, che viene mostrato in figura 3.10. Come si può osservare, sono stati riprodotti complessivamente 6 microavvolgimenti, 3 per la tipologia A e 3 per la tipologia B. Sono stati disegnati, inoltre, due elettrodi di forma semicircolare, che vengono connessi elettricamente ai prototipi, così come mostrato nella stessa figura. Tale modello geometrico è stato, poi, stampato al di sopra di una fotomaschera, che è una lastra di quarzo fuso ricoperta da uno strato di poche decine di nm di cromo, con zone di trasparenza e di

opacità in dipendenza del disegno geometrico che è stato riprodotto. Sono presenti, inoltre, quattro marchi a forma di croce, denominati *alignment marks*, che agevolano notevolmente la procedura di perfetto allineamento tra fotomaschere e wafer.

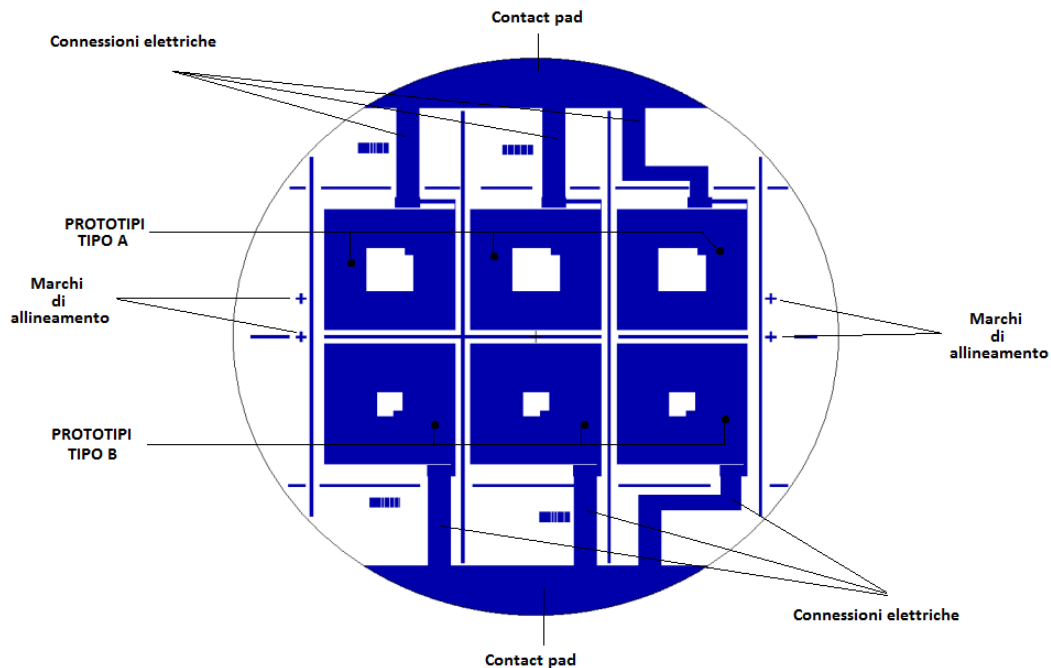


Figura 3.10 – Prima fotomaschera adoperata per il processo di microfabbricazione.

Al fine di procedere con il primo passo fotolitografico, la superficie del wafer è stata anzitutto riscaldata, in modo da far evaporare il vapore acqueo presente sulla superficie stessa. Al di sopra del wafer di silicio si è depositata, quindi, una sostanza chimica sensibile alla luce (denominata *photoresist*), adoperando un macchinario denominato *spin-coater*. Nel caso in esame è stato adoperato il *photoresist* AZ-5214. In seguito, il wafer viene sottoposto ad un processo di preriscaldamento (*prebaking*); esso viene, pertanto, disposto al di sopra di un piatto riscaldato (*hotplate*) per un tempo pari a circa 5 minuti. Tramite un'apposita apparecchiatura denominata *mask aligner* (allineatore di maschere), poi, il wafer viene allineato con la fotomaschera ed esposto alla sorgente ultravioletta (UV), in modo da trasferire il disegno della fotomaschera sul *photoresist*.

Il terzo passo della procedura di microfabbricazione dei prototipi (3) consiste nella deposizione di uno strato di Cr/Au, denominato *seed layer* e di spessore pari a 20 -

200 nm, tramite un processo di evaporazione a fascio di elettroni (*E-Beam evaporation*).

Successivamente (4) si procede alla rimozione del *photoresist* in acetone tramite la tecnica di *lift-off*; terminato questo processo, si potrà osservare come il *pattern* della fotomaschera sia stato perfettamente stampato sul substrato utilizzato.

Al fine di completare il processo di microfabbricazione dei microavvolgimenti, è necessario adoperare una seconda fotomaschera, che viene mostrata in figura 3.11. Il modello di tale maschera, pur sembrando praticamente identico a quello stampato sulla prima, presenta una differenza sostanziale: per ciascun prototipo di tipo A o B la larghezza di ogni spira è stata ridotta di una quantità pari a 5 μm rispetto alla larghezza delle spire dei prototipi A e B presenti sulla prima fotomaschera. In questo modo la procedura di allineamento tra la seconda maschera ed il wafer di silicio (su cui è già presente il disegno della prima fotomaschera) risulterà enormemente semplificata.

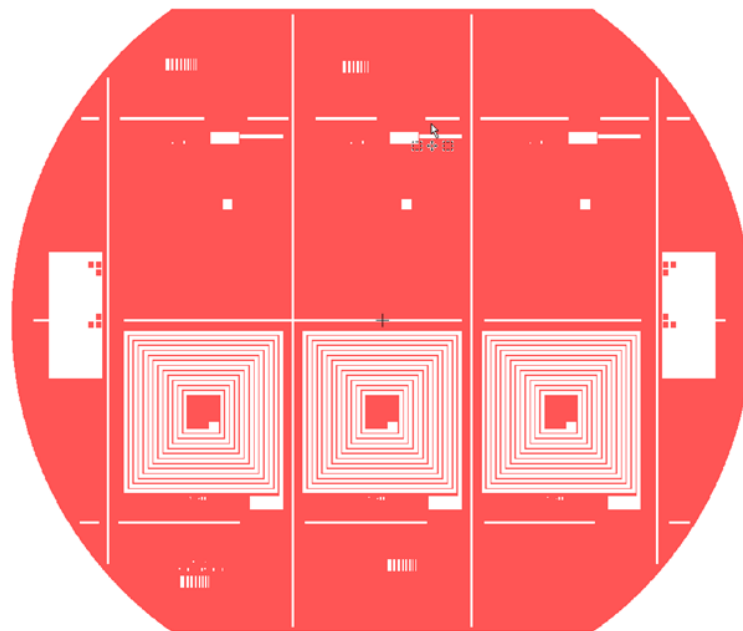


Figura 3.11 – Seconda fotomaschera adoperata per il processo di microfabbricazione.

In figura 3.12 viene mostrata la sovrapposizione delle due fotomaschere. Si può osservare come i segni di allineamento stampati sulla prima maschera (croci di colore blu) siano complementari con i segni di allineamento (quadrati rossi) della seconda maschera.

Utilizzando, quindi, la seconda maschera e adoperando il *resist* AZ-9260, il wafer viene sottoposto ad un secondo passo fotolitografico (5) che risulta essere il passo più critico dell'intero processo di microfabbricazione. E' richiesta estrema precisione, infatti, non soltanto per l'allineamento della seconda maschera con il wafer, ma anche per la deposizione di uno strato di *resist* di spessore esattamente pari a 24 μm (ossia pari allo spessore dei prototipi di microavvolgimento).

Successivamente (6) il wafer viene sottoposto ad un processo di elettrodeposizione di oro (*gold electroplating*), in modo da far depositare al di sopra dello strato di Cr/Au uno strato di oro di spessore pari a 24 μm .

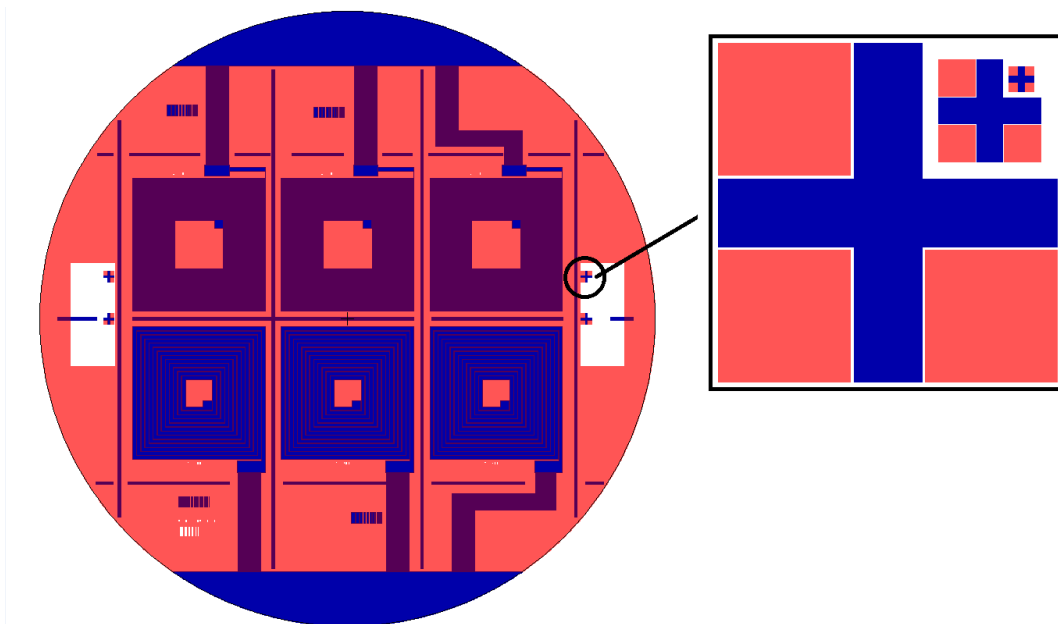


Figura 3.12 – Sovrapposizione delle due maschere e ingrandimento di uno dei segni di allineamento.

Infine (7) si procede ad un ulteriore processo di *lift-off*, in modo da rimuovere completamente lo strato di *resist* presente sulla superficie del wafer; ad esso segue un processo di "cubettatura" (*dicing*), che consente di separare dal wafer i sei prototipi.

In figura 3.13 viene mostrato uno dei prototipi di microavvolgimento interno fabbricato adoperando la tecnica di microfabbricazione precedentemente descritta.

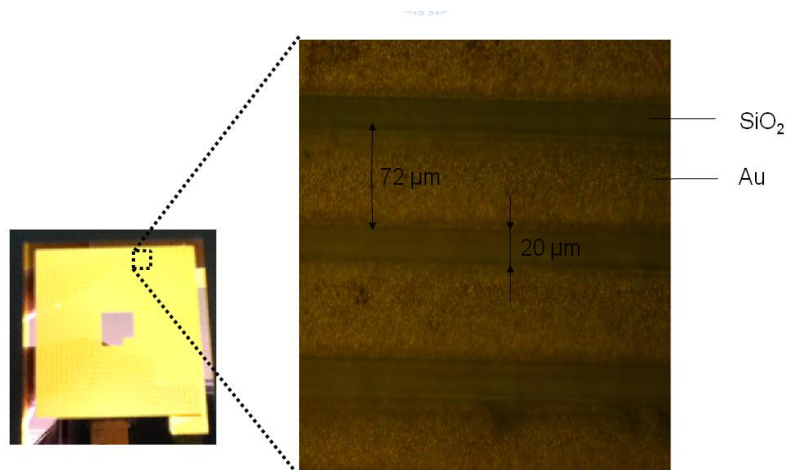


Figura 3.13: Un prototipo di microavvolgimento interno.

3.7 - Obiettivi futuri

Per i prossimi mesi l'obiettivo principale sarà quello di svolgere numerose prove sull'intero sistema costituito dal sensore SAW e dai microavvolgimenti. Sarà necessario un banco di prova composto, principalmente, da:

- 1) una piattaforma fissa, su cui disporre il sensore già elettricamente connesso con il microavvolgimento interno;
- 2) una piattaforma mobile, da disporre parallelamente a quella fissa (in cui si possano variare altezza e inclinazione rispetto al piano della piattaforma fissa), su cui posizionare il microavvolgimento esterno;
- 3) un oscilloscopio, connesso con il microavvolgimento interno, tramite cui visualizzare la forma d'onda della tensione ai suoi capi;
- 4) una scheda di acquisizione dati;
- 5) un generatore di segnale, utile al fine di alimentare il microavvolgimento esterno;
- 6) una sonda di Hall, che consenta di misurare il campo d'induzione magnetica presente nell'interspazio d'aria tra il microavvolgimento esterno e il sensore SAW.

I risultati derivanti da tali prove serviranno a validare (o smentire) quanto fatto in fase di progettazione.

CAPITOLO IV

MODELLIZZAZIONE E SIMULAZIONE DI UN MOTORE ASINCRONO MONOFASE

4.1- Introduzione

I motori elettrici a potenza frazionaria rappresentano un ampio ed interessante settore delle macchine elettriche, presente in commercio da oltre un secolo. Essi negli ultimi anni stanno espandendo sempre più il loro campo di utilizzazione. Una caratteristica comune per questa categoria di motori elettrici è la potenza nominale, che risulta essere sempre inferiore al kW [49] (generalmente frazioni del CV: ad esempio 1/12, 1/8, 1/6, 1/4, 1/2 CV). Un'altra caratteristica che accomuna tutti i motori a potenza frazionaria è la tipologia di alimentazione; si può affermare, infatti, che nel campo di potenze inferiori al kW vengono utilizzati motori elettrici ad alimentazione monofase [50]. Tra i motori elettrici a potenza frazionaria più diffusi si annovera il motore asincrono monofase provvisto di avvolgimento ausiliario e condensatore di avviamento, denominato anche SPIM (acronimo di *Single-Phase Induction Motor*), che può essere addirittura considerato una tra le macchine elettriche più diffuse ed utilizzate al mondo [51,52]. Esso trova spazio in officine di piccola potenza, in utenze domestiche, in uffici; a titolo di esempio, tale motore viene adoperato in sistemi di condizionamento, mixers, frigoriferi, compressori e pompe, essiccatori, aspirapolveri e soffiatori. Si nota, quindi, come il suo campo di utilizzazione sia estremamente ampio.

Il principale problema per il motore asincrono monofase è l'autoavviamento [55,57]. Nel corso degli ultimi anni si sono susseguite numerose ricerche finalizzate alla risoluzione di tale problema e alla realizzazione di sistemi di controllo della velocità per tale categoria di motori, in modo anche da aumentarne il rendimento [57-60].

L'obiettivo principale del seguente lavoro, che si svilupperà nei prossimi capitoli, è l'individuazione di un sistema di controllo della velocità rotorica per il motore asincrono monofase che, oltre alle azioni di controllo, possa consentire anche

l'autoavviamento della macchina, evitando quindi l'utilizzo dei condensatori di avviamento.

4.2 - Modello circuitale ed equazioni del motore asincrono monofase

Tenendo presente la teoria riguardante la macchina asincrona monofase presente in letteratura [49-56], si prenda in considerazione il circuito equivalente di un motore asincrono monofase riferito all'avvolgimento principale (figura 4.1):

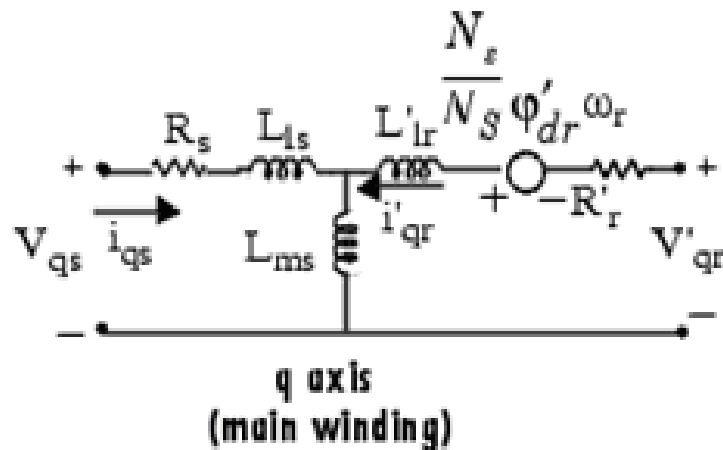


Fig.4.1: circuito equivalente del motore asincrono monofase riferito all'avvolgimento principale.

Qui di seguito vengono definite le grandezze indicate nella figura 4.1:

- V_{qs} e i_{qs} sono, rispettivamente, la tensione e la corrente statorica secondo l'asse in quadratura;
- V'_{qr} e i'_{qr} sono, rispettivamente, la tensione e la corrente rotorica secondo l'asse in quadratura;
- R_s è la resistenza dell'avvolgimento principale e L_{ls} è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento stesso; L_{ms} è l'induttanza di magnetizzazione dell'avvolgimento principale;
- R'_r è la resistenza dell'avvolgimento di rotore e L'_{lr} è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento stesso;

- N_s è il numero di spire dell'avvolgimento principale, N_s è il numero di spire dell'avvolgimento ausiliario;
- ϕ'_{dr} è il flusso secondo l'asse diretto e ω_r è la pulsazione elettrica.

Si prenda, adesso, in considerazione il circuito equivalente di un motore asincrono monofase riferito all'avvolgimento ausiliario (figura 4.2) :

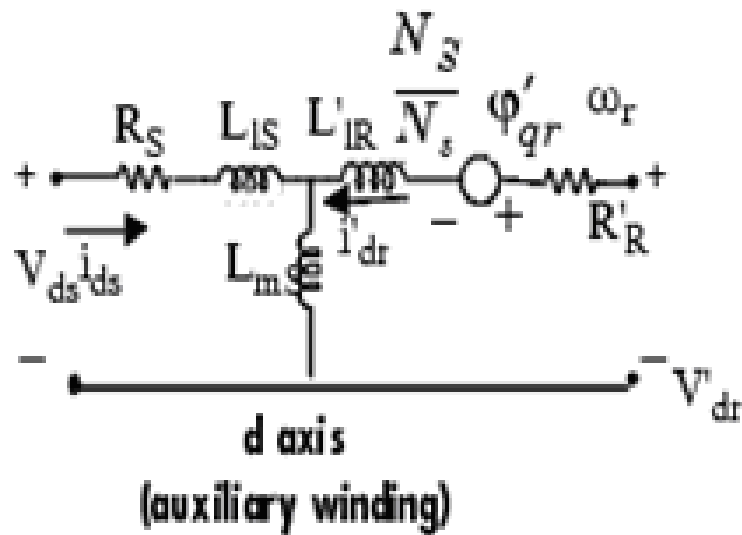


Fig.4.2: circuito equivalente del motore asincrono monofase riferito all' avvolgimento ausiliario.

Qui di seguito vengono definite le grandezze indicate nella figura 4.2:

- V_{ds} e i_{ds} sono, rispettivamente, la tensione e la corrente statorica secondo l'asse diretto;
- V'_{dr} e i'_{dr} sono, rispettivamente, la tensione e la corrente rotorica secondo l'asse diretto;
- R_S è la resistenza dell'avvolgimento ausiliario e L_{1S} è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento stesso; L_{mS} è l'induttanza di magnetizzazione dell'avvolgimento ausiliario;
- R'_R è la resistenza dell'avvolgimento di rotore e L'_{1r} è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento stesso;
- ϕ'_{qr} è il flusso secondo l'asse in quadratura.

Le equazioni elettriche corrispondenti ai due circuiti sono:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \quad (4.1)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \quad (4.2)$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \phi'_{qr} - \frac{1}{n} n \omega_r \phi'_{dr} \quad (4.3)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \phi'_{dr} + n \omega_r \phi'_{qr} \quad (4.4)$$

dove:

$$\phi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_{ms} i'_{qr} \quad (4.5)$$

$$\phi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_{ms} i'_{dr} \quad (4.6)$$

$$\phi'_{qr} = L'_{rr} i'_{qr} + L_{ms} i_{qs} \quad (4.7)$$

$$\phi'_{dr} = L'_{rr} i'_{dr} + L_{ms} i_{ds} \quad (4.8)$$

$$n = \frac{N_s}{N_r} \quad (4.9)$$

Le induttanze L_{ss} , L_{ss} , L'_{rr} e L'_{rr} valgono:

$$L_{ss} = L_{ls} + L_{ms} \quad (4.10)$$

$$L_{ss} = L_{ls} + L_{ms} \quad (4.11)$$

$$L'_{rr} = L'_{lr} + L \quad (4.12)$$

$$L'_{rr} = L'_{lr} + L_{ms} \quad (4.13)$$

La coppia elettromagnetica, T_e , è data dalla seguente equazione:

$$T_e = p \left(\frac{1}{n} \varphi'_{qr} i'_{dr} - n \varphi'_{dr} i'_{qr} \right) \quad (4.14)$$

L'equazione di equilibrio meccanico è la seguente:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F \omega_m - T_m) \quad (4.15)$$

dove:

- H è il momento d'inerzia;
- F è il coefficiente di attrito;
- T_m è la coppia meccanica resistente.

Una volta noto il sistema di equazioni del motore asincrono monofase, il passo successivo della ricerca è consistito nell'eseguire una serie di prove su un motore asincrono monofase; tramite esse sono stati determinati i parametri del circuito equivalente del motore stesso. Sono state, poi, implementate sul programma *Simulink* le equazioni di funzionamento del motore asincrono monofase ed il passo conclusivo è stato quello di simulare e validare il modello.

4.3 – Determinazione dei parametri del circuito equivalente di un motore asincrono monofase

Si possono ricavare sperimentalmente i parametri del circuito equivalente di un motore asincrono monofase tramite tre prove: la misura in c.c. della resistenza degli avvolgimenti statorici (principale ed ausiliario), la prova a rotore bloccato e la prova a vuoto. Più precisamente, sono state eseguite due serie di prove: nella prima serie,

denominata A, è stato alimentato il solo avvolgimento principale; nella seconda, denominata B, è stato alimentato il solo avvolgimento ausiliario.

In questo paragrafo vengono brevemente sintetizzate le prove eseguite su un motore asincrono monofase nel Laboratorio del Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Elettronica e delle Telecomunicazioni dell'Università degli Studi di Palermo. I dati di targa del motore vengono elencati nel paragrafo 4.3.1. Tali prove sono servite per determinare i parametri del circuito equivalente (riferito all'avvolgimento principale e all'avvolgimento ausiliario) della macchina stessa ed esse sono state eseguite facendo riferimento alle procedure standard fornite dalla IEEE (*IEEE Standard Test Procedure for Single-Phase Induction Motors*) [61].

4.3.1 – Macchine e strumenti di misura adoperati

Qui di seguito vengono riportati i dati di targa del motore asincrono monofase in prova e le caratteristiche degli strumenti di misura adoperati durante le prove.

A) Motore asincrono monofase

- Ditta costruttrice	Motronics Corporation
- Numero di serie	30624
- tensione nominale:	115 V
- frequenza nominale:	50/60 Hz
- corrente nominale.	2,3 A
- numero di giri/min	3000
- numero di coppie polari	1
- potenza nominale	0.184 kW/0,25 Hp
- Capacità del condensatore	10 μ F

B) Generatore di tensione in corrente continua

- Ditta costruttrice	Elind
- Modello	500KL2

C) Variatore di tensione monofase

- Tipo V-20NL
- Ditta costruttrice Belotti Milano
- Potenza nominale 2200 VA
- Tensione nominale 220 V
- Tensione in uscita $0 \div 220$ V
- Frequenza nominale 50 Hz

D) Voltmetro analogico

- Tipo A ferro mobile
- Modello HCT n. 3275002
- Portata 150-300-600 V
-

E) Multimetro analogico

- Tipo Multizet S
- Modello TH745643
- Ditta costruttrice Siemens
- Portate voltmetriche 3-10-30-100-300-1000 V
- Portate amperometriche 0,03 - 0,1 - 0,3 - 1-3 - 10 A

F) Wattmetro analogico

- Tipo Elettrodinamico
- Modello H1KT n. 3191667
- Portate voltmetriche 75 – 150 – 300 V
- Portate amperometriche 1 – 2 A

4.3.2 – Serie di prove A: alimentazione del solo avvolgimento principale

4.3.2.1 - Misura in corrente continua della resistenza dell'avvolgimento statorico principale del motore asincrono monofase

La misura è stata effettuata a macchina fredda utilizzando il metodo voltamperometrico a corta derivazione. La macchina è stata alimentata da un generatore in c.c. a tensione regolabile; agendo sulla manopola di regolazione del generatore, è stata iniettata nel circuito una corrente pari al 10% della corrente nominale della macchina e tramite il voltmetro si è misurato il valore di tensione ai capi dell'avvolgimento principale statorico. Noti i valori di tensione e corrente, è stato possibile calcolare la resistenza dell'avvolgimento statorico principale come rapporto tra la tensione misurata e la corrente iniettata (temperatura ambiente di 23° C). In tabella 4.3.1 vengono riportati i risultati della prova.

Tabella 4.3.1 – Risultati della prova

V [V]	I [A]
5,2	1

Dai valori misurati di tensione e corrente si ottiene che:

$$R_{DC} = V/I = 5,2/1 = 5,2 \Omega$$

Il valore della resistenza R_s sarà dato dalla seguente relazione:

$$R_s = 1,15 R_{DC} = 1,15 \cdot 5,2 = 5,98 \Omega$$

4.3.2.2 - Prova a rotore bloccato con alimentazione del solo avvolgimento principale

Il circuito equivalente di un motore asincrono monofase può essere schematizzato come in figura 4.3:

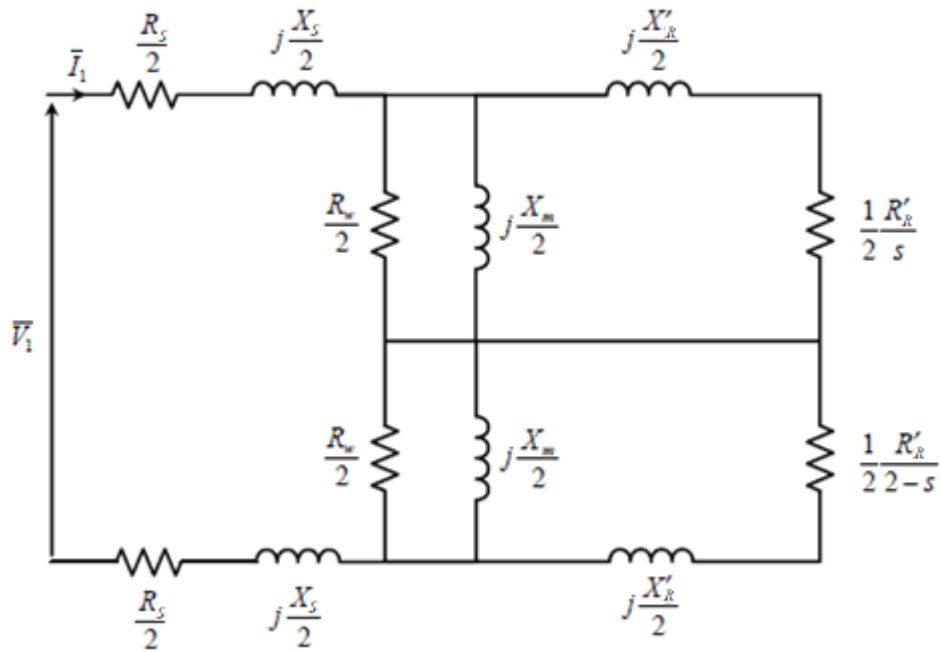


Figura 4.3: circuito equivalente di un motore asincrono monofase.

dove:

- V_1 è la tensione applicata ai morsetti dell'avvolgimento principale di statore;
- I_1 è la corrente circolante sull'avvolgimento principale di statore;
- R_s è la resistenza dell'avvolgimento principale di statore;
- X_s è la reattanza dell'avvolgimento principale;
- X'_R è la reattanza di rotore vista dallo statore;
- R'_R è la resistenza di rotore vista dallo statore;
- X_m è la reattanza di magnetizzazione;
- R_w è la resistenza del ramo trasversale.

Nell'ipotesi in cui il rotore venga bloccato, il circuito si può semplificare in quello di figura 4.4:

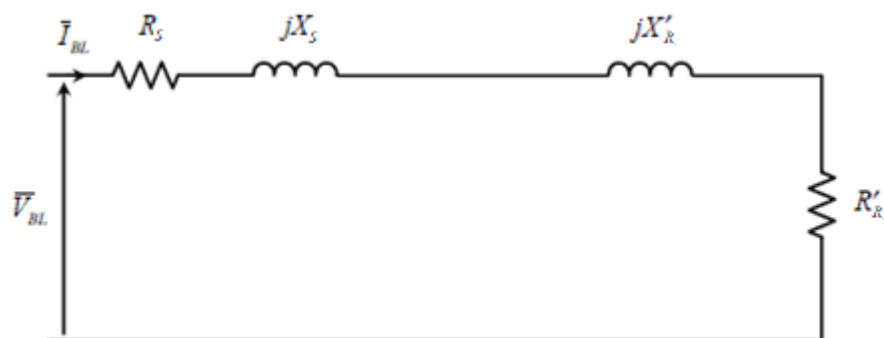


Figura 4.4: circuito equivalente semplificato nell'ipotesi di rotore bloccato.

Tale prova si esegue con scorrimento $s=1$, ovvero a rotore bloccato, ed essa consente di determinare il valore della corrente di corto circuito ed i parametri longitudinali dello schema elettrico equivalente del motore asincrono monofase mostrato nella precedente figura. Facendo riferimento alle procedure standard della *IEEE*, al fine dell'esecuzione della prova sono stati adoperati: un variatore di tensione monofase (collegato direttamente alla rete elettrica), che alimenta l'avvolgimento statorico principale del motore, un amperometro, un voltmetro ed un wattmetro, adoperati per le misure, rispettivamente, di corrente, tensione e potenza impegnate durante questa prova. Inizialmente la manopola del variatore di tensione è stata posizionata in modo tale che la tensione di uscita dal variatore stesso fosse nulla; il rotore, inoltre, è stato bloccato manualmente. Si è proceduto, quindi, a regolare la tensione in uscita dal Variac (quindi quella applicata al motore) in modo tale da far circolare sull'avvolgimento principale di statore una corrente pari a quella nominale (misurata dall'amperometro); contemporaneamente è stata anche misurata la potenza attiva assorbita dalla macchina tramite il wattmetro. I Risultati delle misure vengono riportati in tabella 4.3.2.

Tabella 4.3.2: risultati della prova a rotore bloccato.

I_{BL} [A]	V_{BL} [V]	P_{BL} [W]
2,3	35	77,5

Si è proceduto, dunque, all'elaborazione dei dati ottenuti.

Il valore della resistenza equivalente, R_{eq} , risulta:

$$R_{eq} = P_{BL}/I_{BL}^2 = 77,5/(2,3)^2 = 14,6 \Omega$$

Pertanto la resistenza R_R' è pari a:

$$R_R' = R_{eq} - R_s = 14,6 - 5,2 = 9,4 \Omega$$

L'impedenza equivalente, Z_{eq} , risulta pari a:

$$Z_{eq} = V_{BL}/I_{BL} = 35/2,3 = 15,21 \Omega$$

La reattanza equivalente sarà, quindi:

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} = \sqrt{15,21^2 - 14,6^2} = 4,26 \Omega$$

In definitiva si ottiene che:

$$X_s = X_R' = 4,26/2 = 2,13 \Omega$$

$$L_{\sigma 1} = L_{\sigma 2} = X_s/(2\pi \cdot 50) = 2,13/(2\pi \cdot 50) = 0,0068 \text{ H}$$

4.3.2.3 - Prova a vuoto con alimentazione del solo avvolgimento principale

Si prenda a riferimento il circuito equivalente di figura 4.3. Nell'ipotesi in cui il motore asincrono monofase venga alimentato a vuoto, il circuito può essere semplificato in quello di figura 4.5.

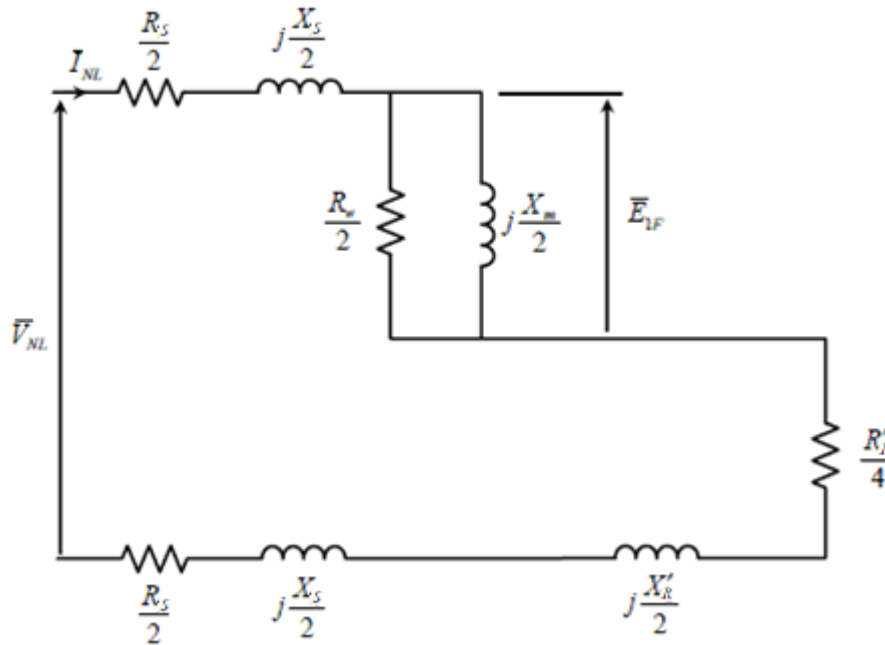


Figura 4.5: circuito equivalente semplificato nell'ipotesi di alimentazione a vuoto.

Facendo sempre riferimento alle procedure standard della *IEEE*, Il motore asincrono è stato alimentato attraverso un variatore di tensione, che funge da organo di regolazione della tensione dell'avvolgimento principale di statore; sono stati, inoltre, adoperati un amperometro, un voltmetro ed un wattmetro per le misure, rispettivamente, di corrente, tensione e potenza impegnate durante questa prova. Inizialmente la manopola del variatore di tensione è stata posizionata in modo tale che la tensione in uscita risultasse pari a zero; il motore asincrono in prova, inoltre, è stato alimentato a vuoto. Si è aumentata gradualmente la tensione in uscita dal variatore di tensione, con conseguente aumento della velocità del rotore della macchina; raggiunta una tensione pari a quella nominale del motore asincrono, è stata misurata la corrente assorbita tramite l'amperometro e la potenza attiva assorbita tramite il wattmetro. I risultati di misura vengono riportati in tabella 4.3.3:

Tabella 4.3.3: risultati della prova a vuoto.

V_{NL} [V]	I_{NL} [A]	P_{NL} [W]
115	2,2	92

Qui di seguito si procede al calcolo dei parametri trasversali dello schema equivalente a Γ del motore asincrono monofase:

$$P_{core+mechanical} = P_{NL} - I_{NL}^2 \left(R_1 + \frac{R'_2}{4} \right)$$

$$P_{core+mechanical} = 92 - 2,2^2 (5,2 + 9,4/4) = 55,45 \text{ W}$$

La forza elettromotrice \mathbf{E}_{1F} è data dalla seguente relazione:

$$\bar{E}_{1F} = \bar{V}_{NL} - \bar{I}_{NL} \left(\left(R_1 + \frac{R'_2}{4} \right) + j \left(X_1 + \frac{X'_2}{2} \right) \right)$$

Immaginando che il fasore rappresentativo della tensione \mathbf{V}_{NL} sia disposto sull'asse reale e tenendo conto del fatto che:

$$\bar{I}_{NL} = I_{NL} \angle -\theta, \quad \theta = \cos^{-1} \frac{P_{NL}}{V_{NL} I_{NL}}$$

$$\theta = \cos^{-1} \frac{92}{115 \cdot 2,2} = 68,67^\circ$$

$$\mathbf{I}_{NL} = I_{NL} e^{-j\theta} = 2,2 e^{-j68,67^\circ} = 0,8 - j2,04 \text{ [A] ,}$$

si ha:

$$\mathbf{E}_{1F} = 115 - (0,8 - j2,04) \left[\left(5,2 + \frac{9,4}{4} \right) + j \left(2,13 + \frac{2,13}{2} \right) \right] = (102,44 - j12,84) = 103,2 e^{-j7,14^\circ} \text{ V.}$$

La resistenza R_w sarà data dalla seguente equazione:

$$R_w = 2 \frac{|E_{1F}|^2}{P_{core+mechanical}}$$

Quindi:

$$R_w = 2 \cdot \frac{103,2^2}{55,45} = 384,14 \Omega$$

La corrente I_w circolante sulla resistenza R_w è pari a:

$$I_w = \frac{|E_{1F}|}{\left(\frac{R_w}{2}\right)} = 2 \frac{|E_{1F}|}{R_w}$$

In termini numerici:

$$I_w = 2 \cdot \frac{103,2}{384,14} = 0,53 \text{ A}$$

La corrente I_m circolante sulla reattanza di magnetizzazione X_m è data dalla seguente equazione:

$$I_m = \sqrt{I_{NL}^2 - I_w^2}$$

Pertanto:

$$I_m = \sqrt{2,2^2 - 0,53^2} = 2,13 \text{ A}$$

La reattanza di magnetizzazione sarà, dunque, pari a:

$$X_m = 2 \frac{|E_{1F}|}{I_m}$$

In termini numerici si ha:

$$X_m = 2 \cdot \frac{103,2}{2,13} = 96,9 \Omega$$

$$L_m = X_m / (2\pi \cdot 50) = 96,9 / (2\pi \cdot 50) = 0,3 \text{ H}$$

4.3.2.4 - Quadro sinottico dei risultati delle prove con alimentazione del solo avvolgimento principale

Nella seguente tabella vengono riportati i valori dei parametri del circuito equivalente del motore asincrono monofase in prova.

Tabella 4.3.4: valori dei parametri del circuito equivalente con alimentazione del solo avvolgimento principale.

$R_s[\Omega]$	$R_r'[\Omega]$	$X_s[\Omega]$	$L_{\sigma 1}[\text{H}]$	$X_r'[\Omega]$	$L_{\sigma 2}[\text{H}]$	$R_w[\Omega]$	X_m [Ω]	L_m [H]
5,2	9,4	2,13	0,0068	2,13	0,0068	384,14	96,9	0,3

4.3.3 – Serie di prove B: alimentazione del solo avvolgimento ausiliario

In perfetta analogia con quanto descritto nel paragrafo 4.3.2 è stata effettuata la misura in c.c. della resistenza dell'avvolgimento ausiliario, la prova a vuoto e la prova a rotore bloccato con alimentazione del solo avvolgimento ausiliario.

4.3.3.1- Risultati della misura in c.c della resistenza dell'avvolgimento statorico ausiliario del motore asincrono monofase

La tabella 4.3.5 mostra il risultato ottenuto dalla misura in corrente continua dell'avvolgimento statorico ausiliario del motore asincrono monofase in prova.

Tabella 4.3.5 – Risultati della misura in c.c.

V [V]	I [A]
7,4	0,23

4.3.3.2 - Risultati di misura – Prova a rotore bloccato

In tabella 4.3.6 vengono riportati i risultati della prova a rotore bloccato, alimentando esclusivamente l'avvolgimento ausiliario.

Tabella 4.3.6: risultati della prova a rotore bloccato.

I_{BL} [A]	V_{BL} [V]	P_{BL} [W]
1,5	110	66

4.3.3.3 - Risultati di misura – Prova a vuoto

In tabella 4.3.7 vengono riportati i risultati della prova a vuoto, alimentando esclusivamente l'avvolgimento ausiliario.

Tabella 4.3.7: risultati della prova a vuoto.

V_{NL} [V]	I_{NL} [A]	P_{NL} [W]
115	1,5	65

4.3.3.4 - Quadro sinottico dei risultati delle prove con alimentazione del solo avvolgimento ausiliario

I dati ottenuti dalle prove precedentemente elencate sono stati elaborati in modo da determinare i parametri del circuito equivalente del motore asincrono monofase con alimentazione del solo avvolgimento ausiliario; i valori di tali parametri sono riportati in tabella 4.3.8.

Tabella 4.3.8: valori dei parametri del circuito equivalente con alimentazione del solo avvolgimento ausiliario.

$R_{1S}[\Omega]$	$R_{2R}'[\Omega]$	$X_{1S}[\Omega]$	$L_{\sigma 1S}[\text{H}]$	$X_{2R}'[\Omega]$	$L_{\sigma 2S}[\text{H}]$	$R_{ws}[\Omega]$	X_{ma} [Ω]	L_{mS} [H]
29	35,88	33,83	0,1	33,83	0,1	95,6	142,14	0,45

4.3.4 - Misura del rapporto tra il numero di spire dell'avvolgimento principale ed il numero di spire dell'avvolgimento ausiliario

La misura approssimata del rapporto spire tra l'avvolgimento principale e l'avvolgimento ausiliario è stata effettuata eseguendo il rapporto tra la tensione a vuoto presente ai capi dell'avvolgimento ausiliario e la tensione applicata all'avvolgimento principale nelle condizioni di funzionamento a vuoto della macchina (velocità a vuoto del rotore prossima a quella di sincronismo).

$$n = \frac{N_s}{N_S} \cong \frac{V_{NL}}{V_{0a}} = \frac{115}{170} = 0,67$$

4.4- Implementazione sul programma *Simulink* del modello circuitale del motore asincrono monofase

Le equazioni (4.1) - (4.4) e (4.15) possono essere espresse nella seguente maniera:

$$\frac{dI'_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{ss}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - L_{ms} \frac{dI'_{qr}}{dt}) \quad (4.1')$$

$$\frac{dI'_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{SS}} (V_{ds} - R_a i_{ds} - \frac{1}{C_a} \int i_{ds} dt - nL_{mS} \frac{dI'_{dr}}{dt}) \quad (4.2')$$

$$\frac{dI'_{qr}}{dt} = \frac{1}{L'_{rr}} (n \omega_r L_{ms} I'_{ds} - L_{ms} \frac{dI'_{qs}}{dt} + \omega_r L'_{rr} I'_{dr} - R'_r I'_{qr}) \quad (4.3')$$

$$\frac{dI'_{dr}}{dt} = \frac{1}{L'_{RR}} \left(-n L_{mS} \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_r L_{mS} I_{qs} - R_r I'_{dr} - \omega_r L_r I'_{qr} \right) \quad (4.4')$$

$$T_e = \frac{d}{dt} \left(n \varphi'_{qr} I'_{dr} - \frac{1}{n} \varphi'_{dr} I'_{qr} \right) \quad (4.15')$$

Note le equazioni di funzionamento del motore asincrono monofase espresse nella forma (4.1') – (4.4') e (4.15'), il passo successivo è stato quello di implementare tali equazioni nel programma *Simulink* di *Matlab*. Tramite alcune opzioni presenti su tale programma sono stati costruiti gli schemi a blocchi corrispondenti a ciascuna equazione del sistema precedentemente descritto. Inoltre, all'interno del programma sono stati inseriti i valori numerici dei parametri circuitali della macchina ricavati dalle prove descritte nel paragrafo 4.3.

Lo schema a blocchi del programma *Simulink* corrispondente all'equazione (4.1') è mostrato in figura 4.6:

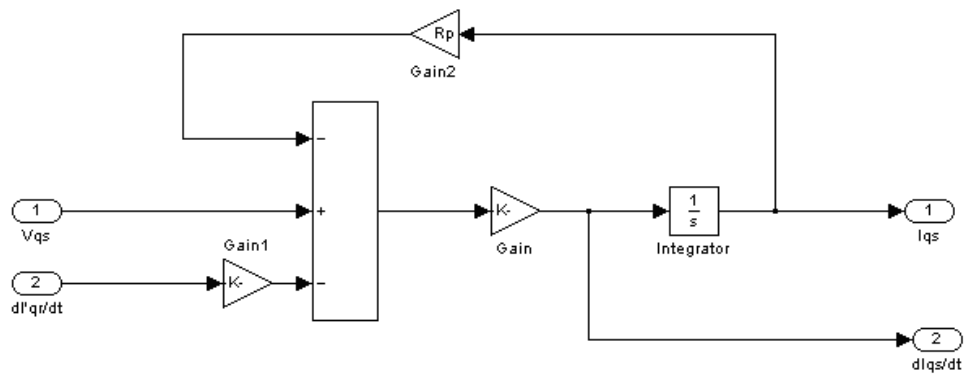


Figura 4.6: schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.1').

In figura 4.7 viene mostrato lo schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.2'):

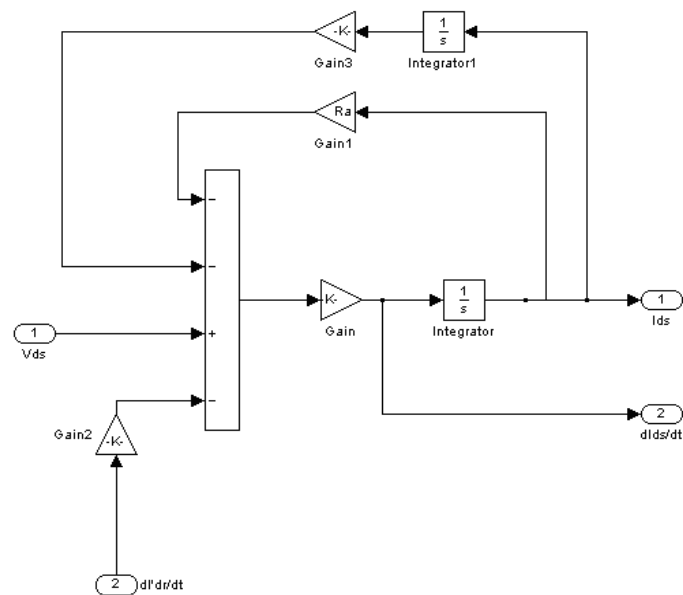


Figura 4.7: schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.2').

In figura 4.8 è mostrato lo schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.3'):

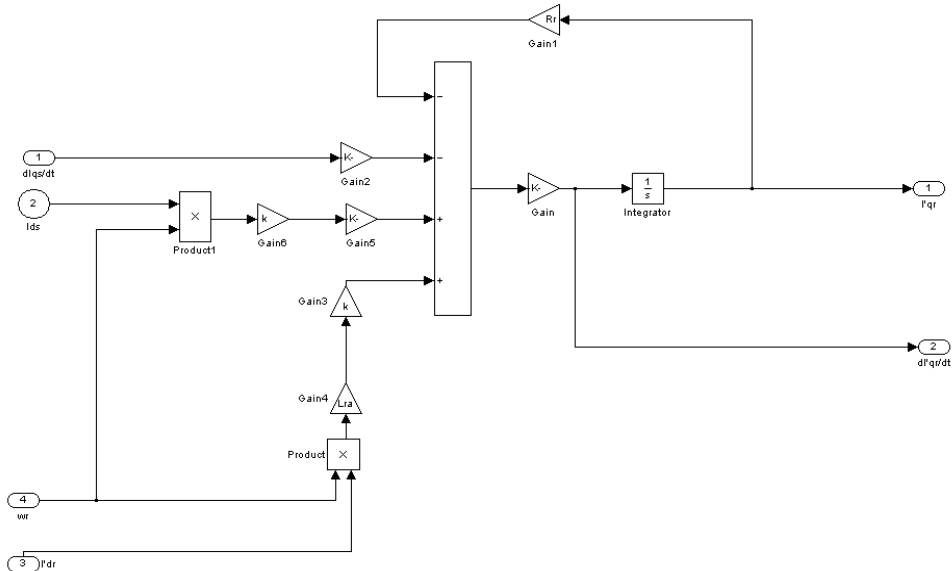


Figura 4.8: schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.3').

La figura 4.9 mostra lo schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.4'):

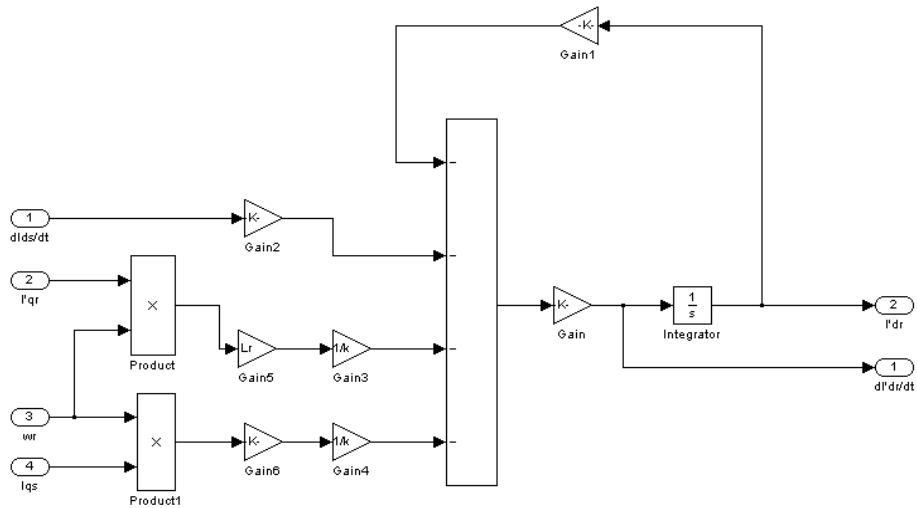


Figura 4.9: schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.4').

Lo schema a blocchi corrispondente all'equazione (4.14'), infine, è mostrato in figura 4.10:

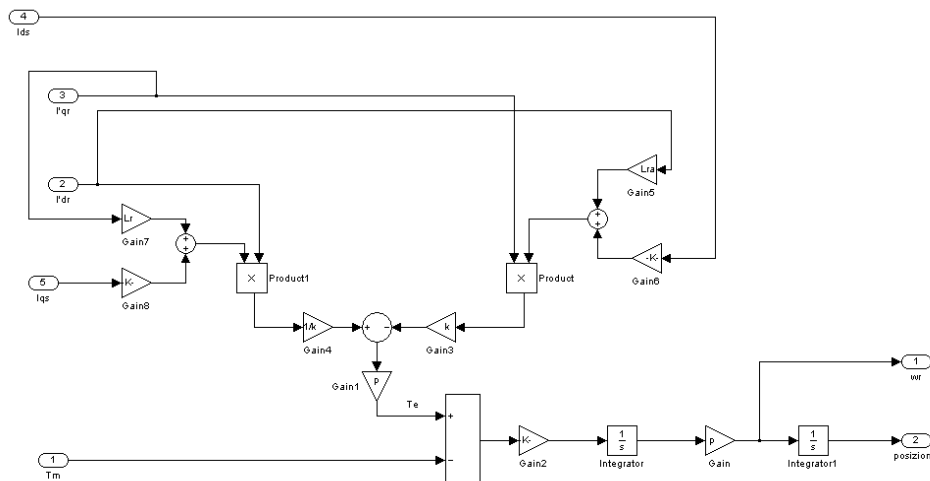


Figura 4.10: schema a blocchi corrispondente all'equazione di equilibrio meccanico.

Accorpando i cinque schemi a blocchi precedentemente raffigurati in un unico blocco denominato “motore asincrono monofase”, ci si riconduce allo schema di figura 4.11. Tramite il blocco “step” è possibile simulare un carico meccanico a gradino (di ampiezza regolabile) da applicare alla macchina; utilizzando il blocco “sine wave” è possibile, inoltre, simulare una sollecitazione in tensione di tipo sinusoidale al fine di alimentare la macchina. In questo schema complessivo è,

altresì, presente il blocco “*scope*”, che risulta estremamente utile per visualizzare l’andamento temporale delle grandezze presenti nel sistema di figura 4.11.

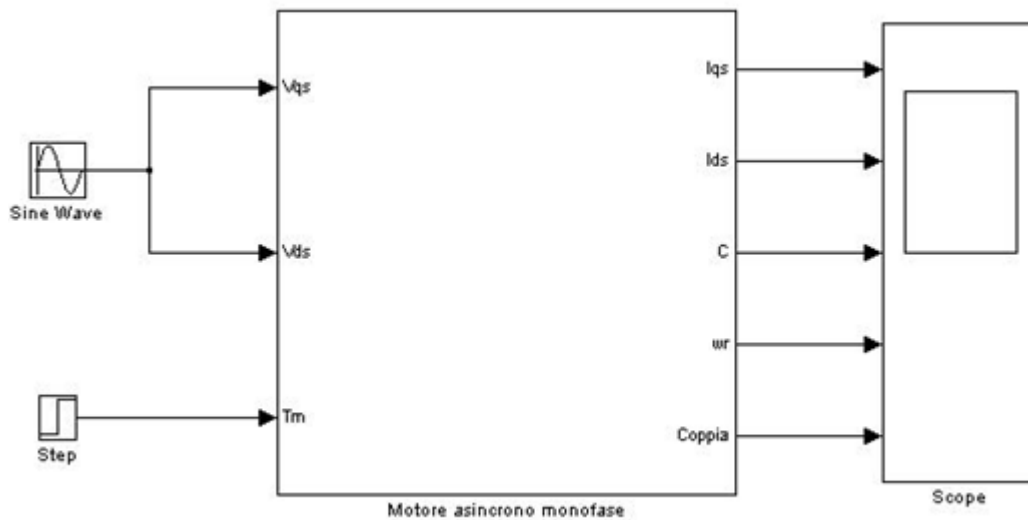


Figura 4.11: Schema a blocchi principale del modello di motore asincrono monofase proposto.

4.5 - Risultati grafici ottenuti dalla simulazione sul programma *Simulink* del modello circuitale del motore asincrono monofase

Le equazioni trattate nel paragrafo 4.4 sono state implementate nel programma di simulazione *Simulink* ed il modello così creato è stato, poi, validato svolgendo una serie di simulazioni, che vengono descritte qui di seguito.

4.5.1 – Simulazione 1

Si è simulato l’avviamento della macchina, ipotizzando che al tempo $t = 0$ s avvenga la chiusura dell’interruttore di alimentazione, che il condensatore d’avviamento venga disinserito nell’istante di tempo in cui la velocità della macchina raggiunge il 70% della velocità nominale e che al tempo $t = 2$ s venga applicato un carico a gradino pari a 0,6 Nm.

In figura 4.12 viene riportato l’andamento temporale, risultante dalla simulazione del modello circuitale del motore asincrono monofase, della velocità angolare del rotore.

Dalla stessa figura è possibile osservare che la fase di avviamento della macchina presenta una durata temporale di circa 1,5 secondi. Una volta estinti i transitori, la velocità raggiunta dalla macchina a regime è pari circa a quella nominale (3000 giri/min). Si nota, inoltre, come l'applicazione del carico al tempo $t=2$ s determini una riduzione della velocità della macchina rispetto a quella a vuoto.

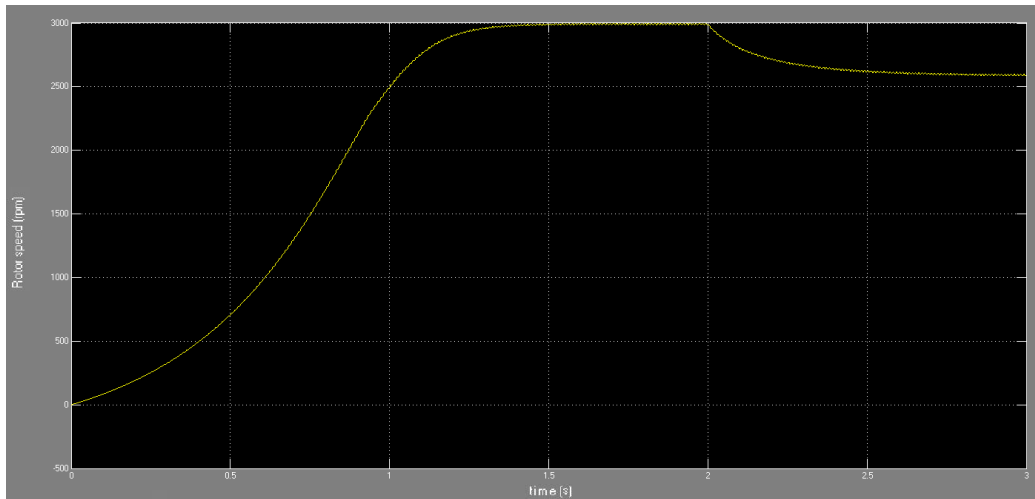


Figura 4.12: andamento temporale della velocità angolare del rotore durante la simulazione 1.

In figura 4.13 vengono riportati e confrontati gli andamenti nel tempo delle correnti statoriche i_Q (circolante nell'avvolgimento principale) e i_D (circolante nell'avvolgimento ausiliario); queste sono raffigurate, rispettivamente, in colore giallo ed in colore viola. Si nota come la forma d'onda della corrente circolante nell'avvolgimento principale, che in valore assoluto risulta notevolmente maggiore rispetto alla corrente i_D , si riduce gradualmente in ampiezza durante la fase di avviamento, mantiene un valore di picco pressoché costante durante il funzionamento a vuoto e cresce nuovamente in ampiezza a partire dall'istante di tempo in cui viene applicato il carico a gradino di 0,6 Nm.

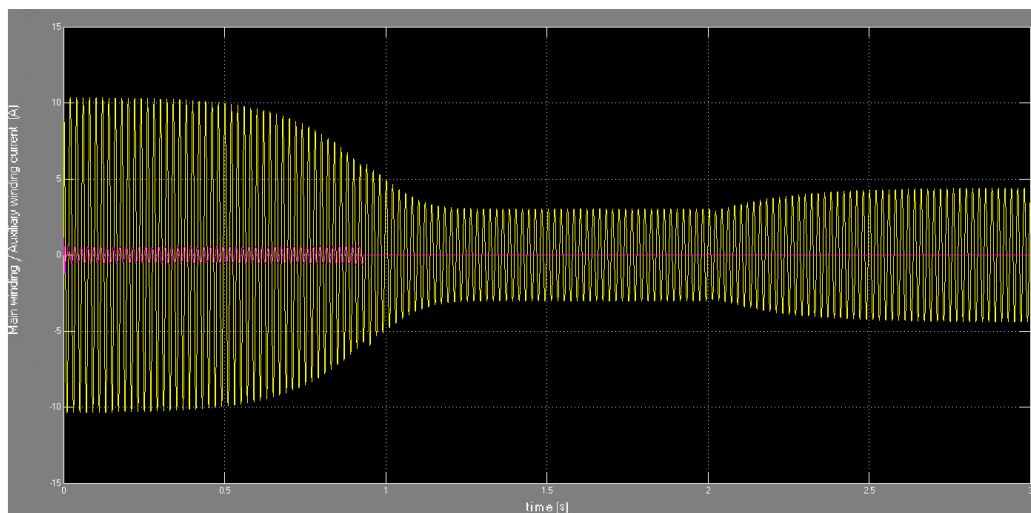


Figura 4.13: andamento nel tempo delle correnti statoriche i_Q e i_D durante la simulazione 1.

In figura 4.14 vengono mostrati una serie di grafici che riportano gli andamenti temporali delle seguenti grandezze (nell'ordine dall'alto verso il basso): corrente circolante nell'avvolgimento principale, corrente circolante nell'avvolgimento ausiliario, tensione ai capi del condensatore, velocità angolare del rotore e coppia elettromagnetica nell'intervallo di tempo [0 s, 3 s]. Si nota che la corrente circolante nell'avvolgimento statorico principale, man mano che il rotore aumenta la sua velocità angolare, decresce in ampiezza, fino a raggiungere al tempo $t=t_1$ un valore (efficace) pari 3 A, istante di tempo in corrispondenza del quale la macchina ha raggiunto una velocità pari a quella nominale. Non appena viene applicata la presa di carico di 0,6 Nm al tempo $t=2$ s, si osserva che la corrente i_Q aumenta in ampiezza e, corrispondentemente, la velocità della macchina decresce. Si può notare, inoltre, che, all'istante $t=t^*$, in corrispondenza del quale la velocità angolare della macchina ha raggiunto il 70% della velocità nominale, il condensatore d'avviamento viene disinserito; ciò comporta anche la disalimentazione dell'avvolgimento ausiliario [49] e la i_D , pertanto, dall'istante $t=t^*$ in poi assume valore nullo.

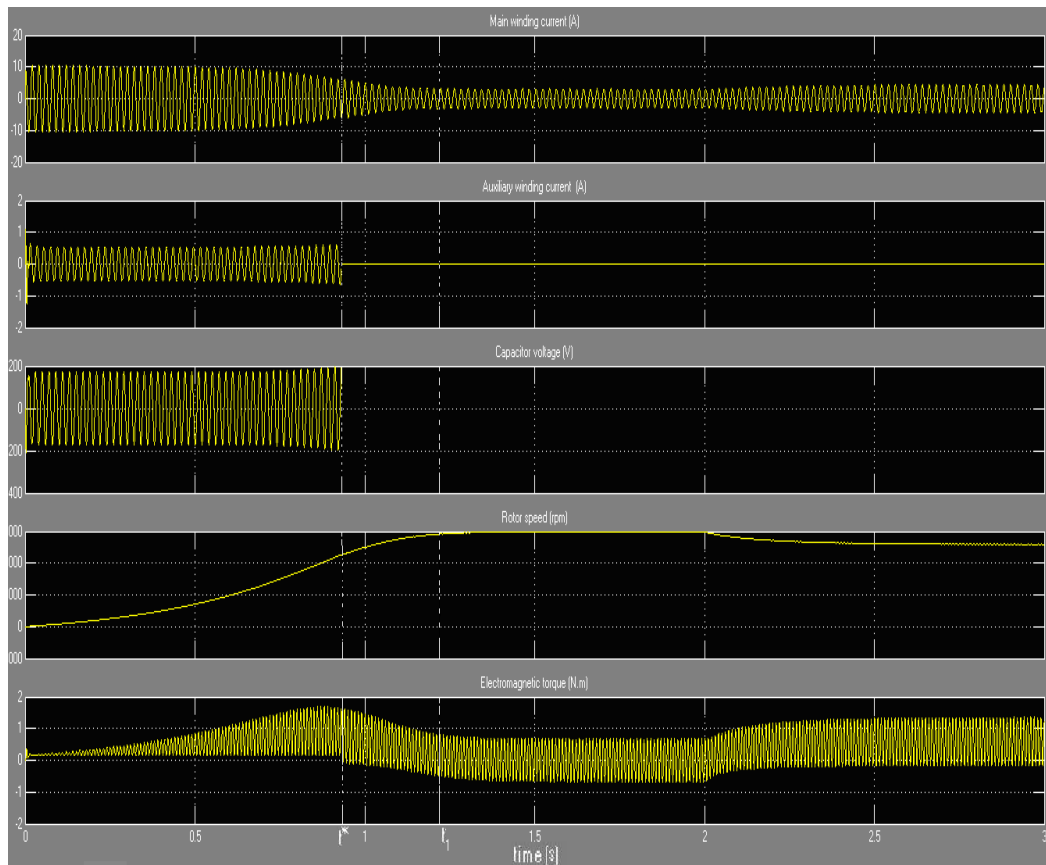


Figura 4.14: visuale d'insieme dei risultati grafici della simulazione 1.

4.5.2 – Simulazione 2

Si è simulato il funzionamento della macchina con le stesse condizioni di funzionamento descritte nel paragrafo 4.5.1, salvo che il condensatore rimane permanentemente inserito. In figura 4.15 viene riportato l'andamento nel tempo della velocità angolare della macchina in un intervallo di tempo compreso tra 0 s e 3 s. In perfetta analogia con i risultati ottenuti nella simulazione 1, è possibile osservare come, non appena viene applicato il carico a gradino di 0,6 Nm, la velocità della macchina decresce rispetto al suo valore a vuoto.

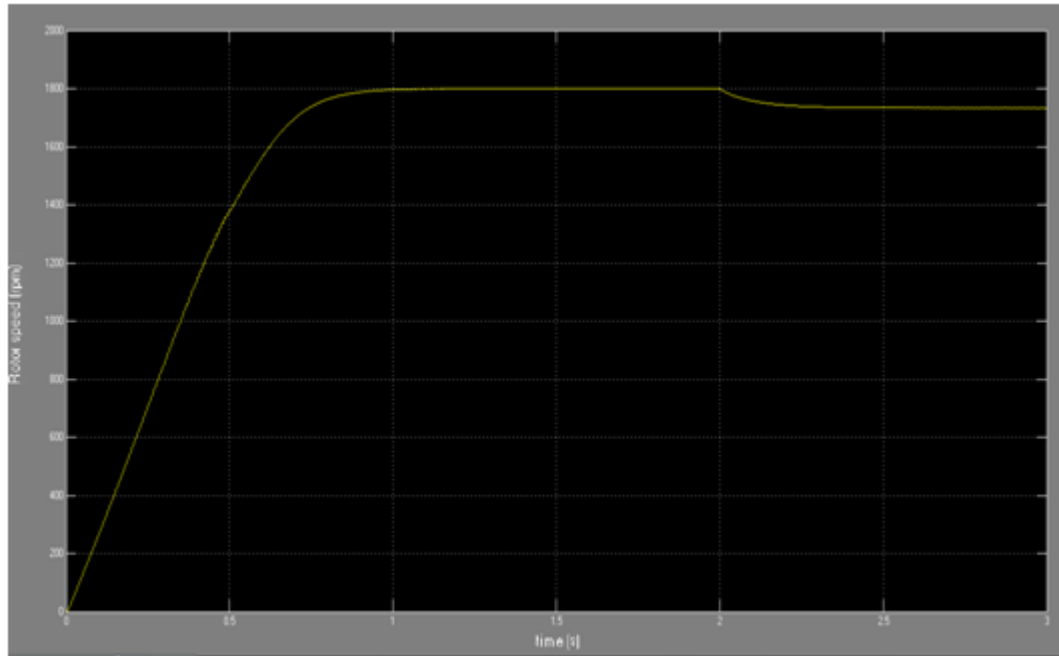


Figura 4.15: andamento temporale della velocità angolare del rotore durante la simulazione 2.

In figura 4.16 è possibile confrontare l'andamento temporale delle correnti statoriche i_Q e i_D , rappresentate, rispettivamente, in colore giallo ed in colore viola.

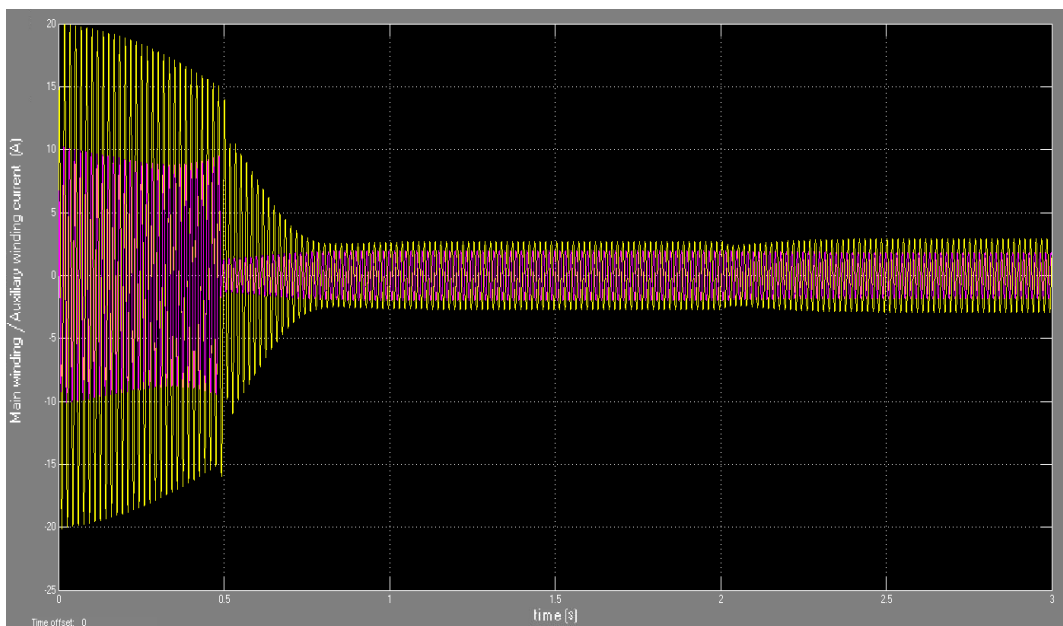


Figura 4.16: andamento nel tempo delle correnti statoriche i_Q e i_D durante la simulazione 2.

La figura 4.17 riporta, infine, gli andamenti temporali delle seguenti grandezze (riportate, nell'ordine, dall'alto verso il basso): corrente circolante sull'avvolgimento principale, corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario, tensione ai capi del condensatore, velocità angolare del rotore e coppia elettromagnetica. In particolare, la figura mostra l'andamento temporale di queste grandezze in un intervallo di tempo compreso tra 0 e 3 secondi. Confrontando questa figura con la figura 4.14, è possibile osservare come la tensione ai capi del condensatore si mantiene diversa da zero per tutta la durata della simulazione e che la coppia elettromagnetica risulta, mediamente, inferiore rispetto alla coppia sviluppata nel caso di disinserimento del condensatore di avviamento.

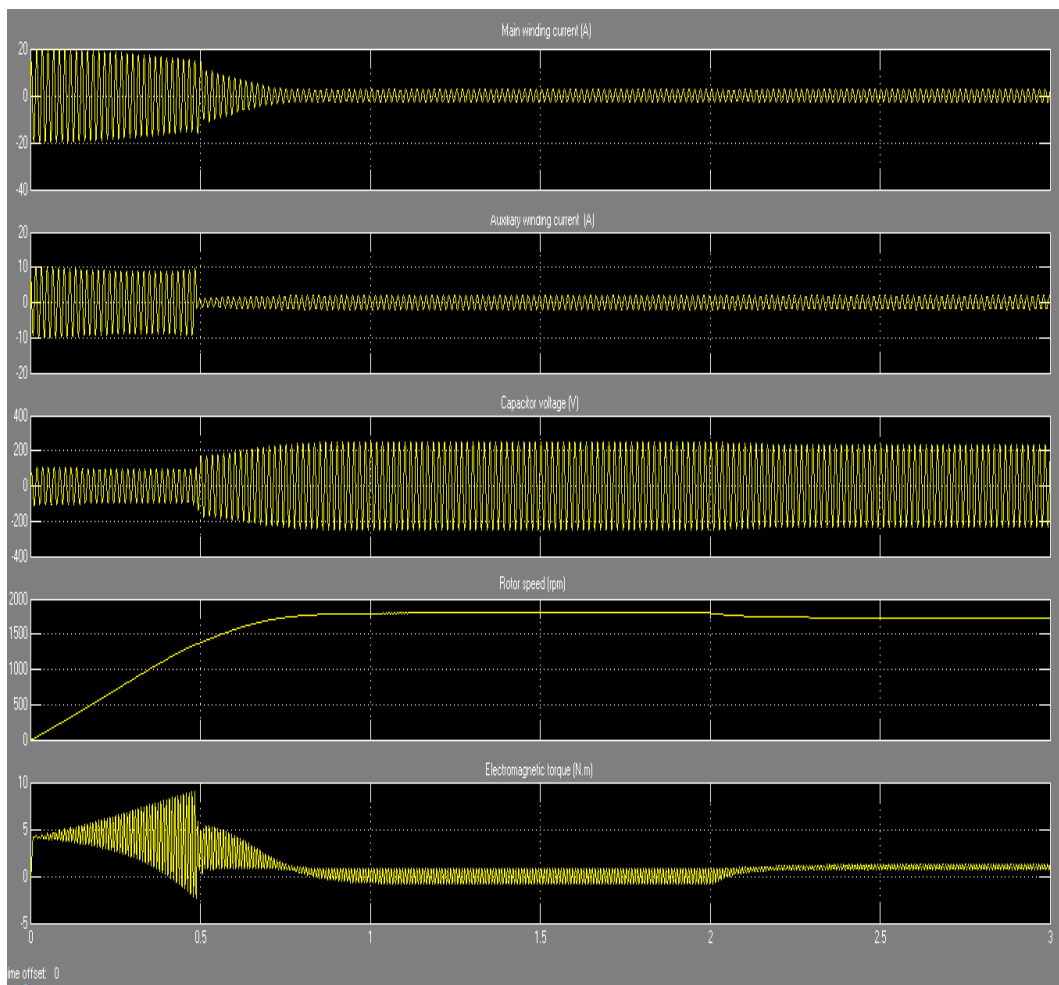


Figura 4.17: visuale d'insieme dei risultati grafici della simulazione 2.

4.6 – Conclusioni

A partire dalla teoria presente in letteratura, sono state eseguite, presso il laboratorio del Dipartimento, una serie di prove su un motore asincrono. Tramite esse si sono determinati i parametri del circuito equivalente del motore stesso e sono state, poi, implementate sul programma *Simulink* le equazioni di funzionamento del motore asincrono monofase. Il passo successivo è stato quello di simulare e validare il modello, che è risultato di fondamentale importanza ai fini della simulazione di un osservatore di flusso e velocità rotorica, descritto nel prossimo capitolo.

CAPITOLO V

UN OSSERVATORE DI FLUSSO E VELOCITA' ROTORICA PER IL CONTROLLO DEL MOTORE ASINCRONO MONOFASE

5.1- Introduzione

Questo capitolo è dedicato a concepire ed implementare sul programma MATLAB un osservatore di flusso e velocità rotorica dello SPIM, adoperando per la simulazione anche il modello del motore asincrono monofase trattato nel capitolo IV. Qui di seguito viene descritto preliminarmente il lavoro svolto per la simulazione dell'osservatore.

5.2 – Equazioni di funzionamento dell'osservatore

Sia dato un motore asincrono monofase a gabbia di scoiattolo e si prenda a riferimento un sistema di assi cartesiani α - β solidale con lo statore (con α viene indicato l'asse diretto, con β quello in quadratura). Le equazioni del modello dinamico del motore saranno date da:

$$\mathcal{E}_{s\alpha} = v_{s\alpha} - R_{s\alpha} i_{s\alpha} \quad (5.1)$$

$$\mathcal{E}_{s\beta} = v_{s\beta} - R_{s\beta} i_{s\beta} \quad (5.2)$$

$$\mathcal{E}_{r\alpha} = v_{r\alpha} - R_{r\alpha} i_{r\alpha} - n\omega_r \lambda_{r\beta} \quad (5.3)$$

$$\mathcal{E}_{r\beta} = v_{r\beta} - R_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{\omega_r \lambda_{r\alpha}}{n} \quad (5.4 \text{dove:})$$

- $\mathcal{K}_{s\beta}$ e $\mathcal{K}_{r\beta}$ sono, rispettivamente, le derivate dei flussi statorico e rotorico secondo l'asse in quadratura; $\mathcal{K}_{s\alpha}$ e $\mathcal{K}_{r\alpha}$ sono, rispettivamente, le derivate dei flussi statorico e rotorico secondo l'asse diretto.
- $v_{s\beta}$ e $i_{s\beta}$ sono, rispettivamente, la tensione e la corrente statorica secondo l'asse in quadratura; $v_{s\alpha}$ e $i_{s\alpha}$ sono, rispettivamente, la tensione e la corrente statorica secondo l'asse diretto.
- $i_{r\beta}$ è la corrente rotorica secondo l'asse in quadratura ed $i_{r\alpha}$ la corrente rotorica secondo l'asse diretto.
- $R_{s\alpha}$ è la resistenza dell'avvolgimento ausiliario, $R_{r\beta}$ è la resistenza dell'avvolgimento di rotore secondo l'asse in quadratura, $R_{s\beta}$ è la resistenza dell'avvolgimento principale e $R_{r\alpha}$ è la resistenza dell'avvolgimento di rotore secondo l'asse diretto.
- ω_r è la pulsazione elettrica.

Le relazioni tra i flussi e le correnti sono date da:

$$\lambda_{s\alpha} = L_{s\alpha} i_{s\alpha} + L_{m\alpha} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \quad (5.5)$$

$$\lambda_{s\beta} = L_{s\beta} i_{s\beta} + L_{m\beta} (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (5.6)$$

$$\lambda_{r\alpha} = L_{r\alpha} i_{r\alpha} + L_{m\alpha} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \quad (5.7)$$

$$\lambda_{r\beta} = L_{r\beta} i_{r\beta} + L_{m\beta} (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (5.8)$$

dove:

- $L_{s\beta}$ è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento principale, $L_{m\beta}$ è l'induttanza di magnetizzazione dell'avvolgimento stesso, $L_{r\beta}$ è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento di rotore secondo l'asse in quadratura.

- $L_{s\alpha}$ è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento ausiliario, $L_{m\alpha}$ è l'induttanza di magnetizzazione dell'avvolgimento stesso e $L_{r\alpha}$ è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento di rotore secondo l'asse diretto.

Tramite alcuni passaggi matematici le equazioni del modello possono essere espresse nella seguente forma:

$$i_{s\alpha} = \frac{L_{m\alpha}}{L_{\sigma\alpha}} \left(\frac{L_{r\alpha}}{L_{m\alpha}} v_{s\alpha} + \frac{R_{r\alpha}}{L_{r\alpha}} \lambda_{r\alpha} - \frac{R_{s\alpha}}{L_{r\alpha} L_{m\alpha}} i_{s\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{n} \right) \quad (5.9)$$

$$\lambda_{r\alpha} = -\frac{R_{r\alpha}}{L_{r\alpha}} (\lambda_{r\alpha} - L_{m\alpha} i_{s\alpha}) - \frac{u_{\alpha}}{n} \quad (5.10)$$

$$i_{s\beta} = \frac{L_{m\beta}}{L_{\sigma\beta}} \left(\frac{L_{r\beta}}{L_{m\beta}} v_{s\beta} + \frac{R_{r\beta}}{L_{r\beta}} \lambda_{r\beta} - \frac{R_{s\beta}}{L_{r\beta} L_{m\beta}} i_{s\beta} + n u_{\beta} \right) \quad (5.11)$$

$$\lambda_{r\beta} = -\frac{R_{r\beta}}{L_{r\beta}} (\lambda_{r\beta} - L_{m\beta} i_{s\beta}) + n u_{\beta} \quad (5.12)$$

dove:

$$u_{\alpha} = \omega_r \lambda_{r\beta}$$

$$u_{\beta} = \omega_r \lambda_{r\alpha}$$

$$R_{\sigma} = R_s L_r^2 + R_r L_m^2$$

$$L_{\sigma} = L_s L_r - L_m^2$$

4.3 - Implementazione sul programma *Simulink* delle equazioni dell'osservatore

Implementando le equazioni del modello del motore asincrono monofase espresse nella forma (5.9)-(5.12) sul programma *Matlab/Simulink*, si ricavano gli schemi a blocchi corrispondenti per gli osservatori di flusso lungo l'asse diretto ed in quadratura, come mostrato, rispettivamente, nelle figure 5.1 e 5.2.

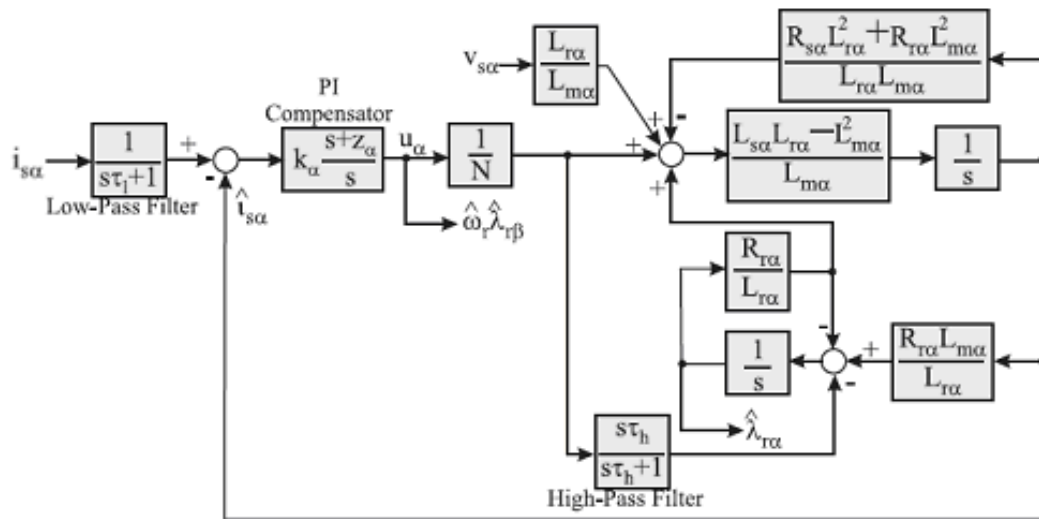


Figura 5.1: Schema a blocchi corrispondente per l'osservatore α .

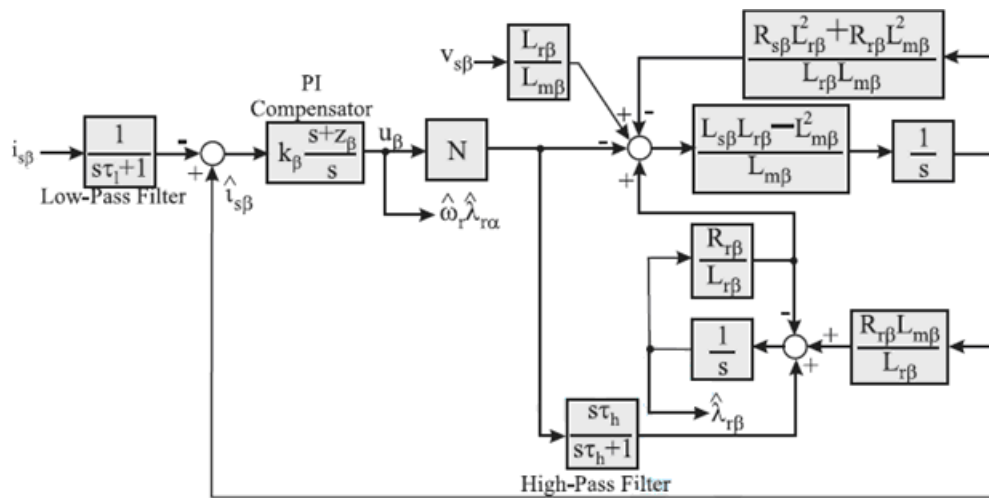


Figura 5.2: Schema a blocchi corrispondente per l'osservatore β .

Si osservi la figura 5.3, che riporta lo schema a blocchi complessivo dei due osservatori di flusso e di velocità rotorica. Nella figura si nota che in ingresso al blocco corrispondente all'osservatore α -flux observer vengono inviati il segnale di tensione $v_{s\alpha}$ ed il segnale di corrente $i_{s\alpha}$; dualmente, il blocco β -flux observer riceverà in ingresso i segnali $v_{s\beta}$ e $i_{s\beta}$. In uscita dai due osservatori saranno presenti i segnali $\hat{\lambda}_{r\alpha}, \hat{\lambda}_{r\beta}, \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\alpha}$ e $\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\beta}$; questi, dopo che attraversano i blocchi *envelope detector*, in uscita dai quali sarà presente il valore di picco di ciascun segnale, vengono inviati a due blocchi divisori, tramite i quali è possibile ottenere due stime, denominate $\hat{\omega}_{r\alpha}$ e $\hat{\omega}_{r\beta}$, della velocità rotorica della macchina. Pertanto, a partire dall'acquisizione dei segnali di corrente e di tensione in ingresso all'osservatore, è possibile stimare la velocità angolare della macchina sia tramite il rapporto $\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\alpha} / \hat{\lambda}_{r\alpha}$, che tramite il rapporto $\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\beta} / \hat{\lambda}_{r\beta}$.

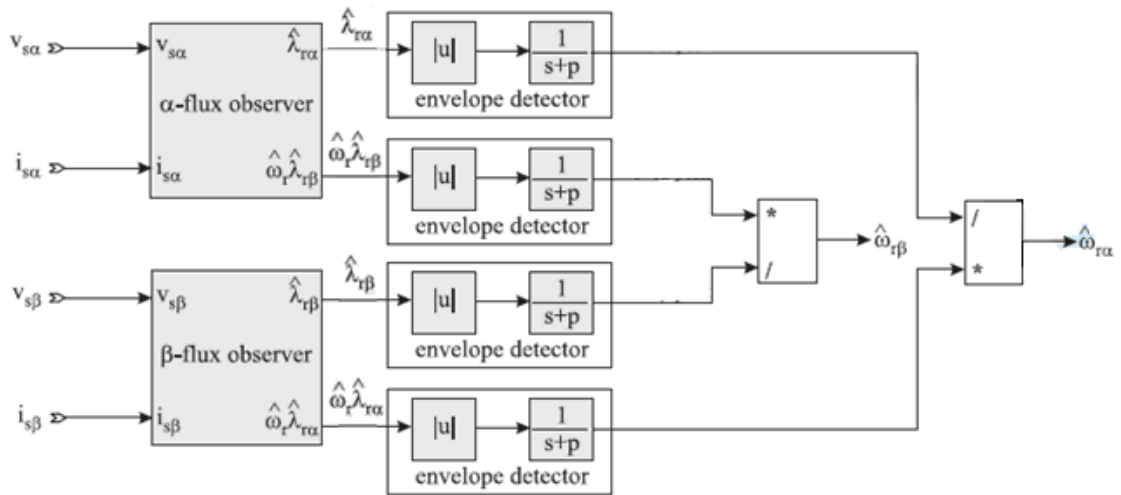


Figura 5.3: Schema a blocchi della stima della velocità.

In figura 5.4 viene mostrato lo schema a blocchi complessivo del sistema osservatore-motore. Gli schemi delle figure 5.1, 5.2 e 5.3 sono stati inseriti in un unico blocco, denominato *observer*; il blocco denominato *Drive* è adoperato al fine di alimentare la macchina, mentre come modello *Simulink* del motore asincrono monofase è stato utilizzato quello descritto nel capitolo IV e qui denominato *single-phase motor*.

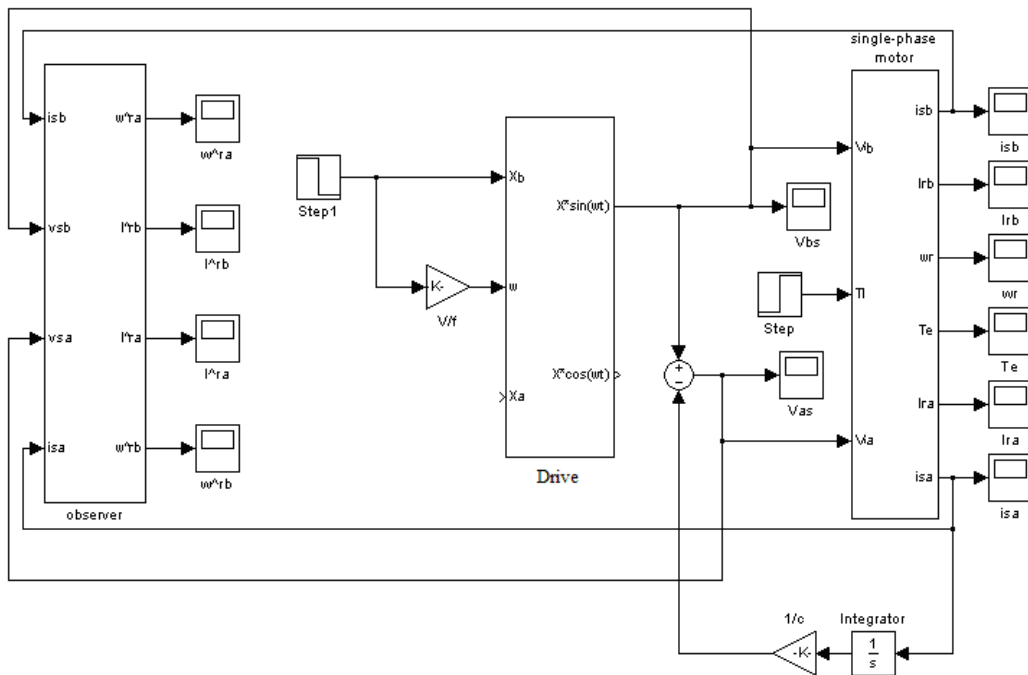


Figura 5.4: Schema a blocchi complessivo per il sistema osservatore-motore.

5.4 – Risultati delle simulazioni

Adoperando il programma *Simulink* di *Matlab*, sono state eseguite numerose simulazioni del sistema descritto nel precedente paragrafo.

5.4.1 – Risultati delle simulazioni a vuoto

Una prima serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto ad una frequenza di alimentazione di 10 Hz a regime e ipotizzando che al tempo $t=5$ s venga modificata a gradino la frequenza di alimentazione da 10 Hz a 50 Hz.

Uno dei risultati più significativi può essere visualizzato in figura 5.4; in essa vengono confrontati gli andamenti nel tempo delle velocità stimate dall'osservatore (curve blu e rossa) con l'andamento della velocità in uscita del motore (curva verde). Si osserva che, quando la frequenza di alimentazione a regime è pari a 10 Hz (per $t < 5$ s), la velocità in uscita dal motore assume un valore costante e pari a circa 70 rad/s; per $t=5$ s, istante di tempo in corrispondenza del quale la frequenza di alimentazione

viene modificata a gradino da 10 Hz a 50 Hz, si nota come la macchina accelera fino a raggiungere un valore di velocità intorno a 315 rad/s a partire dal tempo $t=6,4$ s. E' possibile osservare come gli andamenti delle velocità stimate dall'osservatore abbiano un andamento temporale simile rispetto alla velocità in uscita dalla macchina; istante per istante, infatti, i valori di ω_{ra} e ω_{rb} sono molto prossimi a quelli di ω_r .

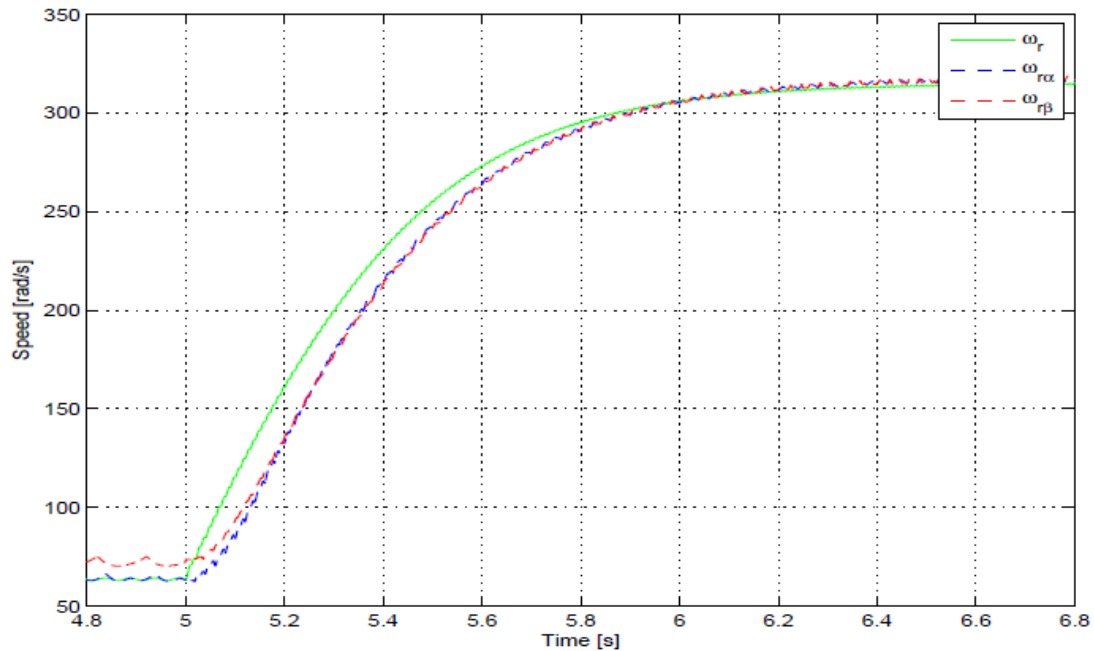


Figura 5.4: Confronto tra velocità stimate e velocità in uscita dalla macchina.

Una seconda serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto ad una frequenza di alimentazione di 50 Hz a regime e ipotizzando che al tempo $t=10$ s venga modificata a gradino la frequenza di alimentazione da 50 Hz a 10 Hz.

In figura 5.5 si possono raffrontare le velocità stimate dall'osservatore (curve blu e rossa) con quella in uscita dalla macchina (curva verde). Si osserva che, quando la frequenza di alimentazione a regime è pari a 50 Hz (per $t < 10$ s), la velocità in uscita dal motore assume un valore costante e pari a circa 315 rad/s; per $t=10$ s, istante di tempo in corrispondenza del quale la frequenza di alimentazione viene modificata a gradino da 50 Hz a 10 Hz, si nota come la velocità della macchina si riduca fino a raggiungere un valore pari a circa 70 rad/s al tempo $t=11,6$ s. Anche in questo caso si nota come gli andamenti delle velocità stimate ω_{ra} e ω_{rb} siano, istante per istante, molto prossimi a quelli della velocità in uscita dal motore.

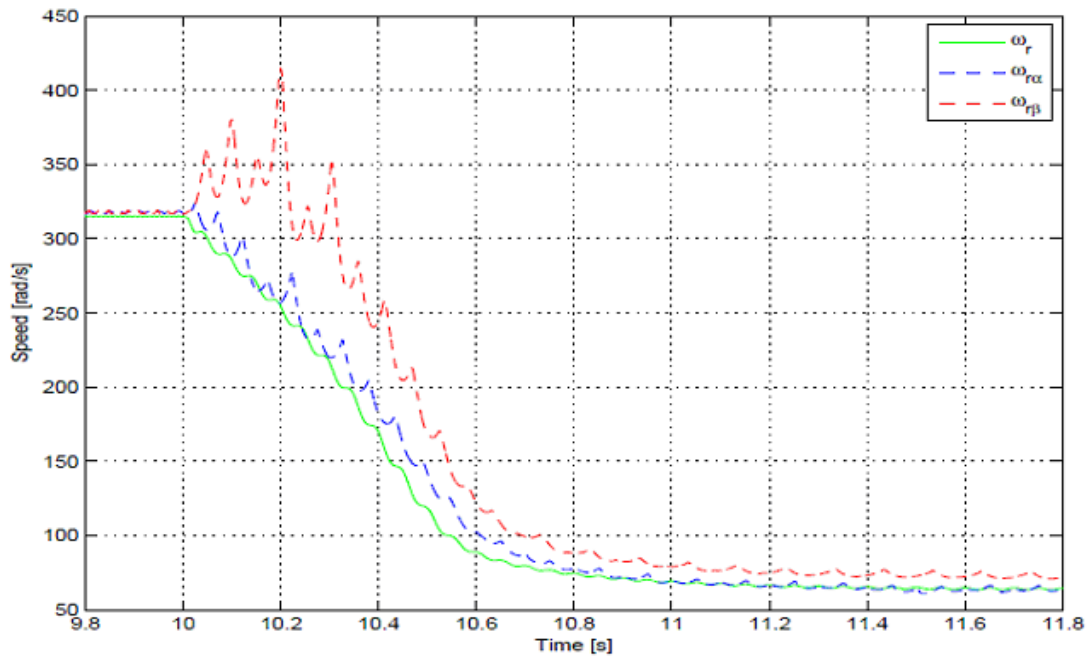


Figura 5.5: Confronto tra velocità stimate e velocità in uscita dalla macchina.

Le figure 5.6 e 5.7 mostrano, invece, l'andamento del flusso rotorico secondo l'asse diretto in funzione del flusso rotorico secondo l'asse in quadratura, quando la macchina viene alimentata a vuoto e ad una frequenza di regime, rispettivamente, di 50 Hz e di 10 Hz.

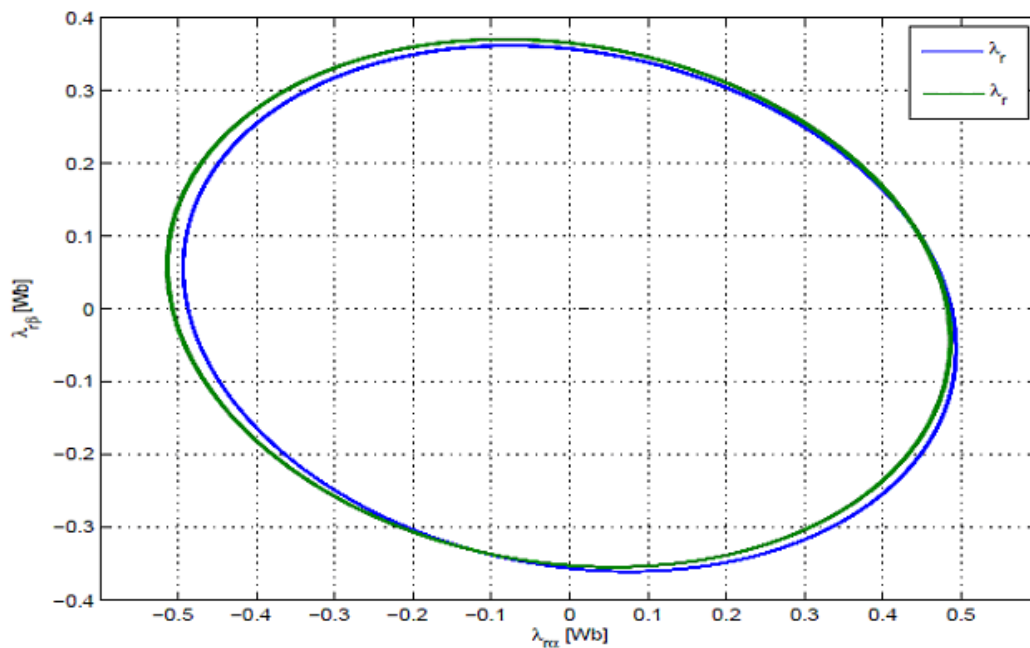


Figura 5.6: andamento di $\lambda_{r\beta}$ in funzione di $\lambda_{r\alpha}$ per una frequenza di alimentazione di 50 Hz a vuoto.

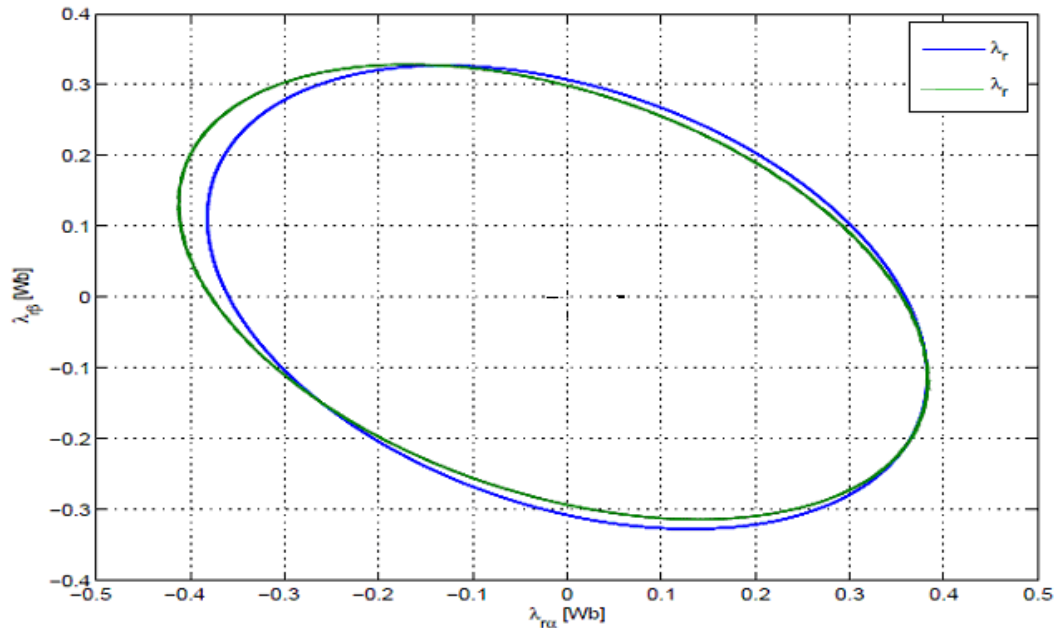


Figura 5.7: andamento di $\lambda_{r\beta}$ in funzione di $\lambda_{r\alpha}$ per una frequenza di 10 Hz a vuoto.

5.4.2 – Risultati delle simulazioni a carico

Una ulteriore serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto ad una frequenza 50 Hz a regime e ipotizzando che al tempo $t=5$ s venga applicato al motore un carico a gradino di 0,6 Nm. In figura 5.8 vengono confrontati gli andamenti nel tempo delle velocità $\omega_{r\alpha}$ e $\omega_{r\beta}$ stimate dall'osservatore e della velocità ω_r in uscita dalla macchina. Si osserva che, per $t < 5$ s, il motore è alimentato a vuoto e la sua velocità di regime è pari a circa 315 rad/s; non appena viene simulata la presa di carico, per $t=5$ s, la velocità della macchina si riduce fino a raggiungere un valore pari a circa 293 rad/s a partire dal tempo $t=6,4$ s. Le velocità stimate dall'osservatore presentano un andamento temporale simile a quello di ω_r , dimostrando che anche in condizioni di funzionamento a carico la stima dell'osservatore è corretta, anche se tra le curve stimate e quella simulata è presente un ritardo temporale, dovuto

principalmente alla presenza dei filtri passa-basso presenti nello schema a blocchi dell'osservatore.

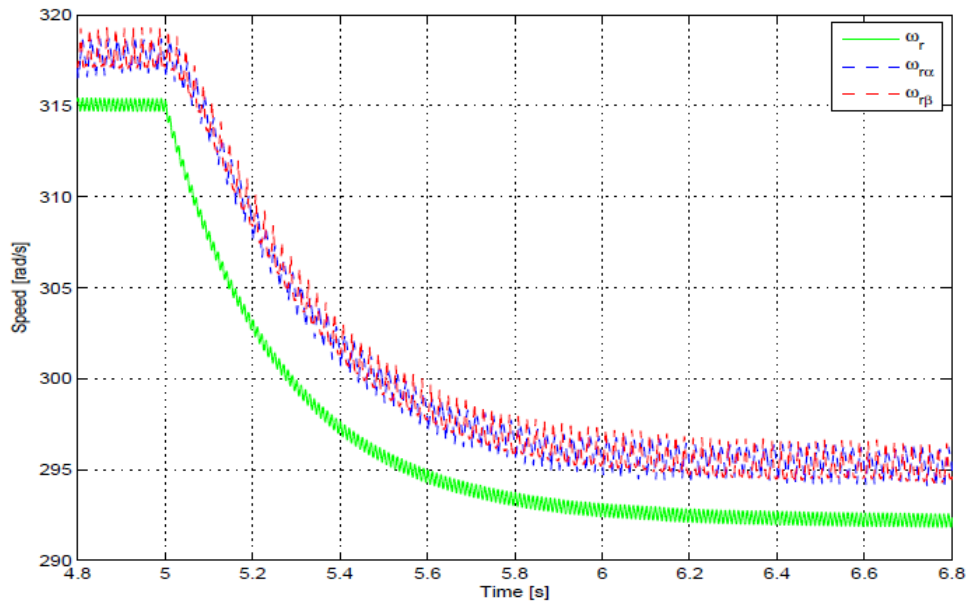


Figura 5.8: Confronto tra velocità stimate e velocità in uscita dalla macchina, applicando un carico di 0,6 Nm.

In questa terza serie di simulazioni è stato anche confrontato l'andamento della corrente $i_{s\beta}$ circolante sull'avvolgimento principale stimata dall'osservatore con l'andamento della corrente $\hat{i}_{s\beta}$ circolante sull'avvolgimento principale in uscita dalla macchina. Tale confronto è stato riportato in figura 5.9 e dal grafico è possibile osservare come gli andamenti delle due correnti risultino perfettamente coincidenti.

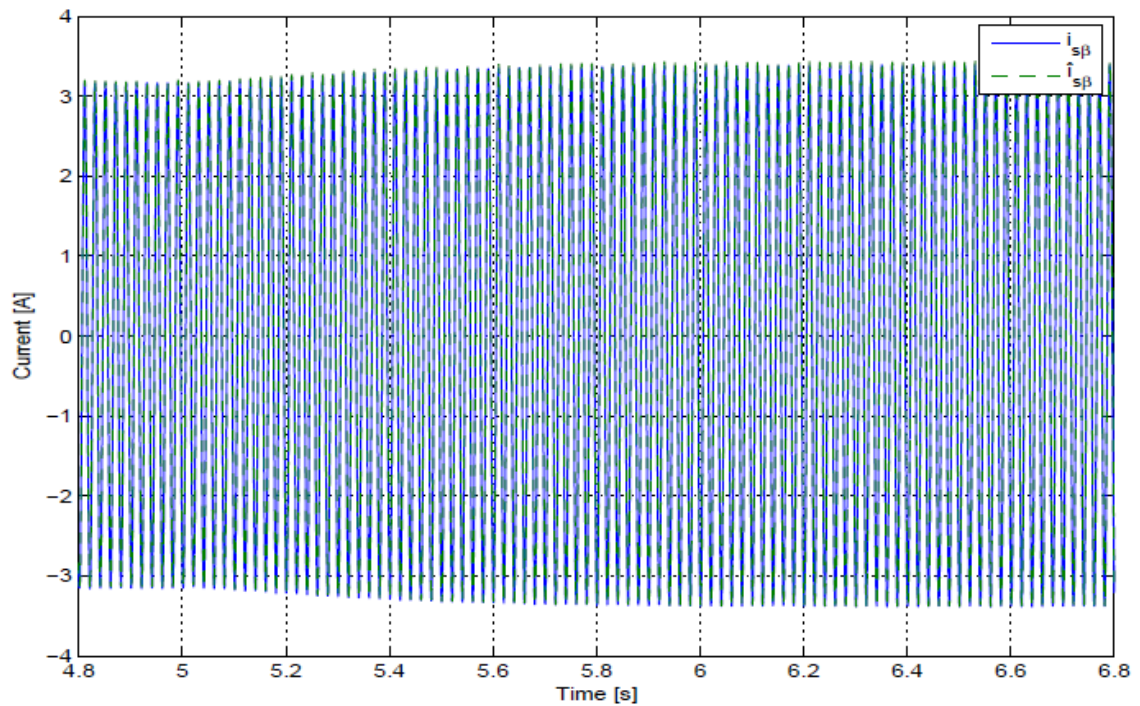


Figura 5.9: Confronto tra l'andamento temporale della corrente principale stimata e quella in uscita dalla macchina.

La figura 5.10 mostra l'andamento della corrente $i_{s\alpha}$ circolante sull'avvolgimento ausiliario stimata dall'osservatore confrontato con l'andamento della corrente $\hat{i}_{s\alpha}$ circolante sull'avvolgimento ausiliario in uscita dalla macchina. La perfetta coincidenza tra i due andamenti conferma, in simulazione, l'ottima precisione dell'osservatore.

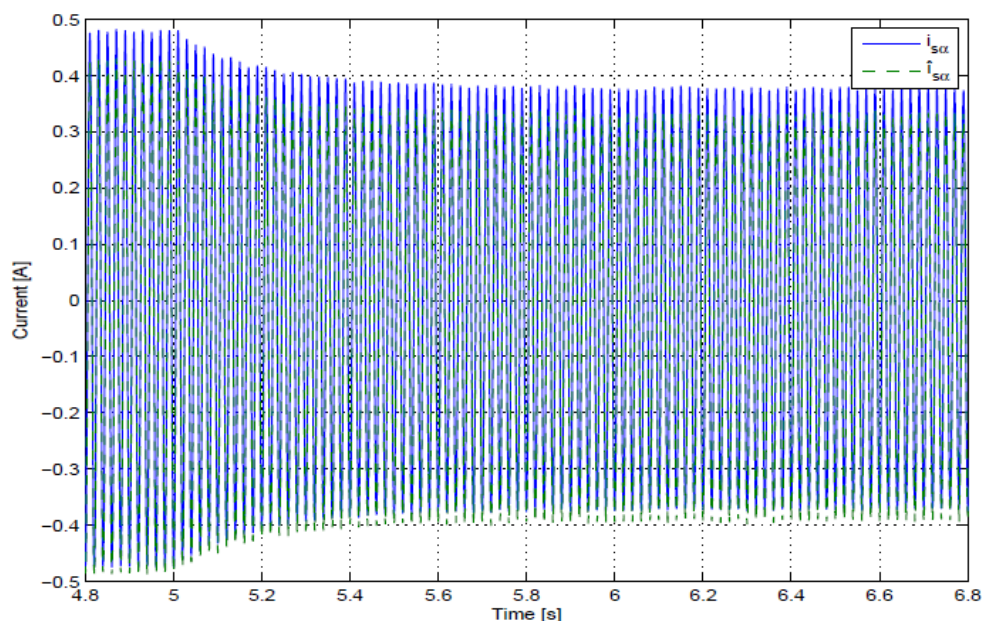


Figura 5.10: Confronto tra l'andamento temporale della corrente ausiliaria stimata e quella in uscita dalla macchina.

Durante questa serie di simulazioni sono stati registrati anche gli andamenti nel tempo del flusso rotorico secondo l'asse diretto (andamento in colore blu) e del flusso rotorico secondo l'asse in quadratura (andamento in colore giallo) stimati dall'osservatore, che vengono mostrati nel grafico di figura 5.11.

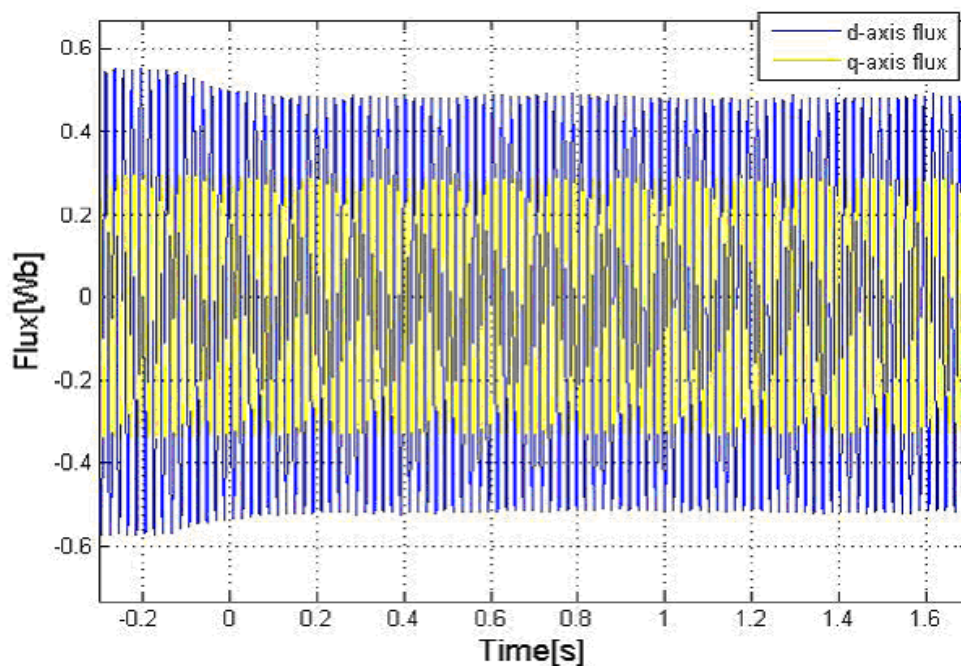


Figura 5.11: flussi rotorici diretto ed in quadratura stimati dall'osservatore in simulazione.

5.5 – Realizzazione del banco di prova

Una volta eseguite le simulazioni del sistema descritto nel paragrafo 5.3 è necessario validare sperimentalmente il sistema stesso. A tal fine è stato realizzato presso il laboratorio del Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Elettronica e delle Telecomunicazioni dell'Università degli Studi di Palermo un banco di prova, che viene mostrato in figura 5.12.

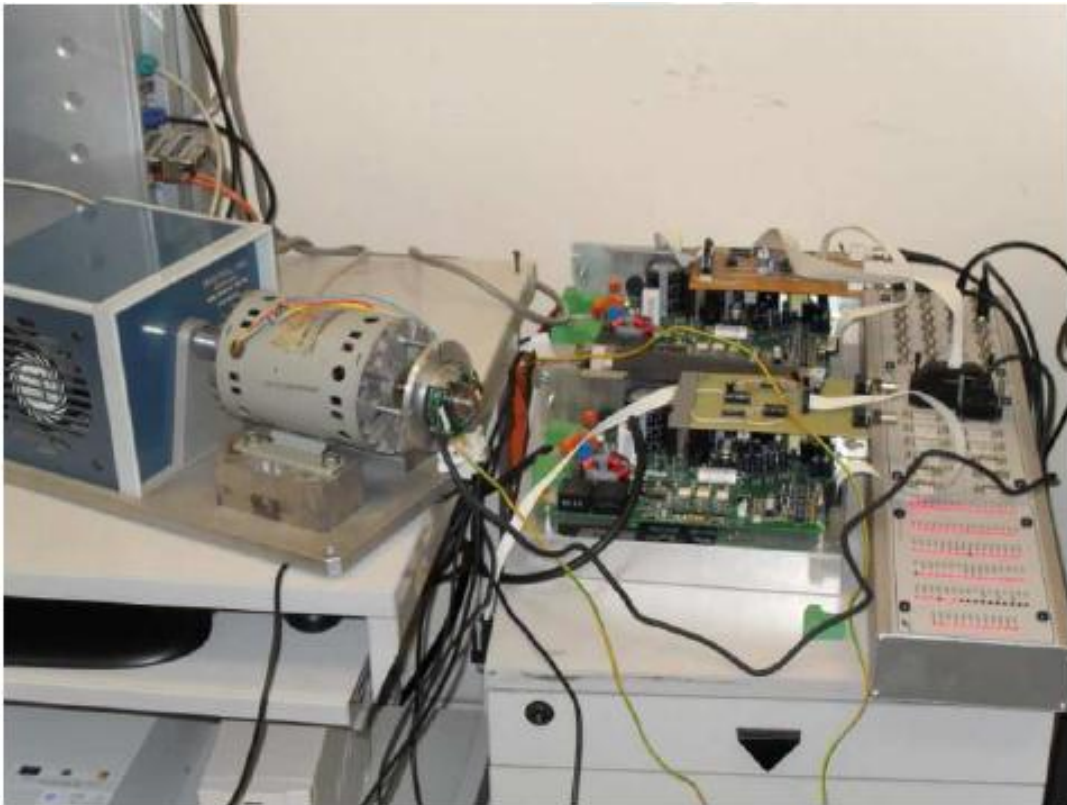


Figura 5.12: fotografia del banco di prova realizzato presso il laboratorio del Dipartimento.

Il motore asincrono monofase in prova (i dati di targa sono stati elencati nel paragrafo 4.3.1 ed il valore dei parametri sono stati riportati nelle tabelle 4.3.4 e 4.3.8) è stato equipaggiato con un encoder ottico incrementale (SUMTAK Corporation, tipo LDA-001-1000 CE, 1024 ppr), che consente di misurare la velocità di rotazione del motore, ed è stato connesso ad un freno elettromagnetico, che viene adoperato per eseguire prove a carico. Il motore viene, inoltre, alimentato tramite un inverter a tensione impressa (VSI); quest'ultimo genera due tensioni alternate in

quadratura tra loro, che alimentano gli avvolgimenti della macchina con un rapporto V/f costante. Le correnti circolanti sugli avvolgimenti principale ed ausiliario vengono misurate utilizzando due sensori di corrente, che sono stati integrati sul convertitore elettronico di potenza adoperato per alimentare il motore. La struttura portante che aggancia l'encoder al motore e le due basi per mantenere solidale il rotore con il freno sono state realizzate presso l'officina del Dipartimento.

L'implementazione sperimentale dell'osservatore precedentemente descritto è realizzata adoperando l'hardware di controllo *dSPACE DS1103*, che viene accoppiato col software *MATLAB/Simulink/Stateflow*. La figura 5.13 mostra schematicamente la procedura di implementazione sperimentale dell'osservatore proposto. A partire da una tensione di alimentazione sinusoidale, questa viene raddrizzata tramite un raddrizzatore d'onda e mandata all'inverter VSI che alimenta i due avvolgimenti della macchina; l'hardware di controllo *DS1103* genera i segnali PWM per l'alimentazione del *driver* e acquisisce i segnali provenienti dai due sensori di corrente e dall'encoder ottico incrementale connessi al motore asincrono monofase. I dati ottenuti vengono elaborati ed inviati ad un computer.

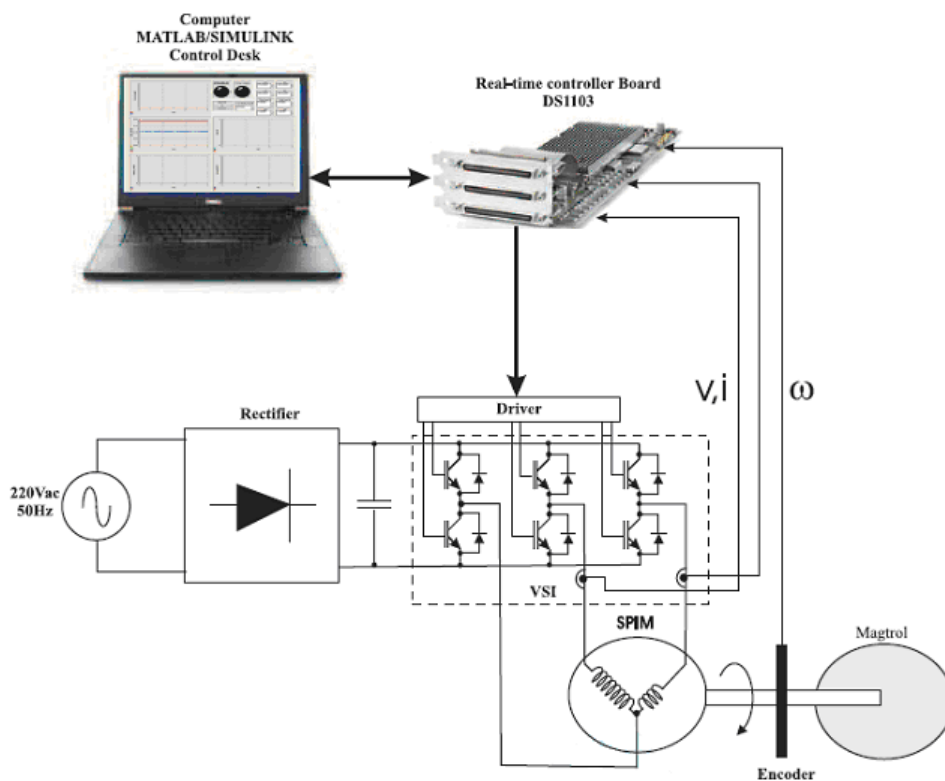


Figura 5.13 - Schematizzazione del procedimento di implementazione sperimentale.

L'interfaccia con l'operatore, denominata *dSPACE control desk* e mostrata in figura 5.14, risulta particolarmente intuitiva e permette di monitorare le variabili misurate e stimate e di modificare i parametri dell'intero sistema in *real time*. Nella figura si nota, infatti, che possono essere visualizzati contemporaneamente gli andamenti temporali della velocità del motore (grafico A), delle correnti circolanti in entrambi gli avvolgimenti (grafico B), delle tensioni che alimentano la macchina (grafico C), delle tensioni che alimentano l'inverter (grafico D) e del flusso rotorico (grafico E); tramite il settore riquadrato in verde, inoltre, è possibile chiudere l'interruttore di alimentazione dell'inverter, regolare la frequenza di alimentazione della macchina e variare i parametri nel sistema di controllo dell'osservatore, tutto in *real-time*.

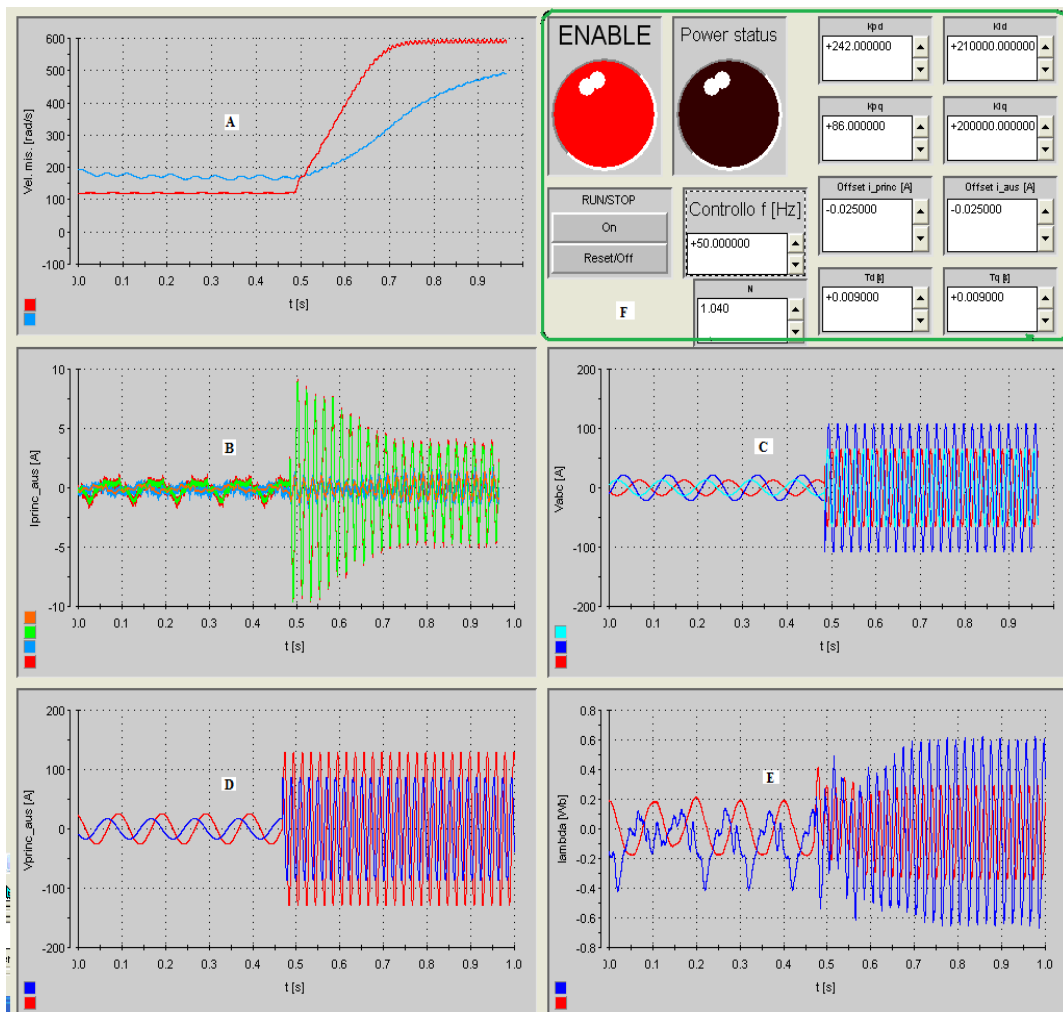


Figura 5.14: Schermata generale del dSPACE control desk.

Il sistema di figura 5.4 è stato, quindi, adattato ai fini dell'implementazione sperimentale e la figura 5.15 mostra il corrispondente schema a blocchi complessivo del sistema osservatore-motore.

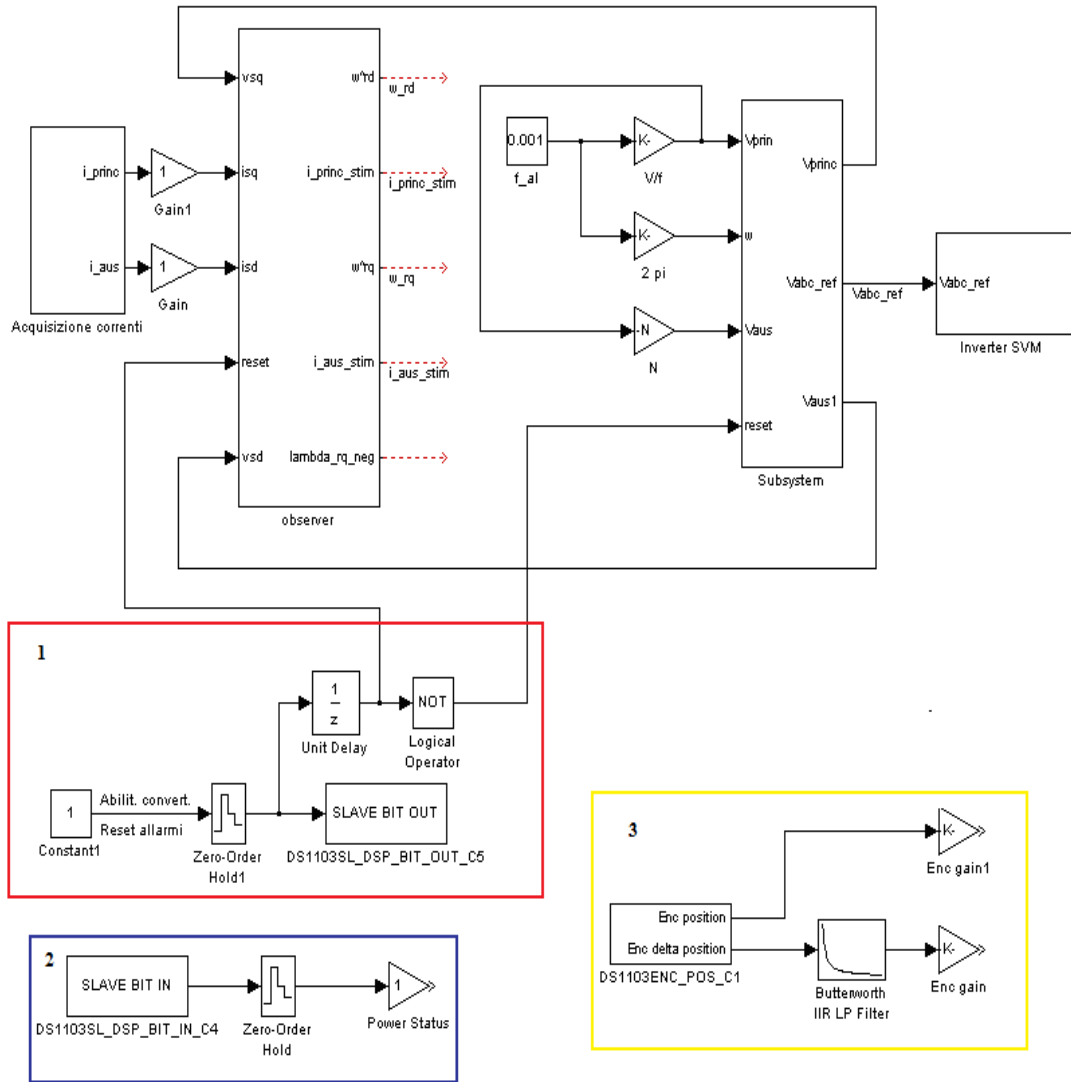


Figura 5.15: Schema a blocchi complessivo adattato per l'implementazione sperimentale.

Il blocco denominato *acquisizione correnti* contiene i blocchi di acquisizione dei segnali delle correnti circolanti nell'avvolgimento principale ed ausiliario della macchina, rilevati dai sensori integrati sul convertitore. Tramite il blocco *Subsystem* vengono creati i segnali di tensione di alimentazione sia dell'avvolgimento principale che dell'avvolgimento ausiliario del motore. A partire da questi ultimi segnali di

tensione il blocco *inverter SVM* determina la sequenza degli impulsi di accensione e di spegnimento dei componenti degli inverter. Lo schema n.1, riquadrato in colore rosso, consente di rilevare lo *status* del convertitore ed arrestarlo in caso di mal funzionamento, mentre lo schema n.2, riquadrato in colore blu, consente l'attivazione del convertitore. I blocchi dello schema n.3 (riquadrato in giallo) permettono, infine, di rilevare la velocità angolare del rotore dello SPIM (secondo una scala che viene definita nel blocco *enc gain*).

5.6 - Risultati sperimentali

Una volta realizzato il banco di prova e acquisiti i risultati derivanti dalla simulazione dell'osservatore, sono state eseguite una serie di prove sul sistema osservatore-SPIM al fine di validare sperimentalmente il sistema stesso. Qui di seguito vengono analizzati i risultati ottenuti da tali prove.

5.6.1 – Prova n.1 - Variazione della frequenza di alimentazione da 10 Hz a 50 Hz a vuoto

Nella prima prova sperimentale eseguita presso il Laboratorio del Dipartimento si è alimentato il motore a vuoto ad una frequenza di 10 Hz; una volta raggiunta la condizione di funzionamento a regime, all'istante $t = 0$ s si è applicata una variazione della frequenza di alimentazione a gradino da 10 Hz a 50 Hz. Durante la prova sono stati registrati gli andamenti nel tempo della velocità rotorica, delle correnti circolanti sugli avvolgimenti principale ed ausiliario, del flusso rotorico secondo l'asse diretto e del flusso rotorico secondo l'asse in quadratura.

Il grafico di figura 5.16 mostra il confronto tra l'andamento nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento principale stimata (curva in rosso) e l'andamento nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento principale misurata (curva in blu). E' possibile notare come l'andamento stimato sia perfettamente coincidente con quello misurato, dimostrando l'ottima precisione dell'osservatore proposto. Si nota che, a regime, l'ampiezza della corrente è circa pari a 3 A (in valore efficace);

confrontando tale andamento con quello di figura 5.7, si nota come i risultati sperimentali siano in perfetto accordo con quelli simulati.

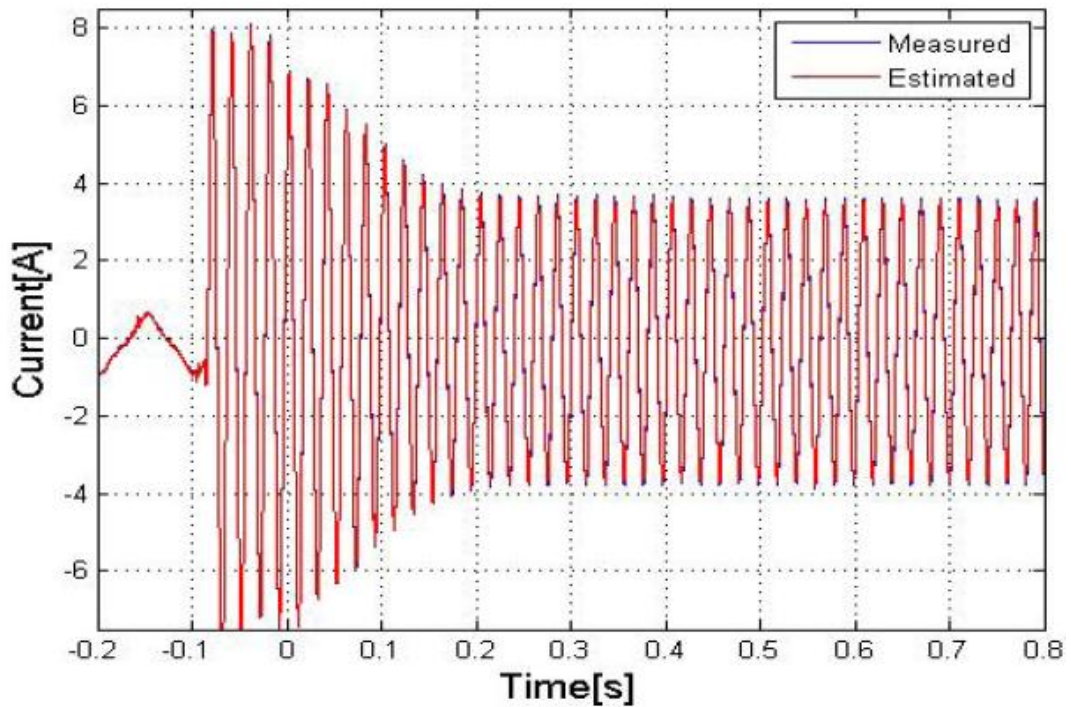


Figura 5.16: Confronto tra corrente principale stimata (blu) e misurata (rosso).

Nel grafico di figura 5.17 si mettono, invece, a confronto gli andamenti nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario stimata (curva in rosso) e di quella misurata (curva in blu). Anche qui è presente una perfetta sovrapposizione delle due curve e, confrontando tale grafico con quello di figura 5.8, si nota come i risultati sperimentali vadano in accordo con quelli simulati, dimostrando, pertanto, l'ottima precisione dell'osservatore proposto.

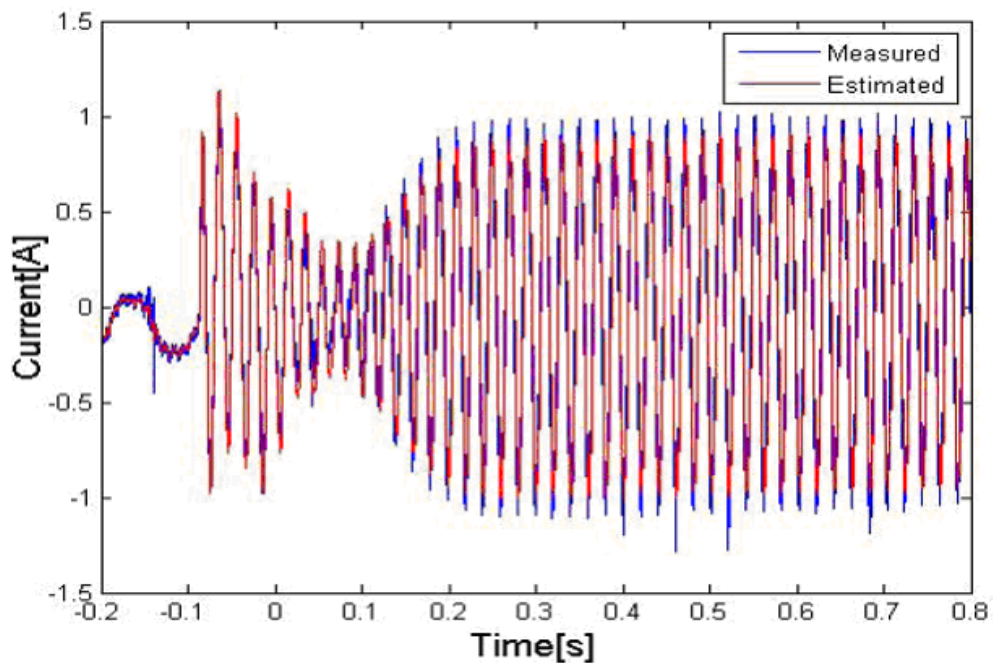


Figura 5.17: Confronto tra corrente ausiliaria stimata (blu) e misurata (rosso).

L'andamento della velocità di rotazione misurata in funzione del tempo viene mostrato in fig. 5.18 (curva verde) e viene confrontato con l'andamento stimato dall'osservatore (curva blu). Osservando il grafico, è possibile notare un ritardo della curva misurata rispetto a quella stimata durante la fase di accelerazione; ciò è dovuto alla presenza di filtri passa-basso nel sistema di osservazione proposto. Tenendo conto di ciò, si può comunque affermare che l'osservatore stima correttamente anche l'andamento della velocità rotorica. Durante gli intervalli di tempo in cui la velocità rotorica si mantiene costante, infatti, si osserva come le due curve siano sovrapposte.

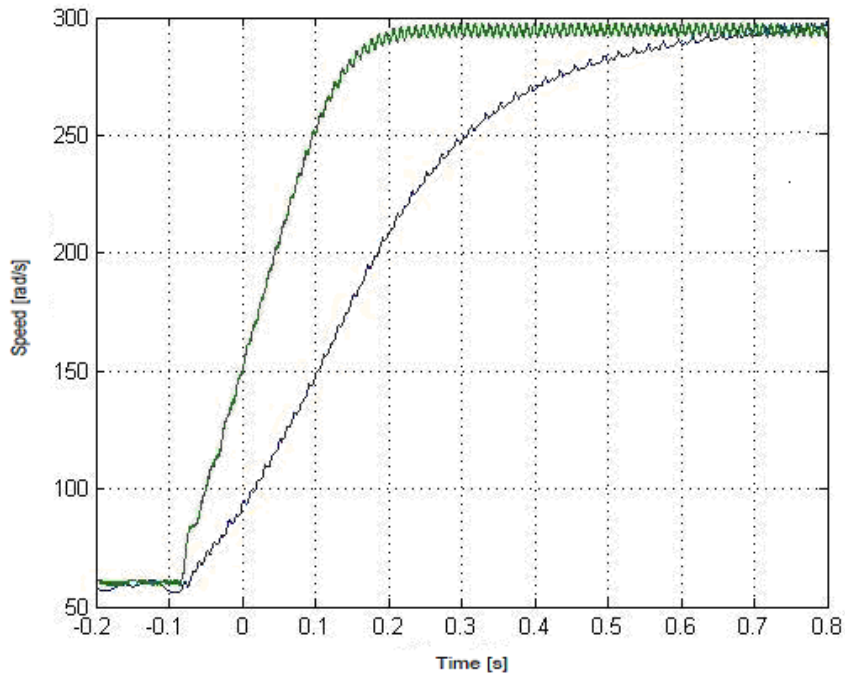


Figura 5.18: Confronto tra velocità stimata (blu) e misurata (verde) variando la frequenza da 10 a 50 Hz.

In figura 5.19 viene mostrato l'andamento nel tempo dei flussi rotorici lungo l'asse diretto (curva di colore blu) e lungo l'asse in quadratura (curva di colore rosso) stimati dall'osservatore. E' possibile osservare la perfetta coincidenza tra gli andamenti simulati di figura 5.9 con quelli ricavati sperimentalmente.

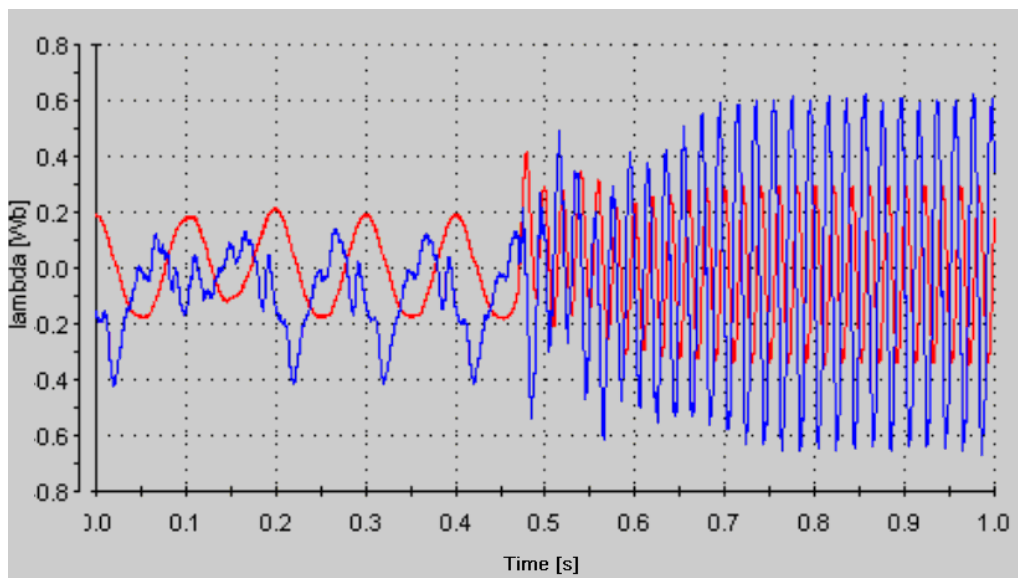


Figura 5.19: flussi rotorici diretto ed in quadratura stimati dall'osservatore.

5.6.2 - Prova n. 2 - Variazione della frequenza di alimentazione da 5 Hz a 35 Hz a vuoto

La seconda prova è consistita nell'alimentare la macchina a vuoto ad una frequenza di 5 Hz; una volta raggiunta la condizione di funzionamento a regime, si è applicata all'istante $t=0$ s una variazione a gradino della frequenza statorica da 5 Hz a 35 Hz. Anche in questo caso sono stati registrati gli andamenti nel tempo delle correnti, della velocità rotorica e dei flussi secondo gli assi diretto ed in quadratura.

La figura 5.20 mostra l'andamento temporale della corrente circolante sull'avvolgimento principale misurata (curva in blu) confrontata con quello della corrente stimata dall'osservatore (curva in rosso). Anche i risultati di questa prova confermano l'ottima precisione dell'osservatore, in quanto le due curve risultano perfettamente sovrapposte.

Il grafico di figura 5.21 mostra, invece, il confronto tra gli andamenti nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario stimata (curva in rosso) e di quella misurata (curva in blu). Anche qui è presente una perfetta sovrapposizione delle due curve, rilevando la corretta stima dell'osservatore anche per ciò che concerne l'andamento della corrente ausiliaria.

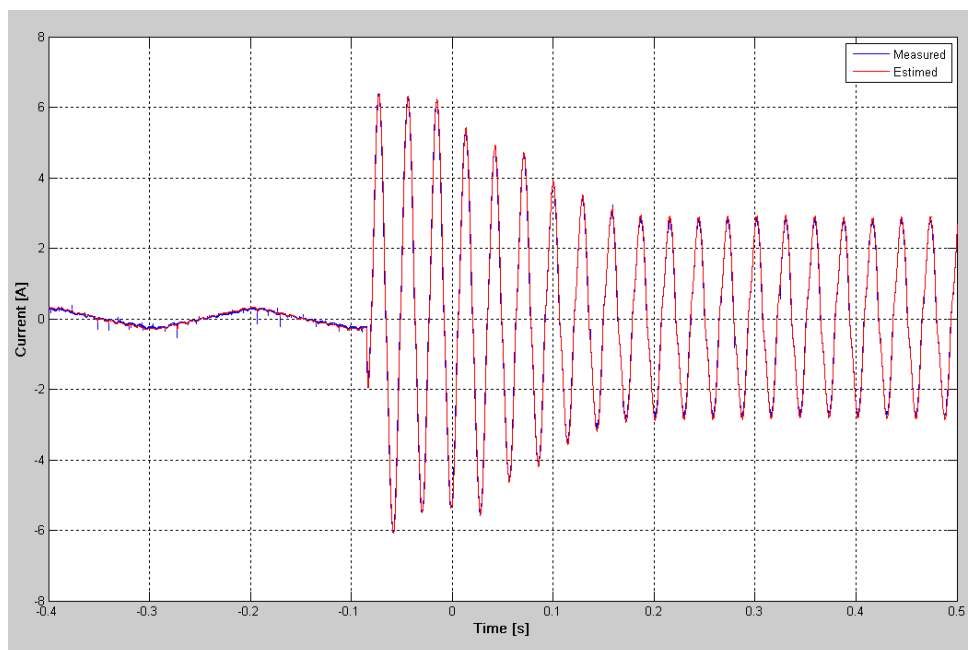


Figura 5.20: Confronto tra corrente principale stimata (blu) e misurata (rossa) variando la frequenza da 5 a 35 Hz.

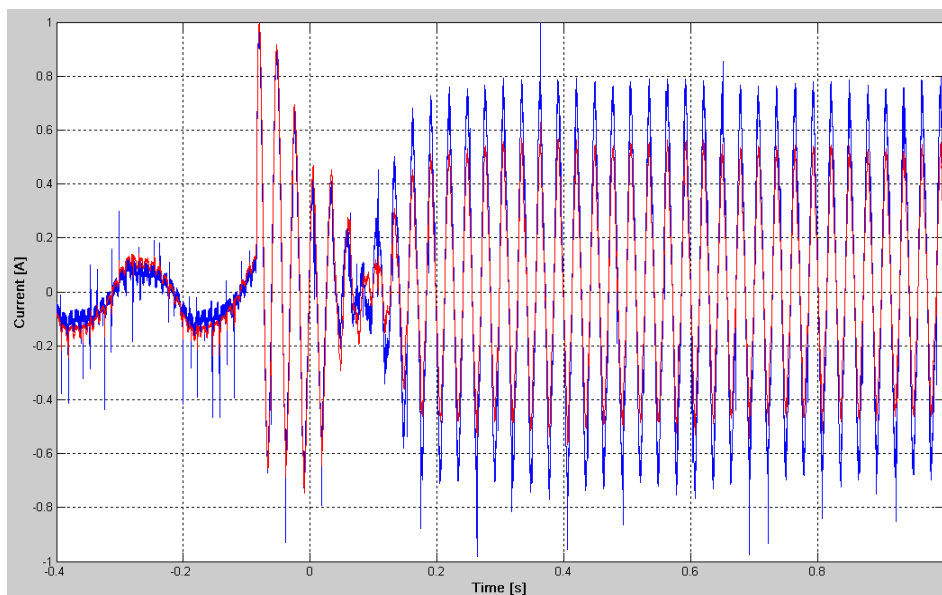


Figura 5.21: Confronto tra corrente ausiliaria stimata (blu) e misurata (rossa) variando la frequenza da 5 a 35 Hz.

In figura 5.22 si confronta la velocità stimata (curva blu) dall'osservatore con quella misurata dall'encoder (curva rossa); anche in questa prova si nota che durante la fase di accelerazione la curva misurata risulta in ritardo rispetto a quella stimata. Tuttavia, si osserva che, terminata la fase di accelerazione, le due curve ritornano ad essere praticamente coincidenti, così come avveniva ad una frequenza pari a 5 Hz.

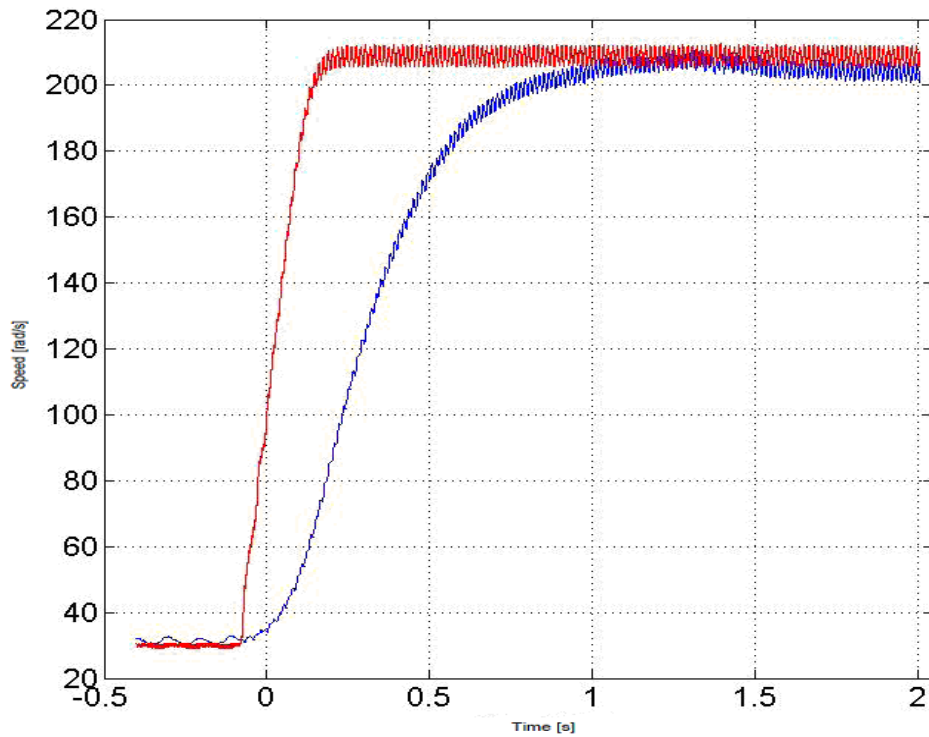


Figura 5.22: Confronto tra velocità stimata (blu) e misurata (rossa) variando la frequenza da 5 a 35 Hz.

In figura 5.23 viene mostrato l'andamento nel tempo dei flussi rotorici lungo l'asse diretto (curva di colore ciano) ed in quadratura (curva di colore magenta) stimati dall'osservatore.

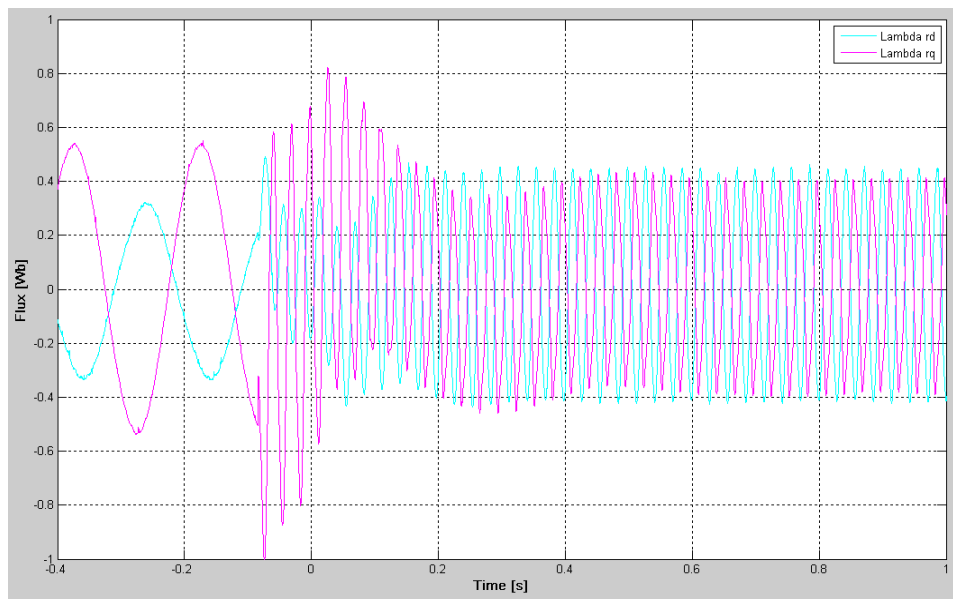


Figura 5.23: Andamento nel tempo dei flussi rotorici stimati dall'osservatore variando la frequenza da 5 a 35 Hz.

5.6.3 – Prova n. 3 – Variazione della frequenza di alimentazione da 50 Hz a 10 Hz a vuoto

Nella terza prova si è alimentato il motore a vuoto ad una frequenza di 50 Hz; una volta raggiunta la condizione di funzionamento a regime, si è applicata al tempo $t=0$ s una variazione a gradino della frequenza statorica da 50 Hz a 10 Hz. In figura 5.24 si mette a confronto la velocità stimata dall'osservatore con quella misurata durante tale variazione; in analogia con quanto osservato per la fase di accelerazione, anche durante la fase di decelerazione è presente un divario tra la curva misurata e quella stimata. Tuttavia, negli intervalli di tempo in cui l'accelerazione della macchina è nulla, le curve sono coincidenti, dimostrando, ancora una volta, l'ottima precisione dell'osservatore proposto.

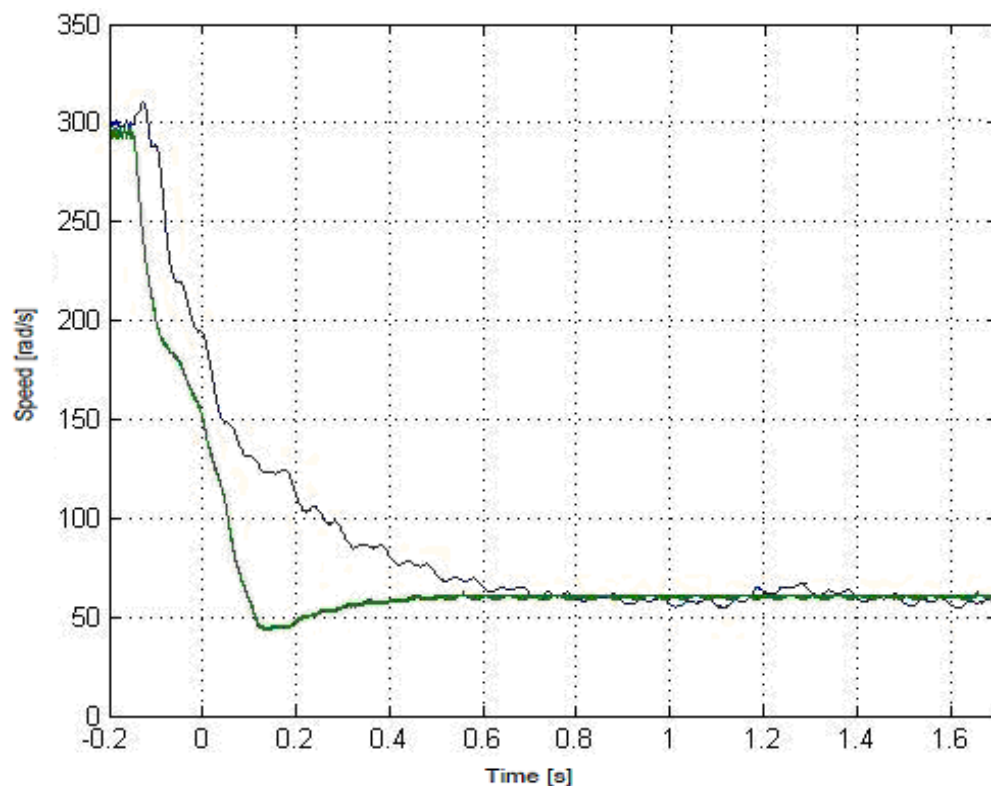


Figura 5.24: Confronto tra velocità stimata (blu) e misurata (verde), variando la frequenza da 50 a 10 Hz.

L'andamento del flusso rotorico lungo l'asse diretto ed in quadratura registrato durante la prova n.3 viene riportato nel grafico di figura 5.25.

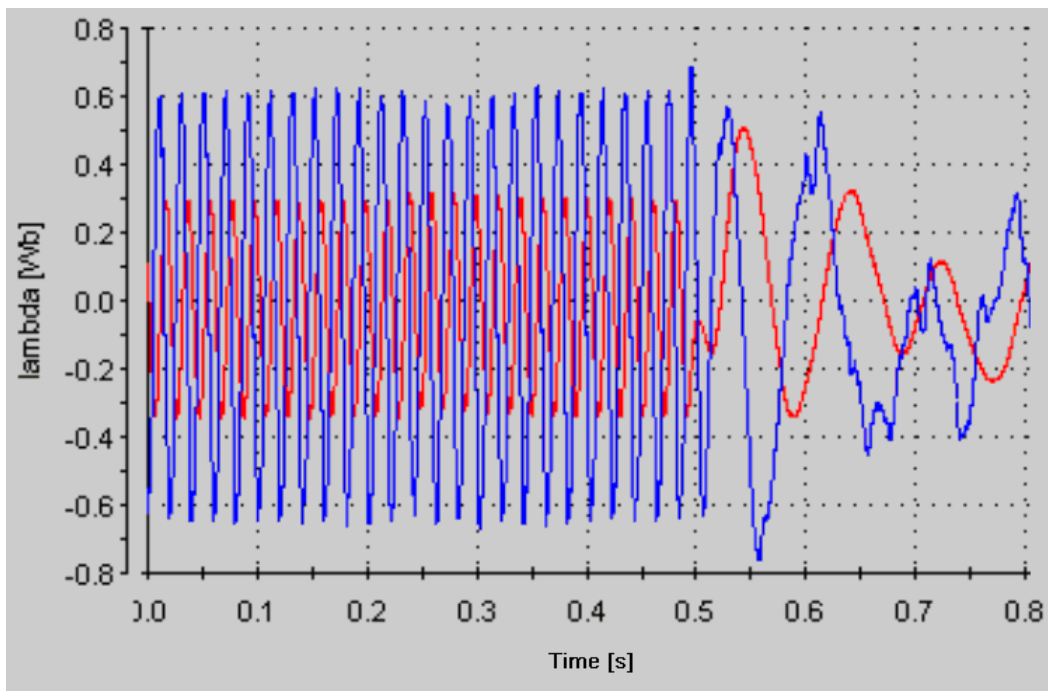


Figura 5.25: Andamento nel tempo dei flussi rotorici stimati dall'osservatore, variando la frequenza da 50 a 10 Hz.

5.6.4 – Prova n. 4 – Connessione del carico nominale

La quarta prova è consistita nell'alimentare la macchina a vuoto e, raggiunta la condizione di funzionamento a regime, è stato applicato alla macchina il pieno carico nominale a partire dall'istante di tempo $t=0$ s. Anche in questo caso sono stati registrati gli andamenti nel tempo delle correnti, della velocità rotorica e dei flussi secondo gli assi diretto ed in quadratura.

In figura 5.26 è rappresentato l'andamento temporale della corrente circolante sull'avvolgimento principale misurata (curva di colore blu) confrontato con quello della corrente stimata dall'osservatore (curva di colore rosso). E' possibile osservare che, a partire dall'istante di tempo corrispondente alla presa di carico ($t=0$), la forma d'onda della corrente misurata aumenta in ampiezza; anche la forma d'onda della corrente stimata dall'osservatore subisce la medesima variazione, assumendo, istante per istante, i medesimi valori della curva misurata della corrente.

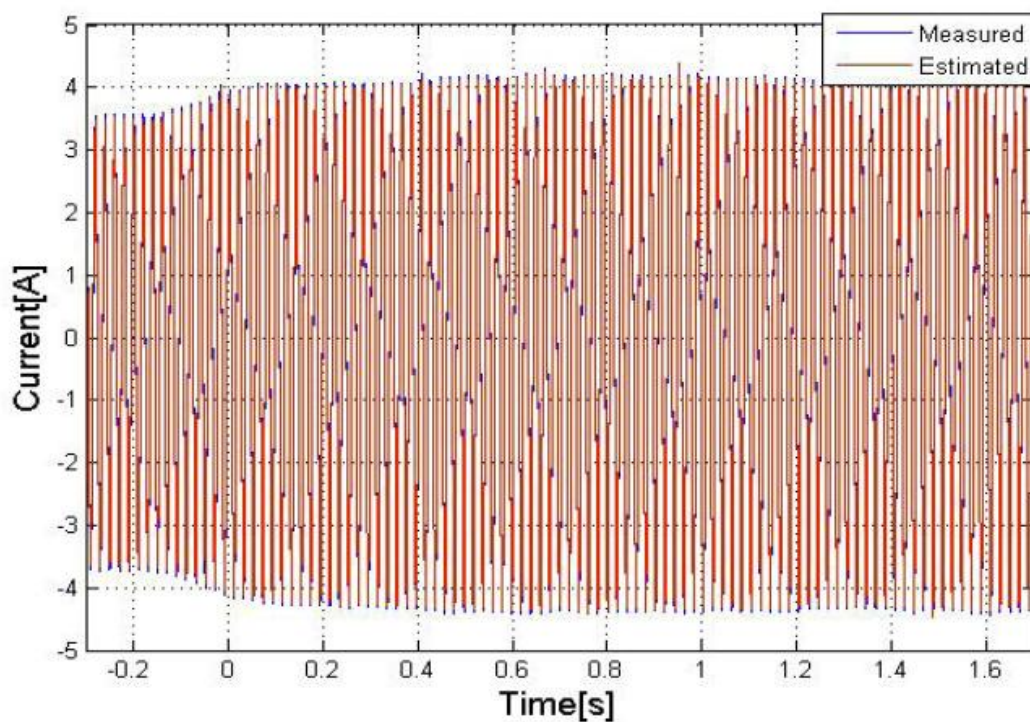


Figura 5.26: Confronto tra corrente principale stimata (blu) e misurata (rossa) durante la prova a carico.

Il grafico di figura 5.27 presenta, invece, il confronto tra l'andamento nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario stimata (curva in rosso) con quello della corrente misurata (curva in blu). Anche qui si rileva una perfetta sovrapposizione delle due curve; si può facilmente constatare, inoltre, che, a partire dall'istante $t=0$ (corrispondente alla presa di carico) i due andamenti si riducono della stessa entità, mantenendo sempre una perfetta sovrapposizione. La stima dell'osservatore è, pertanto, corretta.

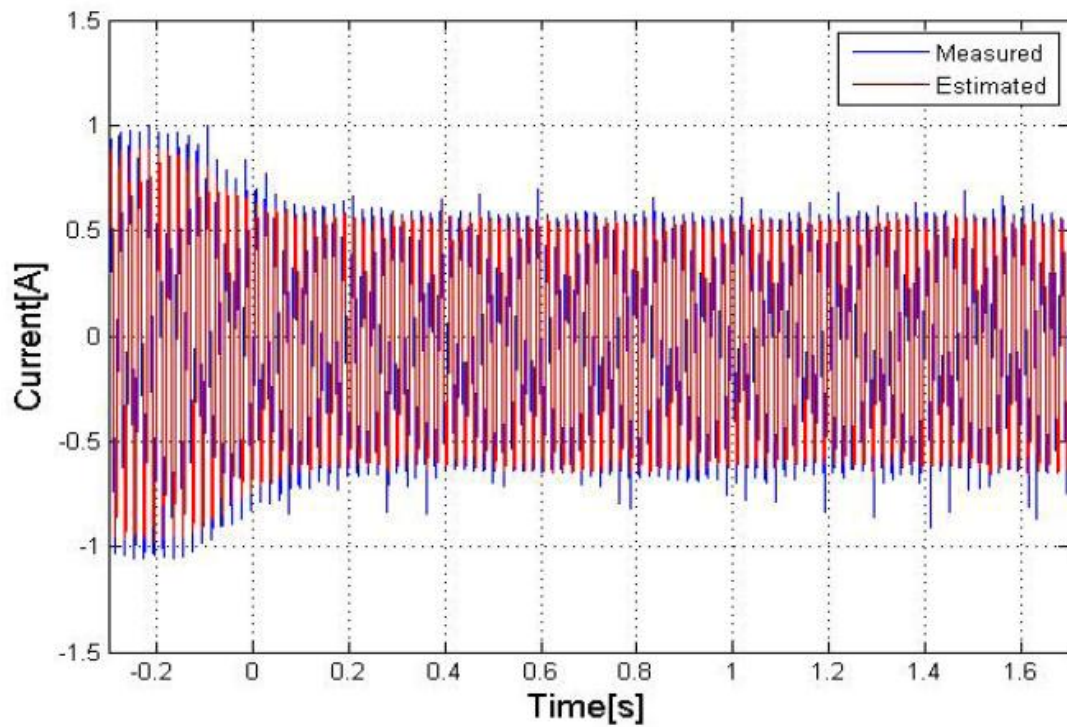


Figura 5.27: Confronto tra corrente ausiliaria stimata (blu) e misurata (rossa) durante la prova a carico.

Nella figura 5.28 è possibile confrontare l'andamento temporale della velocità stimata (curva blu) dall'osservatore con quella misurata dall'encoder (curva verde), ipotizzando che al tempo $t=0$ avvenga la presa di carico; si nota che la velocità stimata dall'osservatore tende, istante per istante, a seguire quella della macchina, dimostrando, anche in questa prova, l'ottima precisione del sistema proposto.

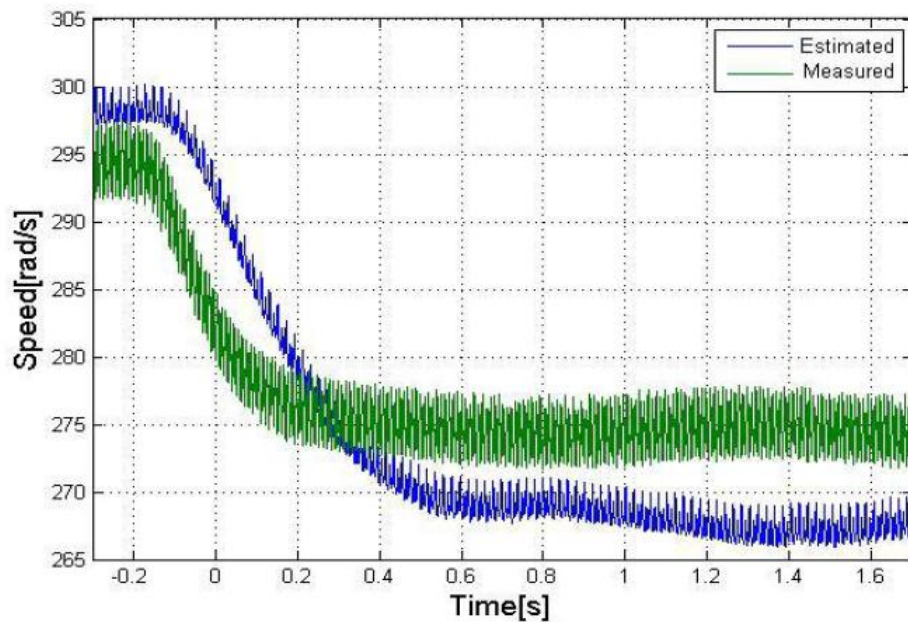


Figura 5.28: Confronto tra velocità stimata (blu) e misurata (verde) durante la prova a carico nominale.

5.6.5 – Prova n. 5 - Disconnessione del carico nominale

La quinta prova è consistita nell'alimentare la macchina a pieno carico nominale e, raggiunta la condizione di funzionamento a regime, viene disconnesso il carico applicato alla macchina a partire dal tempo $t=0$ s. Anche in questo caso sono stati registrati gli andamenti nel tempo delle correnti, della velocità rotorica e dei flussi secondo gli assi diretto ed in quadratura.

Il grafico di figura 5.29 mostra il confronto tra l'andamento nel tempo della corrente circolante sull'avvolgimento principale stimata (curva in rosso) e l'andamento nel tempo della corrente misurata (curva in blu). E' possibile notare come l'andamento stimato sia perfettamente coincidente con quello misurato, dimostrando anche in questa prova l'ottima precisione dell'osservatore. Si osservi che, a partire dall'istante in cui viene applicato il carico alla macchina ($t=0$), la corrente stimata dal sistema si riduce in ampiezza, così come quella misurata.

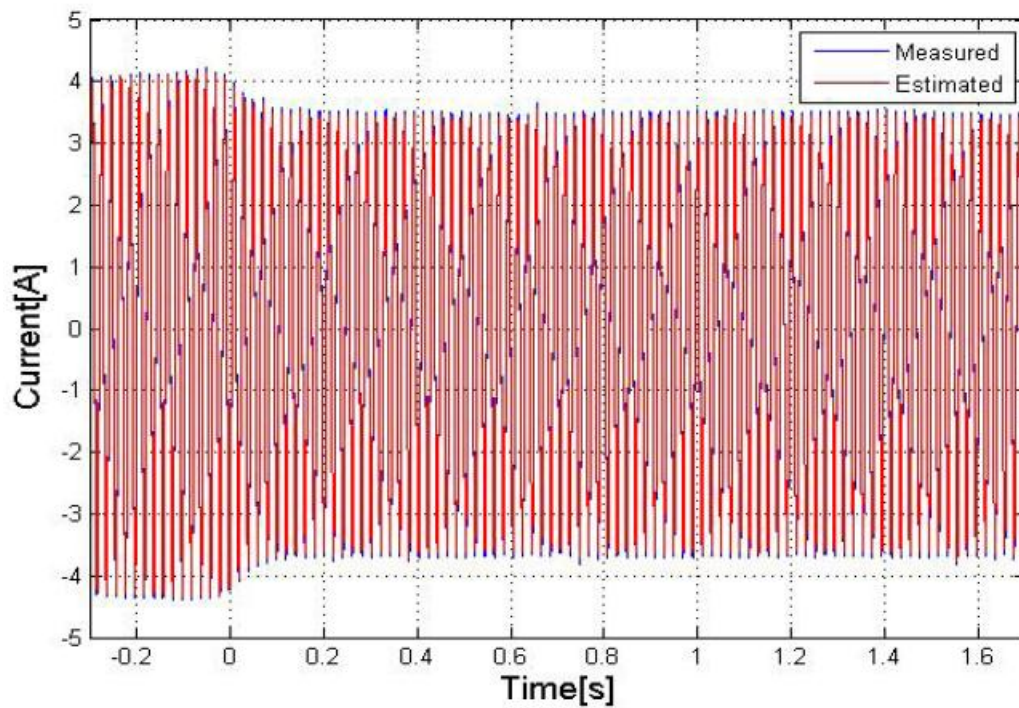


Figura 5.29: Confronto tra corrente principale stimata (blu) e misurata (rossa) durante il distacco del carico.

Un ragionamento del tutto analogo si può fare confrontando gli andamenti temporali della corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario stimata, rappresentata in colore rosso, e quella misurata, rappresentata in colore blu (figura 5.30). Ad una variazione in ampiezza della corrente misurata (al tempo $t=0$), provocata dalla presa di carico, corrisponde un identico aumento in ampiezza della corrente stimata dall'osservatore.

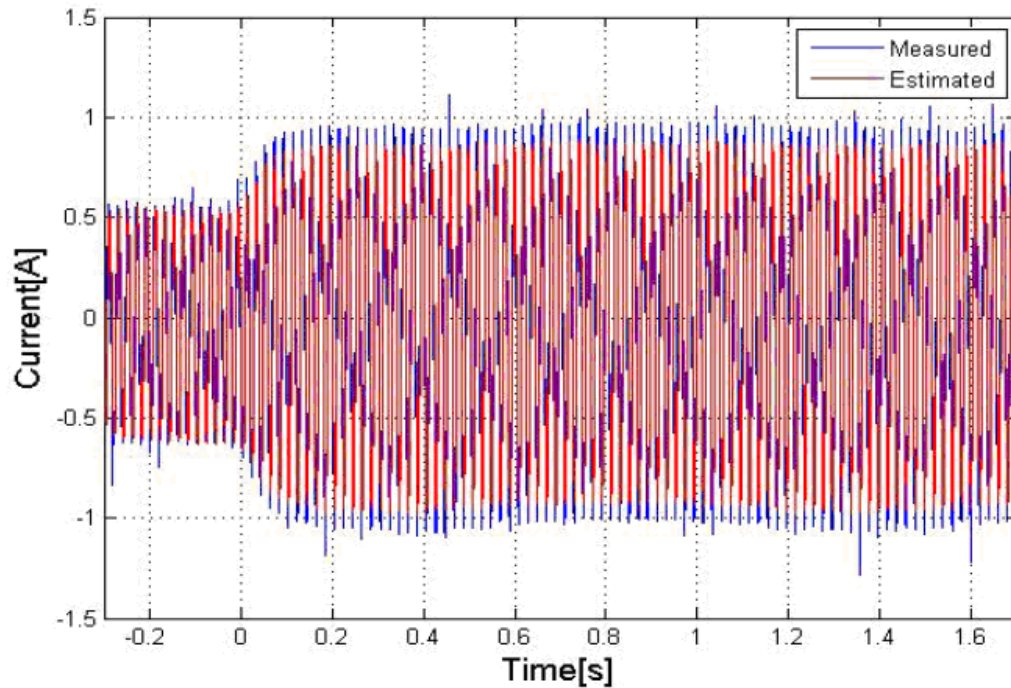


Figura 5.30: Confronto tra corrente ausiliaria stimata (blu) e misurata (rossa) durante il distacco del carico.

Il grafico di figura 5.31 mostra, infine, l'andamento temporale della velocità angolare della macchina rilevata dall'encoder (curva di colore verde); nello stesso grafico viene riportato anche l'andamento della velocità angolare stimata dall'osservatore (curva di colore blu). Si osserva che, non appena avviene il distacco del carico al tempo $t=0$, la velocità del motore aumenta, così come quella stimata dall'osservatore. Anche in questo caso è presente un ritardo tra le due curve, sempre per il motivo descritto in precedenza. Non appena avviene il distacco del carico e la velocità della macchina assume un valore costante, le due curve si sovrappongono. Anche i risultati di questa prova confermano l'ottima precisione dell'osservatore.

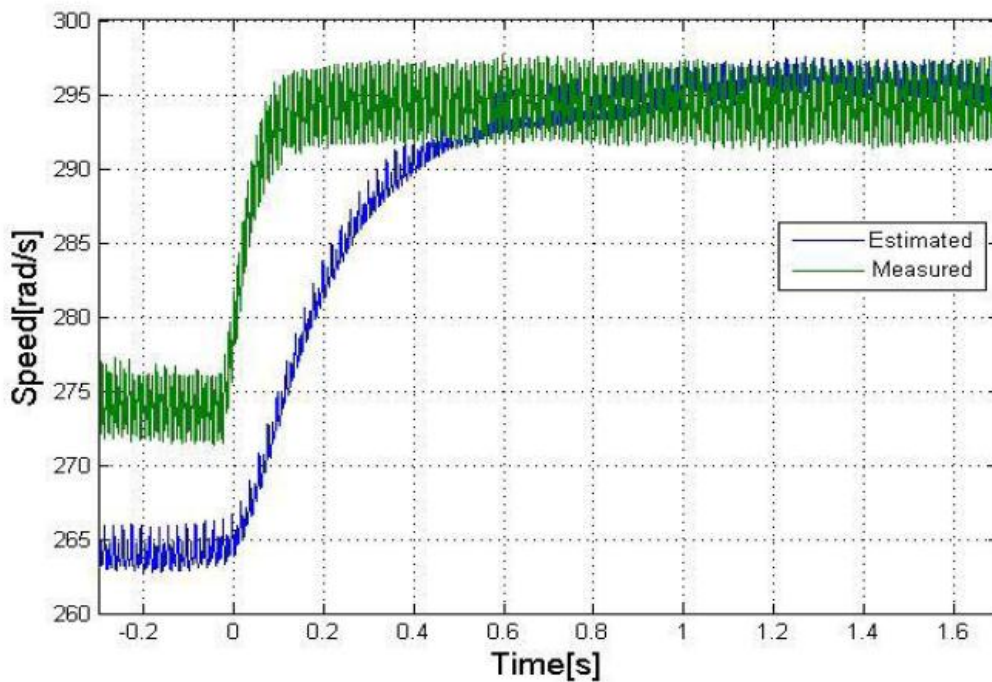


Figura 5.31: Confronto tra velocità stimata (blu) e misurata (verde) durante il distacco del carico nominale.

5.7 - Conclusioni

E' stato progettato, simulato e validato sperimentalmente un osservatore di flusso e velocità per il controllo del motore asincrono monofase. Le simulazioni sono state effettuate adoperando il programma *Simulink*, la validazione sperimentale è stata eseguita presso il Laboratorio del Dipartimento. Le numerose prove eseguite presso tale laboratorio hanno permesso di valutare le prestazioni dell'osservatore e validare sperimentalmente i risultati ottenuti dalle simulazioni.

L'osservatore descritto in questo capitolo risulta di fondamentale importanza per la realizzazione di un sistema di controllo *sensorless* del motore asincrono monofase, che verrà descritto nel capitolo VI. Elemento cardine di tale sistema, infatti, è proprio l'osservatore, che verrà adoperato per la stima della velocità e del flusso rotorico.

CAPITOLO VI

UN SISTEMA DI CONTROLLO SENSORLESS DELLA VELOCITA'

DEL MOTORE ASINCRONO MONOFASE

6.1 – Introduzione

Questo capitolo è dedicato a concepire ed implementare sul programma MATLAB un sistema di controllo *sensorless* della velocità rotorica del motore asincrono monofase, adoperando per la simulazione sia il modello dello SPIM trattato nel capitolo IV che l'osservatore di flusso e velocità rotorica del motore stesso, il quale è stato descritto nel capitolo V.

6.2 – Il sistema di controllo

A partire dalle equazioni di funzionamento dell'osservatore di flusso e velocità rotorica, implementando tali equazioni sul programma MATLAB, adoperando il modello *simulink* del motore asincrono monofase descritto nel capitolo IV e applicando la teoria classica sul controllo ad orientamento di campo [78-84], è stato concepito ed implementato (sempre sul programma *simulink*) un sistema di controllo ad orientamento di campo di tipo diretto della velocità rotorica e del flusso rotorico. In figura 6.1 viene mostrato il relativo schema a blocchi del sistema di controllo stesso.

Come si può osservare dalla figura 6.1, tale sistema di controllo può essere suddiviso in tre sezioni. La sezione A comprende lo schema a blocchi dell'osservatore di flusso e velocità rotorica trattato nel capitolo V e qui rappresentato con il blocco *observer*. In ingresso a quest'ultimo vengono inviati i segnali di tensione v_{sa} e v_{sb} e i segnali di corrente i_{sa} ed i_{sb} provenienti dall'uscita dello schema a blocchi corrispondente al modello del motore asincrono monofase della sezione C, che viene rappresentato con il blocco denominato *single-phase-motor*. I segnali in uscita dall'osservatore, ovvero

le stime di flusso e velocità rotorica, vengono inviati nella sezione B, non prima però di aver applicato ad essi la trasformazione di coordinate $ab-dq$ tramite i blocchi denominati $ab-dq\ wr*lr$ e $ab-dq\ lr$. In tal modo le grandezze non sono più riferite ad un sistema di assi cartesiani fissi con lo statore, ma ad un sistema di coordinate dq ruotante al sincronismo.

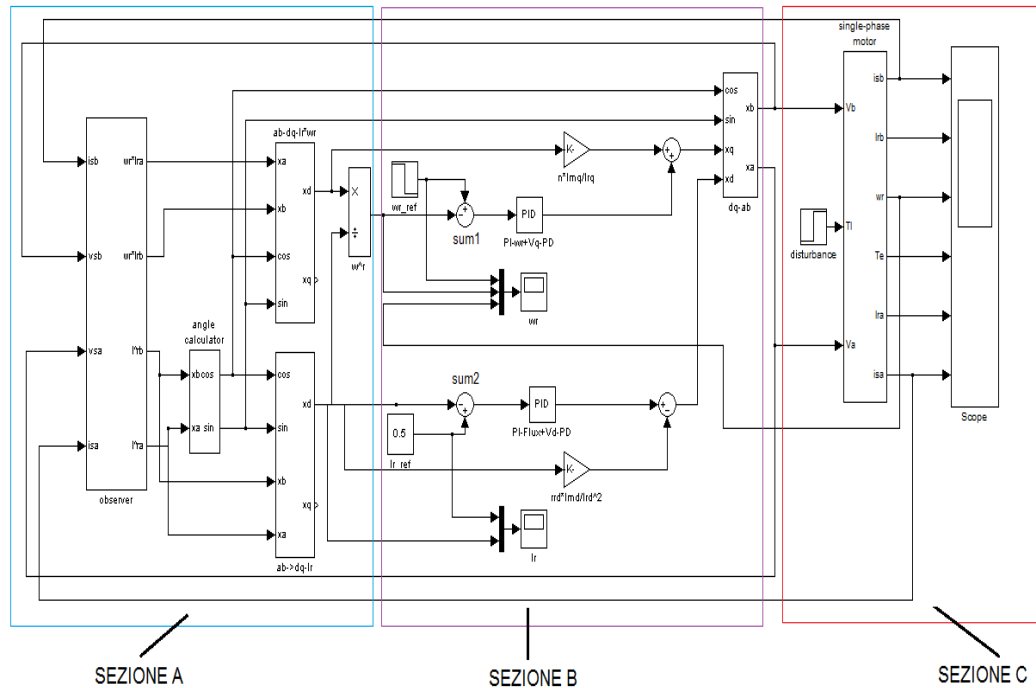


Figura 6.1: Schema a blocchi complessivo per il sistema di controllo *sensorless* del motore asincrono monofase.

Osservando, adesso, la sezione B dello schema di figura 6.1, si nota che i segnali così ottenuti vengono confrontati con i segnali w_{ref} e λ_{ref} di riferimento per la regolazione, rispettivamente, di velocità e flusso rotorici. Attraverso il blocco sommatore *sum1* si ottiene, quindi, la differenza tra la velocità impostata come riferimento e la velocità stimata dall'osservatore; attraverso il blocco *sum2*, invece, il valore del flusso stimato dall'osservatore viene sottratto al valore del flusso di riferimento. Queste differenze, che rappresentano errori di velocità e di flusso, vengono inviate ai due regolatori PI, che tenderanno ad annullare tali errori a regime. Per ottenere i segnali di tensione V_a e V_b utili al fine della simulazione dell'alimentazione della macchina, i segnali di uscita dei regolatori PI vengono inviati ad altri due blocchi sommatori (*sum3* e *sum4*) e, successivamente, al blocco denominato $dq-ab$. Come si può

osservare nella sezione C del sistema di controllo, in cui è presente il modello *simulink* del motore asincrono monofase già descritto nel capitolo III, i segnali di tensione V_a e V_b in uscita dall'algoritmo di controllo della sezione B vengono inviati in ingresso al blocco *single phase motor*; e ciò, al fine della simulazione dell'alimentazione degli avvolgimenti principale ed ausiliario del motore. Tramite il blocco "*disturbance*", inoltre, è possibile simulare un carico meccanico a gradino (di ampiezza regolabile) da applicare alla macchina; con il blocco "*scope*", infine, si visualizzano durante le simulazioni gli andamenti temporali di grandezze quali velocità rotorica, correnti circolanti sugli avvolgimenti principale ed ausiliario, coppia elettromagnetica e flusso rotorico.

6.3 – Risultati delle simulazioni

Adoperando il programma *Simulink* di MATLAB, sono state eseguite numerose simulazioni del sistema descritto nel precedente paragrafo.

6.3.1 – Risultati delle simulazioni a vuoto

Una prima serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto, impostando la velocità di riferimento ω_{ref} ad un valore costante e pari a quello nominale del motore (377 rad/s), ipotizzando che al tempo $t=0$ s avvenga la chiusura dell'interruttore di alimentazione e che al tempo $t=0,5$ s essa venga modificata a gradino da 377 rad/s a 0 rad/s. In tale simulazione, inoltre, il flusso λ_{ref} viene impostato ad un valore costante e pari a 0,5 Wb.

Il grafico di figura 6.2 mostra il confronto tra l'andamento nel tempo della velocità rotorica in uscita dalla macchina ω_r (curva in ciano) e l'andamento nel tempo della velocità rotorica stimata dall'osservatore $\hat{\omega}_r$ (curva in magenta). È possibile osservare come l'andamento stimato sia perfettamente coincidente con quello simulato, dimostrando l'ottima precisione dell'osservatore proposto. Si nota, inoltre, che entrambe le curve seguono perfettamente l'andamento della velocità di riferimento ω_{ref} (curva in giallo): nell'intervallo di tempo [0 s, 5 s], in corrispondenza

del quale la velocità di riferimento è pari a 377 rad/s, infatti, la velocità della macchina (così come quella stimata dall'osservatore) assume a regime proprio tale valore; non appena $t > 0,5$ s, entrambe le curve $\omega_r(t)$ e $\hat{\omega}_r(t)$ tendono bruscamente a zero, seguendo la variazione a gradino di $w_{ref}(t)$.

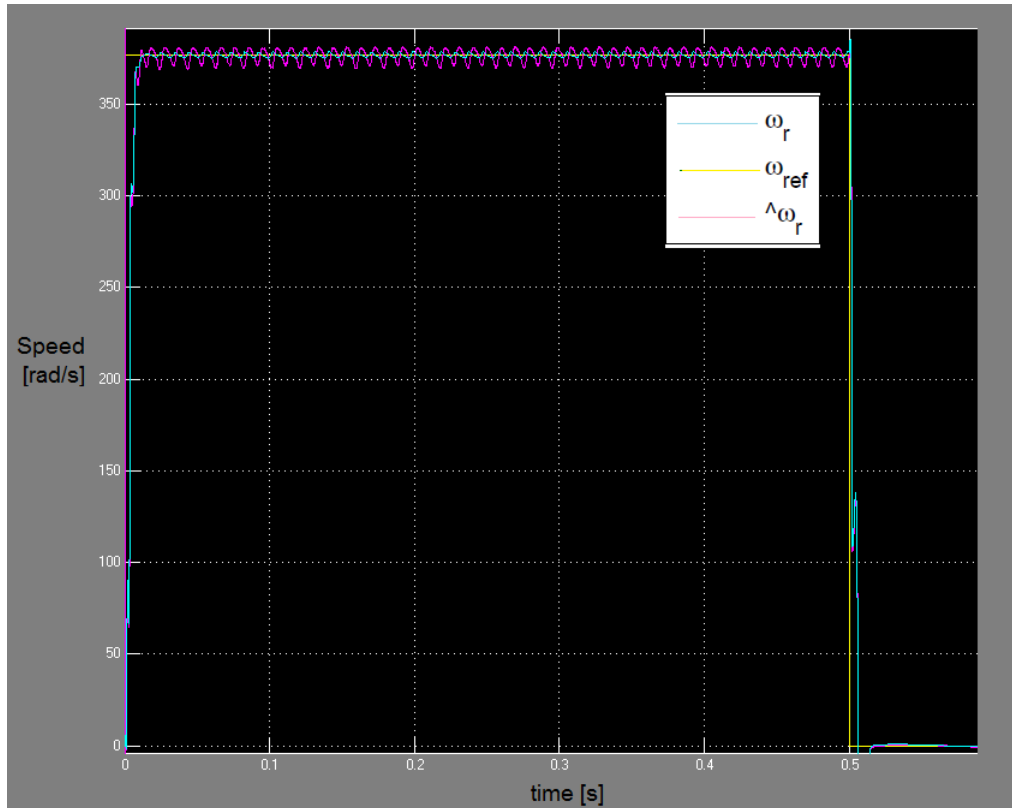


Figura 6.2: Confronto tra velocità stimata e velocità in uscita dalla macchina (prima serie di simulazioni).

Per la stessa serie di simulazioni è stato anche registrato l'andamento nel tempo del flusso rotorico in uscita dalla macchina, che viene mostrato in figura 6.3 (curva di colore magenta). Da questa è possibile osservare come il valore del flusso rotorico si mantiene praticamente costante e pari al valore che è stato impostato come riferimento nel sistema di controllo (0,5 Wb).

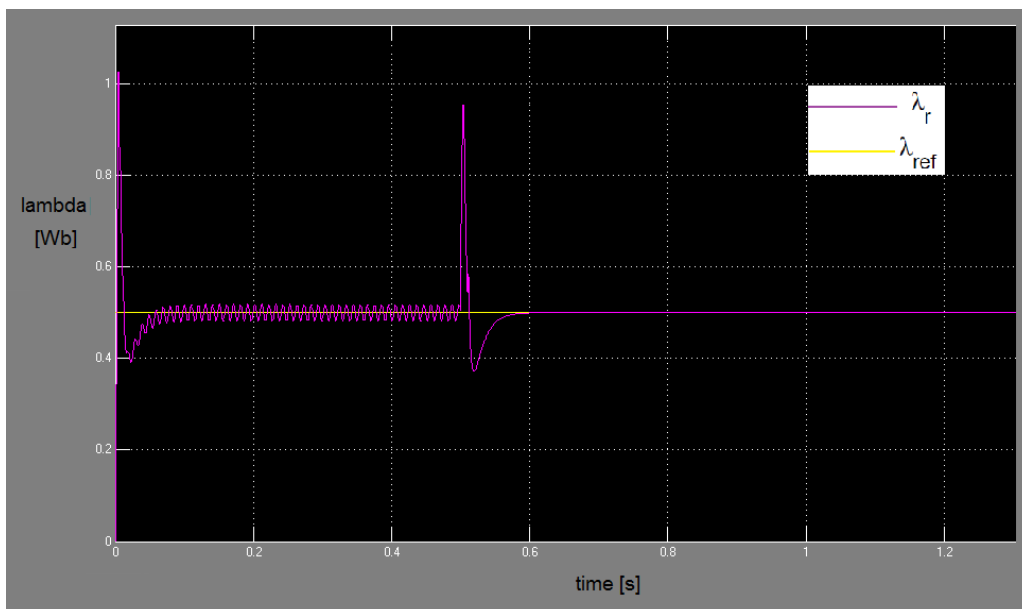


Figura 6.3: Andamento nel tempo del flusso rotorico $\lambda_r(t)$ (prima serie di simulazioni).

Una seconda serie di simulazioni è consistita nell'alimentare la macchina a vuoto, impostando la velocità di riferimento ω_{ref} ad un valore di 62 rad/s, ipotizzando che al tempo $t = 0$ s avvenga la chiusura dell'interruttore di alimentazione e che al tempo $t = 0,5$ s essa venga modificata a gradino da 62 rad/s a 157 rad/s ed impostando il flusso di riferimento ad un valore costante e pari a 0,4 Wb.

In figura 6.4 si possono raffrontare la velocità stimata dall'osservatore (curva in magenta) con quella in uscita dalla macchina (curva in ciano). Si osserva che, quando la velocità di riferimento (curva in giallo) è pari a 62 rad/s (per $t < 0,5$ s), sia la $\omega_r(t)$ che la $\hat{\omega}_r(t)$ assumono anch'esse tale valore; per $t = 0,5$ s, istante di tempo in corrispondenza del quale la velocità di riferimento viene modificata a gradino da 62 rad/s a 157 rad/s, si nota come le curve $\omega_r(t)$ e $\hat{\omega}_r(t)$, oltre ad essere istante per istante perfettamente coincidenti tra loro, seguono perfettamente tale variazione.

La figura 6.5 mostra l'andamento del flusso rotorico in uscita dalla macchina (curva in magenta); in perfetta analogia con quanto visto per la prima serie di simulazioni, confrontando tale andamento con quello del flusso di riferimento λ_{ref} (curva in giallo), si osserva che la curva $\lambda_r(t)$ segue, istante per istante, il valore di flusso inizialmente impostato, dimostrando il corretto funzionamento del sistema di controllo.

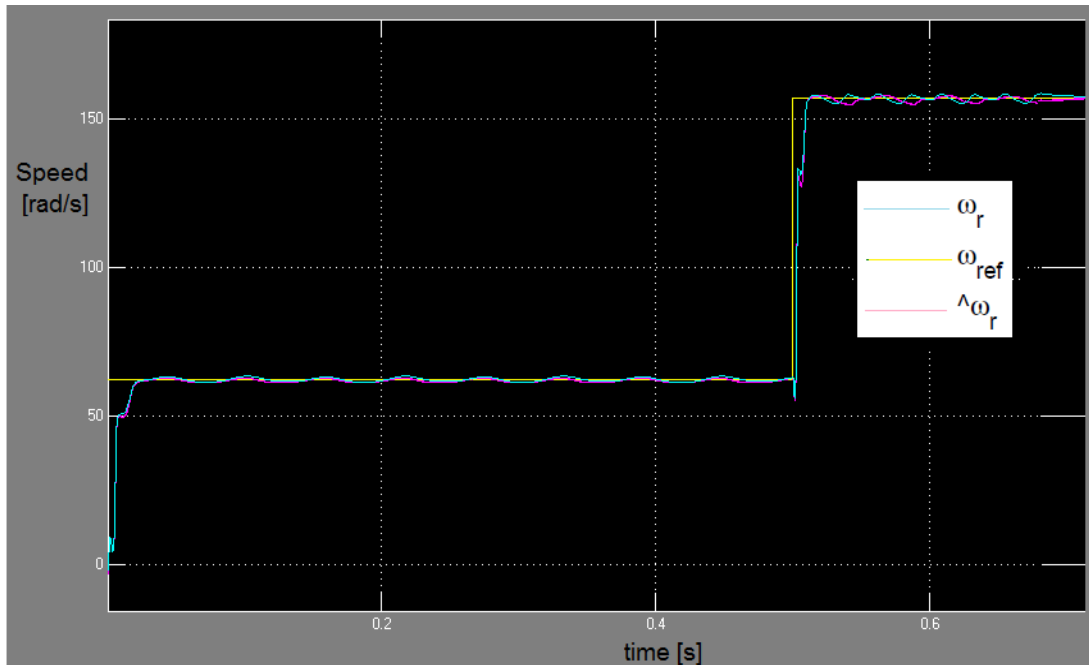


Figura 6.4: Confronto tra velocità stimata e velocità in uscita dalla macchina (seconda serie di simulazioni).

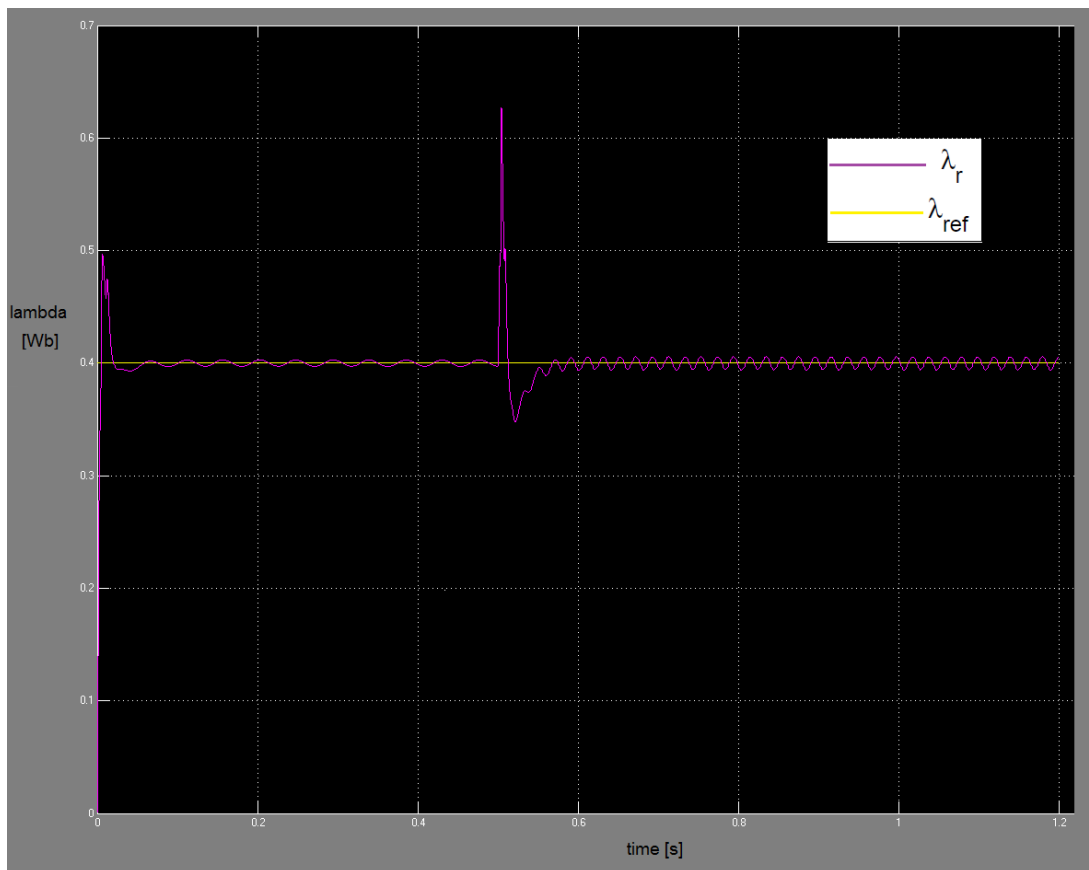


Figura 6.5: Andamento nel tempo del flusso rotorico $\lambda_r(t)$ (seconda serie di simulazioni).

Una terza serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto, impostando la velocità di riferimento ω_{ref} ad un valore costante pari a 62 rad/s, ipotizzando che al tempo $t = 0$ s avvenga la chiusura dell'interruttore di alimentazione e che al tempo $t = 1$ s essa venga modificata a gradino da 62 rad/s a 157 rad/s e che al tempo $t = 2$ s venga ulteriormente modificata a gradino da 157 rad/s a 337 rad/s. Il flusso di riferimento λ_{ref} è stato impostato ad un valore costante e pari a 0,5 Wb.

La figura 6.6 mostra gli andamenti nel tempo della velocità rotorica ω_r in uscita dalla macchina (curva in ciano), della velocità rotorica $\hat{\omega}_r$ stimata dall'osservatore (curva in magenta) e della velocità di riferimento ω_{ref} (curva in giallo). Anche in questo caso si osserva come la velocità della macchina, così come la velocità stimata dall'osservatore, seguano perfettamente le variazioni di velocità del riferimento.

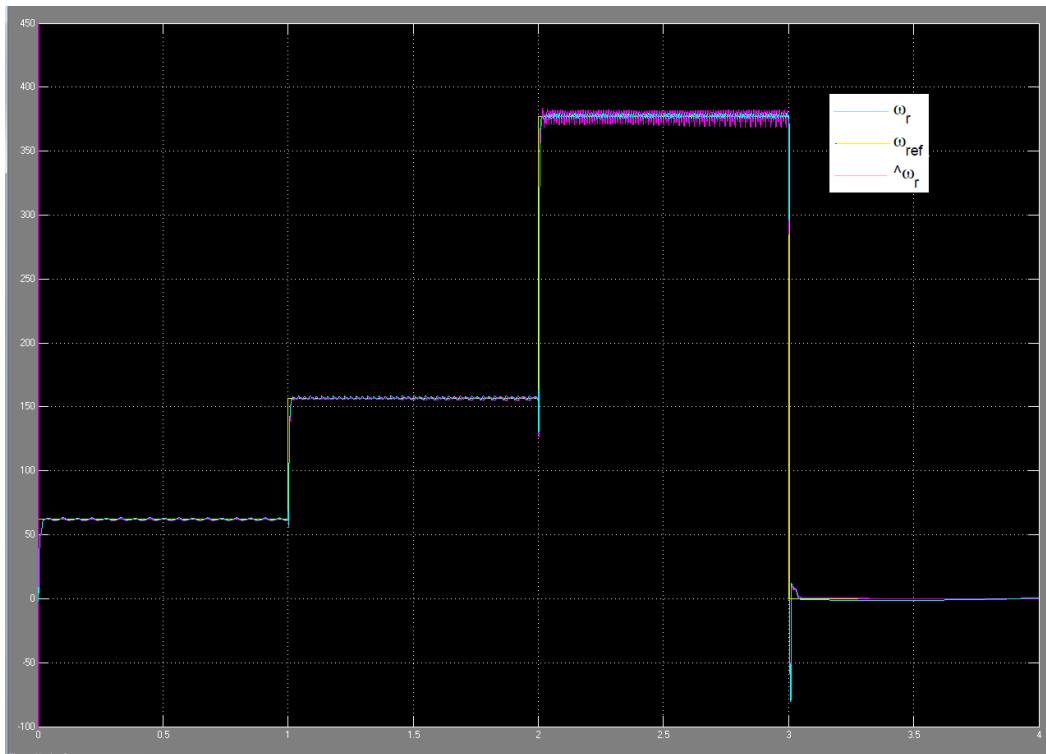


Figura 6.6: Confronto tra velocità stimata e velocità in uscita dalla macchina (terza serie di simulazioni).

Come era lecito dedurre, l'andamento nel tempo del flusso rotorico per quest'ultima serie di simulazioni, rappresentato graficamente dalla curva in magenta di figura 6.7, risulta praticamente costante e pari al valore di riferimento di 0,4 Wb (curva gialla).

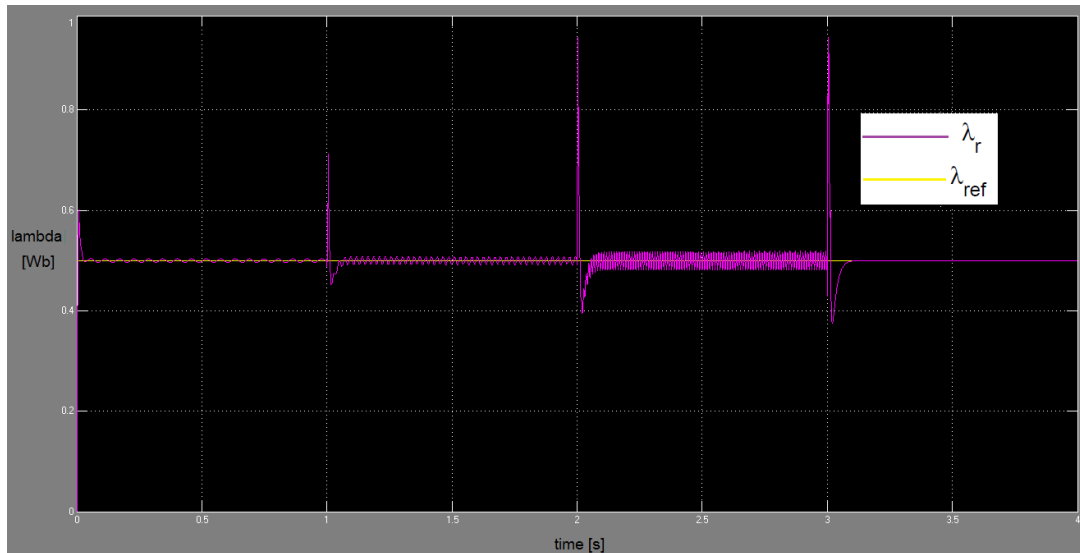


Figura 6.7: Andamento nel tempo del flusso rotorico $\lambda_r(t)$ (terza serie di simulazioni).

La figura 6.8 mostra gli andamenti nel tempo della corrente $i_{s\alpha}$ circolante sull'avvolgimento ausiliario e della corrente $i_{s\beta}$ circolante sull'avvolgimento principale durante la condizione di funzionamento in simulazione precedentemente descritta. Le variazioni degli andamenti temporali delle correnti in corrispondenza degli istanti di tempo $t=1$ s e $t=2$ s sono dovute alle variazioni a gradino della velocità della macchina. Dal successivo grafico di figura 6.9, che mostra complessivamente gli andamenti nel tempo di $\omega_r(t)$, $\omega_{ref}(t)$, $\hat{\omega}_r(t)$, $i_{s\alpha}(t)$, $i_{s\beta}(t)$, $\lambda_{ref}(t)$ e $\lambda(t)$, si può osservare, infatti, che, in corrispondenza degli istanti di tempo in cui la velocità di riferimento varia a gradino, anche le correnti subiscono una variazione in modulo e ampiezza, mentre il flusso rotorico si mantiene sempre costante e pari al valore impostato di 0,5 Wb.

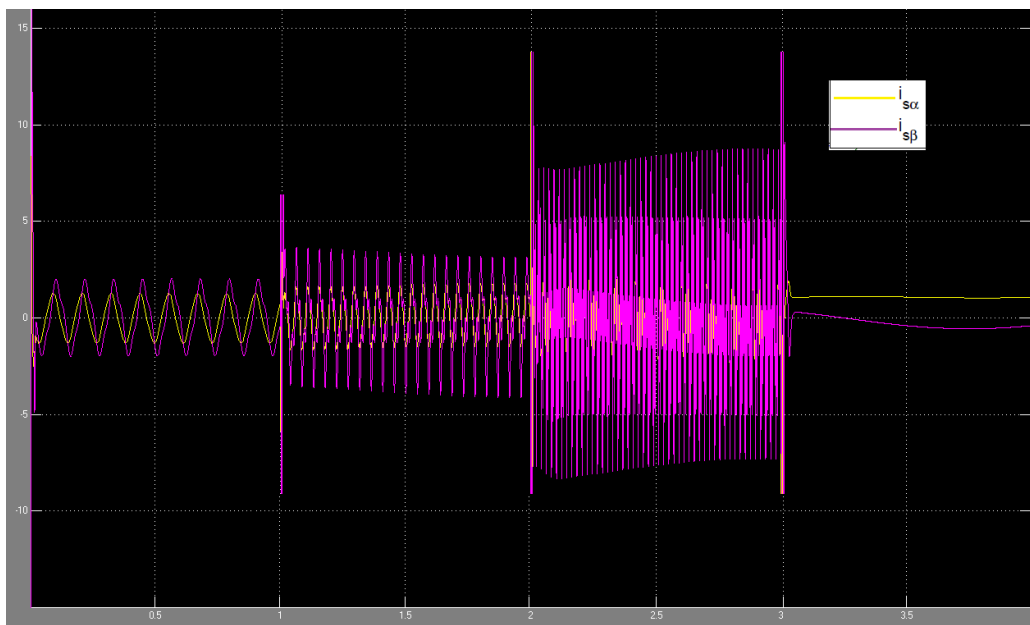


Figura 6.8: Andamento nel tempo delle correnti $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$.

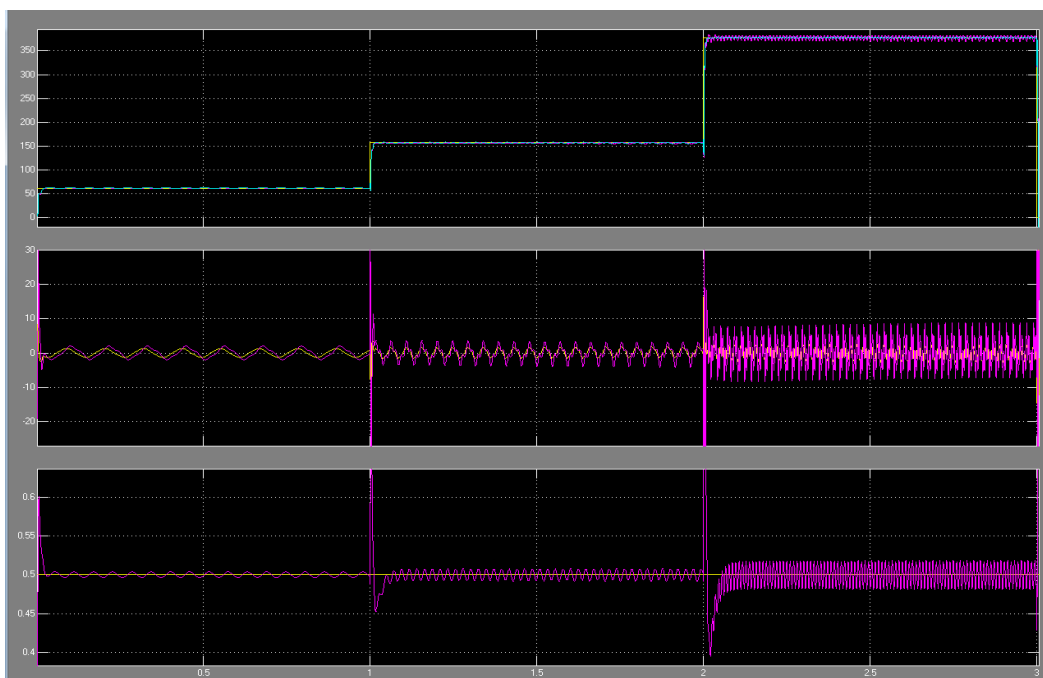


Figura 6.9: Visuale d'insieme dei risultati grafici della terza serie di simulazione.

Una quarta serie di simulazioni è consistita nell'alimentare il motore a vuoto, ipotizzando che al tempo $t = 0$ s avvenga la chiusura dell'interruttore di alimentazione, impostando la velocità di riferimento ω_{ref} ad un valore costante e pari al valore nominale del motore (3000 giri/min) ed eseguendo due variazioni a gradino

della velocità stessa di riferimento: nella prima, in corrispondenza all'istante di tempo $t=1$ s, essa è stata ridotta del 70% rispetto al suo valore nominale; per $t=2$ s, invece, la velocità di riferimento è stata impostata al 50% rispetto al suo valore nominale.

Anche in questo caso, dalla figura 6.10 si evince che la velocità in uscita dalla macchina (curva di colore blu), così come quella stimata dall'osservatore (curva di colore rosso), segue perfettamente le variazioni di ω_{ref} .

Durante quest'ultima prova è stato anche registrato l'andamento temporale del flusso rotorico in uscita dalla macchina (figura 6.11, curva blu) e lo si è raffrontato con il valore di riferimento (curva verde). Analogamente con quanto osservato nelle precedenti serie di simulazioni, anche in questo caso λ_r assume lo stesso valore di λ_{ref} .

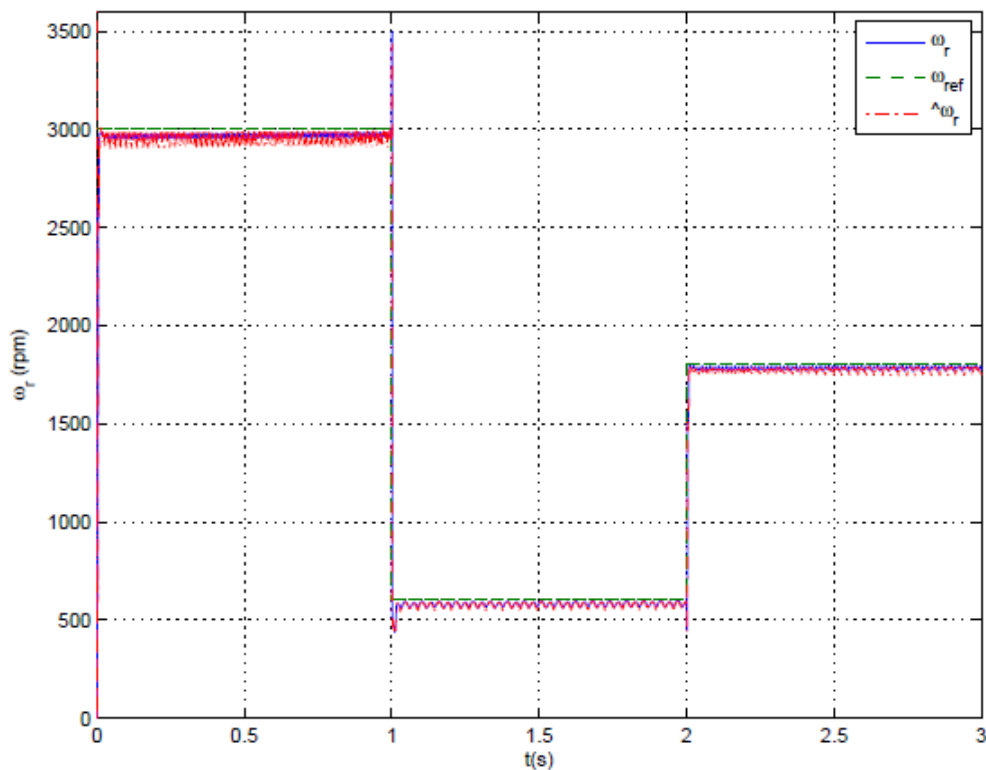


Figura 6.10 – Confronto tra velocità stimata e velocità in uscita dalla macchina (quarta serie di simulazioni).

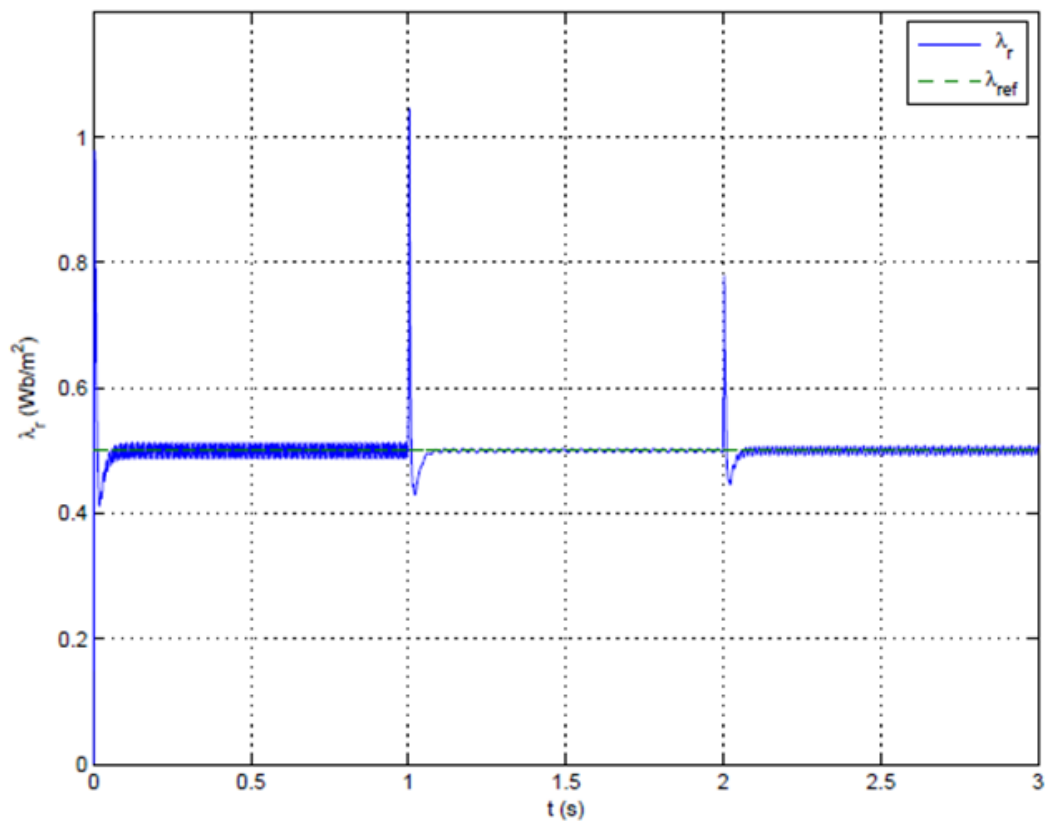


Figura 6.11 – Andamento nel tempo del flusso rotorico (quarta serie di simulazioni).

In figura 6.12 vengono mostrati gli andamenti temporali della corrente circolante sull'avvolgimento principale e della corrente circolante sull'avvolgimento ausiliario durante gli intervalli di tempo $t_1=[0,6 \text{ s}, 0,8 \text{ s}]$, $t_2=[1,6 \text{ s}, 1,8 \text{ s}]$ e $t_3=[2,6 \text{ s}, 2,8 \text{ s}]$. Dai grafici risulta evidente come le forme d'onda di tali correnti varino al variare dell'intervallo di tempo preso in considerazione; e ciò per via del fatto che in essi la velocità rotorica assume tre differenti valori.

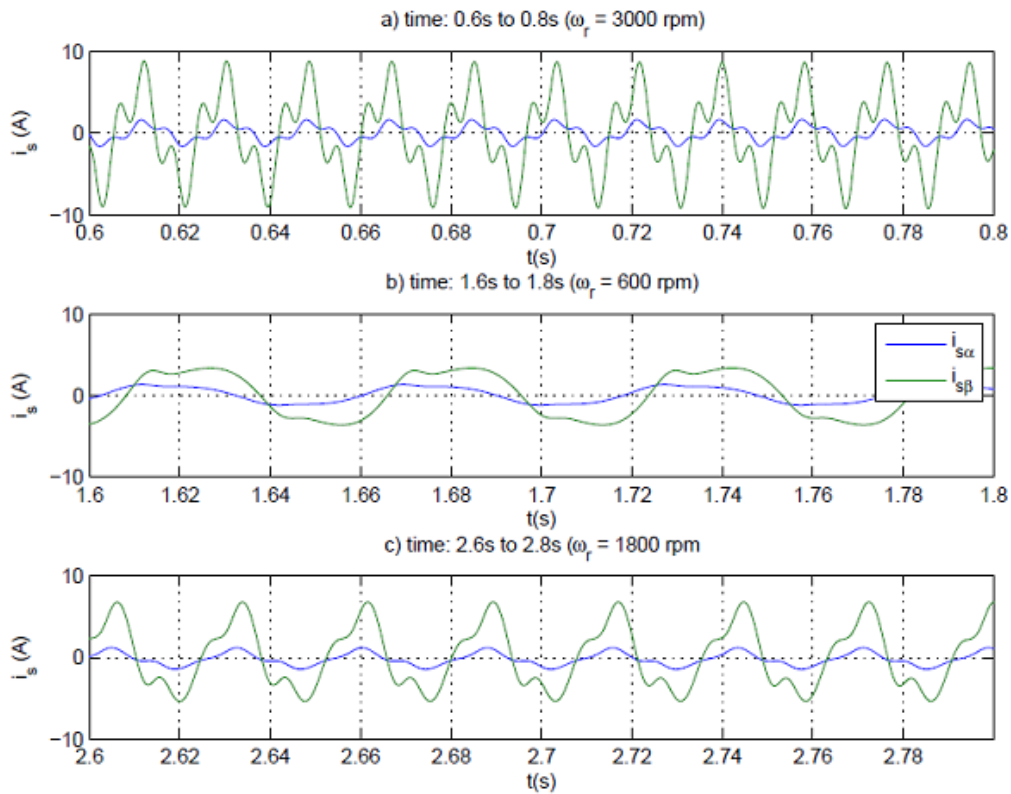


Figura 6.12: Andamento temporale delle correnti statoriche in tre differenti intervalli di tempo.

6.3.2 - Risultati delle simulazioni a carico

Una ulteriore serie di simulazioni è stata eseguita alimentando la macchina a vuoto, impostando la velocità di riferimento ω_{ref} ad un valore costante pari a 1800 giri/min e ipotizzando che al tempo $t=3,5$ s venga applicato al motore un carico a gradino di 0,6 Nm, mantenendo il flusso di riferimento costante e pari a 0,5 Wb. In figura 6.13 vengono confrontati gli andamenti nel tempo della velocità $\hat{\omega}_r$ stimata dall'osservatore (curva di colore rosso) e della velocità ω_r in uscita dalla macchina (curva di colore blu). Si osserva che, per $t < 3,5$ s, il motore è alimentato a vuoto e la sua velocità di regime è pari a circa 1780 giri/min, seguendo il valore imposto dal riferimento (curva di colore verde); non appena viene simulata la presa di carico, per $t = 3,5$ s, la velocità della macchina si riduce fino a raggiungere un valore pari a circa 1750 giri/min. La velocità stimata dall'osservatore presenta un andamento temporale simile a quello di ω_r , dimostrando che anche in condizioni di funzionamento a carico la stima dell'osservatore è corretta.

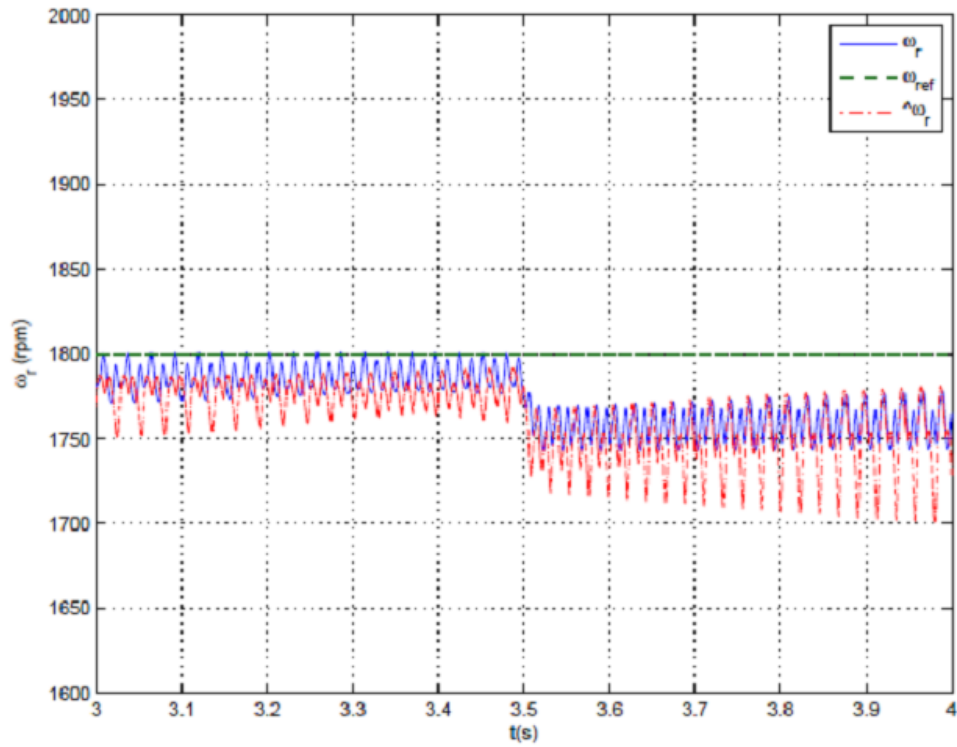


Figura 6.13: Andamento temporale della velocità rotorica applicando un carico di 0,6 Nm.

L'andamento nel tempo del flusso rotorico durante quest'ultima condizione di funzionamento viene riportato nel grafico di figura 6.14 (curva di colore blu). E' possibile osservare come esso mantenga un valore praticamente costante, in accordo con quanto imposto dal sistema di controllo; tale regolazione del flusso non risente, quindi, della variazione di carico.

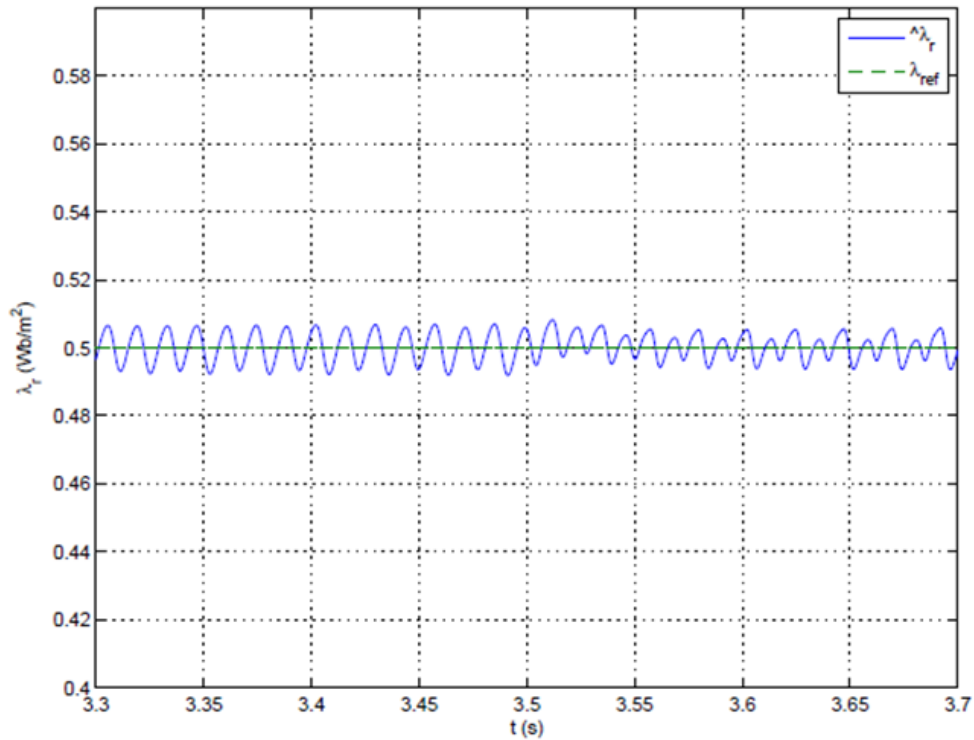


Figura 6.14: Andamento temporale del flusso rotorico durante la simulazione a carico.

In quest'ultima serie di simulazioni sono stati anche registrati gli andamenti temporali della corrente $i_{s\beta}$ circolante sull'avvolgimento principale e della corrente $i_{s\alpha}$ circolante sull'avvolgimento ausiliario della macchina. Tali curve, rispettivamente di colore verde e blu, vengono riportate in figura 6.15, da cui è possibile osservare come gli andamenti delle due correnti presentino una variazione in ampiezza a partire dall'istante di tempo in cui viene simulata la presa di carico.

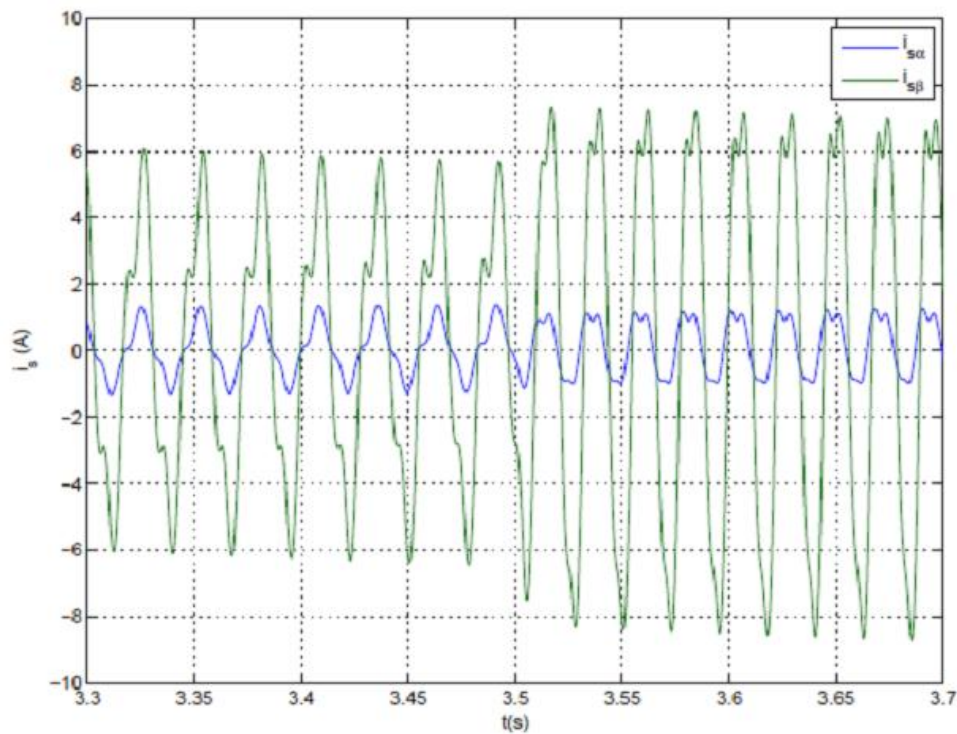


Figura 6.15: andamento temporale delle correnti statoriche durante la simulazione a carico.

6.4 – Futura validazione sperimentale del sistema di controllo proposto

Un fondamentale obiettivo futuro per questa ricerca è la validazione sperimentale del sistema di controllo *sensorless* della velocità rotorica proposto. Il motore asincrono monofase che verrà adoperato per l'implementazione sperimentale sarà proprio quello utilizzato per la validazione dell'osservatore di flusso e velocità rotorica trattato nel capitolo V. La figura 6.16 mostra schematicamente una possibile procedura di implementazione sperimentale del sistema di controllo di velocità proposto. Il motore, che sarà alimentato tramite un inverter a tensione impressa, verrà equipaggiato con un encoder ottico incrementale (SUMTAK Corporation, tipo LDA-001-1000 CE, 1024 ppr), che consentirà di misurare la velocità di rotazione del motore, e verrà connesso ad un freno elettromagnetico, che sarà adoperato per eseguire prove a carico. L'implementazione sperimentale del sistema di controllo sarà, inoltre, realizzata adoperando l'hardware di controllo *dSPACE DS1103*, in modo perfettamente analogo con quanto eseguito per la validazione sperimentale dell'osservatore di flusso e velocità rotorica.

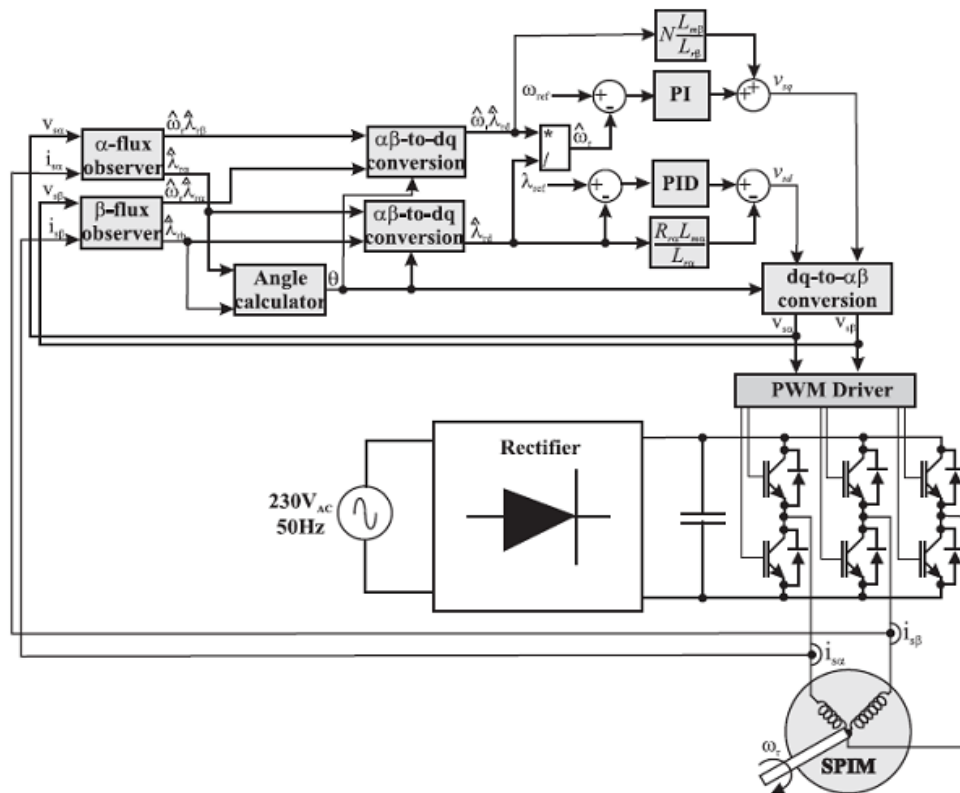


Figura 6.16 - Schematizzazione del procedimento di implementazione sperimentale.

6.5 – Conclusioni e obiettivi futuri

E' stato progettato e simulato un sistema di controllo *sensorless* della velocità del motore asincrono monofase. Le simulazioni sono state effettuate adoperando il programma *Simulink* e i risultati delle simulazioni sono risultate estremamente interessanti. Come descritto nel precedente paragrafo, il principale obiettivo dei prossimi mesi sarà quello di implementare sperimentalmente tale sistema di controllo al fine di confrontare i risultati ottenuti dalle simulazioni con quelli sperimentali; in tal modo, sarà possibile validare sperimentalmente il sistema di controllo stesso.

CONCLUSIONI

Le tematiche affrontate e sviluppate in questa tesi danno indicazioni sulle numerose possibilità di miglioramento delle prestazioni di micromotori elettrici e di motori elettrici a potenza frazionaria.

Per ciò che concerne i micromotori elettrici è stato realizzato sul programma Autocad il modello di un micromotore elettrostatico a capacità variabile e lo si è successivamente importato nel programma FEMM. Ciò ha permesso di effettuare l'analisi agli elementi finiti del modello e ricavare l'andamento delle capacità e della coppia in funzione della posizione angolare del rotore. I risultati ottenuti da queste simulazioni hanno trovato riscontro in diversi articoli dedicati a questo tipo di ricerca. Ciò significa che la simulazione del modello tramite il programma FEMM, la determinazione dell'energia immagazzinata nell'interspazio d'aria statore-rotore per ciascuna tipologia di alimentazione e la successiva determinazione delle capacità del modello tramite MATLAB hanno trovato riscontro in altre ricerche di ambito internazionale. Il modello del micromotore, pertanto, è stato validato con successo.

Il corso del Dottorato di Ricerca nel campo dei micromotori elettrici ha condotto anche alla collaborazione con il Laboratorio MSAL dell'Università di College Park, Maryland; durante il periodo di studio presso quest'ultima si è preso parte alla progettazione, simulazione, microfabbricazione di un microsensore piezoelettrico e del suo sistema di alimentazione. Come visto nel capitolo III, quindi, i micromotori elettrici forniscono un apporto fondamentale nell'ambito delle applicazioni mediche. In particolar modo, il miglioramento delle prestazioni di tali microdispositivi potrebbe sensibilmente ridurre i costi di numerose terapie o diagnosi, ridurre lo stress psicofisico sia del paziente che dello staff medico durante operazioni chirurgiche, nonché aumentare notevolmente la sicurezza in esse. Risulta evidente, quindi, che il campo della microtecnologia risulta perfettamente simbiotico con quelli della medicina e della biologia.

A differenza dei micromotori elettrici, i motori elettrici a potenza frazionaria (ed in particolar modo il motore asincrono monofase) sono ben noti ed estremamente

diffusi. Anche per questa tipologia di motori è stato possibile effettuare l'analisi delle prestazioni al fine del loro miglioramento. Con questo obiettivo sono stati, inizialmente, esaminati i principali problemi trattati in letteratura. A partire dalla conoscenza attualizzata del motore asincrono monofase sono state eseguite una serie di prove su un prototipo di questa categoria di motori presso il Laboratorio del Dipartimento. Tramite esse sono stati determinati i parametri del circuito equivalente del motore stesso e sono state, poi, implementate sul programma *Simulink* le equazioni di funzionamento dello SPIM. Il passo successivo è stato quello di simulare e validare il modello, che è risultato di fondamentale importanza ai fini della simulazione di un osservatore di flusso e velocità rotorica. E' stato, quindi, progettato, simulato e validato sperimentalmente un osservatore di flusso e velocità per il controllo del motore asincrono monofase e le simulazioni sono state effettuate adoperando il programma *Simulink*; la validazione sperimentale è stata eseguita sempre presso il Laboratorio del Dipartimento. Le numerose prove hanno permesso di valutare le prestazioni dell'osservatore e validare sperimentalmente i risultati ottenuti dalle precedenti simulazioni. E' stato, infine, progettato e simulato un sistema di controllo *sensorless* della velocità del motore asincrono monofase (in cui uno degli elementi cardine del sistema è proprio l'osservatore di flusso e velocità rotorica). Anche in questo caso le simulazioni sono state effettuate adoperando il programma *Simulink* e i risultati delle simulazioni hanno aperto le porte verso la futura implementazione sperimentale del sistema di controllo stesso.

In definitiva, si può affermare che sono stati raggiunti gli obiettivi che ci si era prefissi, sia nell'ambito dei micromotori elettrici che nell'ambito dei motori elettrici a potenza frazionaria.

RINGRAZIAMENTI

Alla fine di questo lavoro desidero ringraziare sentitamente il mio Maestro, Prof. Vittorio Cecconi, che mi ha permesso di lavorare con lui e di collaborare in ambito internazionale con altre rinomate Università, come quella di Ouro Preto (Brasile) e, ancor più, quella del Maryland (USA). Grazie ai suoi consigli, alla sua disponibilità, alla sua pazienza e all'aiuto fornito durante la stesura della tesi sono riuscito a maturare sia professionalmente che umanamente.

Ringrazio, pure, l'ing. Antonino Oscar Di Tommaso per i preziosi consigli che ha voluto dispensarmi e per la sua completa disponibilità e pazienza. Ringrazio, inoltre, il Prof. Rosario Miceli per avermi dato accesso al laboratorio SDESLAB e per avermi fatto adoperare le relative apparecchiature al fine del conseguimento dei risultati delle mie ricerche.

Desidero, altresì, ringraziare caldamente il Prof. Reza Ghodssi e il suo gruppo di lavoro MSAL, in particolare gli ingegneri Mike Fan, Young Kim e Kostantinos Gerasopoulos, con i quali ho creato, durante il mio periodo di studi negli USA, un bellissimo rapporto umano e di lavoro.

Ringrazio, ancora, Natalia, per essermi stata vicina sia nei momenti felici che in quelli ostici e per riuscire a farmi star bene quotidianamente.

Ringrazio, infine, i miei genitori, che sono stati sempre accanto a me, supportandomi moralmente ed economicamente in ogni momento della mia vita e consentendomi di raggiungere anche questo importante traguardo.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Jindal, “Analysis and Modeling of a Micro Variable Capacitance Electromechanical Energy converter”, Diss. presentata a *The University of Texas at Arlington*, dicembre 2005;
- [2] N. Ghalichechian, A.Modafe, M.I.Beyaz, R.Ghodssi, “A Rotary Micromotor Supported on Microball Bearings”, *Transducers and Eurosensors '07*;
- [3] N. Ghalichechian, A.Modafe, J.H.Lang, R.Ghodssi, “Dynamic Characterization of a Linear Electrostatic Micromotor Supported on Microball Bearings”, *Sensors and Actuators 2007*;
- [4] Edin Sarajlic, “Electrostatic Microactuators Fabricated by Vertical Trench Isolation Technology”, Diss. presentata a *The University of Twente, Netherlands*, maggio 2005;
- [5] Edin Sarajlic, Christophe Yamahata, Mauricio Cordero and Hiroyuki Fujita, “An electrostatic 3-phase linear stepper motor fabricated by vertical trench isolation technology”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, 2009;
- [6] E. Sarajlic, E. Berenschot, N. Tus, H. Fuji, G. Krtj'nen and M. Elwenspaek, “High performance bidirectional electrostatic inchworm motor fabricated by trench isolation technology”, *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea*, giugno 2005;
- [7] Sujay S.Irudayaraj, Ali Emadi, “Micromachines: Principles of Operation, Dynamics, and Control”, *Electric machines and drives*, maggio 2005;

- [8] S.F.Bart, J.H.Lang, “Electroquasistatic Induction Micromotors”, *Sensors and Actuators 1989*;
- [9] S.Irudayaraj, A.Chakraborty, A.Emadi, “Micro and Nano Scale Electric Machines and Applications of Power Electronics”, *Power Electronics Specialists Conference 2005*;
- [10] M.Feldmann, S.Büttgenbach, “Linear Variable Reluctance (VR) Micro Motors with Compensated Attraction Force: Concept, Simulation, Fabrication and Test”, *Magnetics, IEEE Transaction on*, giugno 2007;
- [11] F.Cros, D.P.Arnold, M.G.Allen, “Micro Magnetic Induction Machines for Portable Power Applications”, *Georgia Institute of Technology*, 2003;
- [12] B. Watson, J. Friend, L. Yeo, “Piezoelectric Ultrasonic Micro/Milli-scale Actuators”, *Sensors and Actuators: A Physical*, 2008;
- [13] B. Watson, J. Friend, L. Yeo, “Piezoelectric ultrasonic resonant motor with stator diameter less than 250 μm : the Proteus motor”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, 2009;
- [14] B. Watson, J. Friend, L. Yeo, “Micromotor of Less Than 1 mm³ Volume for In Vivo Medical Procedures”, *IEEE Third International Conference on Quantum, Nano and Micro Technologies*, 2009;
- [15] A.M.Flynn, “Piezoelectric Ultrasonic Micromotors”, *MIT Artificial Intelligence Laboratory*, dicembre 1997;
- [16] C.S.Pan, W.S.Hsu, “An Electro-thermally and Laterally driver Polysilicon Microactuator”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 1997;

- [17] J.R.Serrano, L.M.Phinney, “Displacement and Thermal Performance of Laser-Heated Asymmetric MEMS actuators”, *Journal of Microelectromechanical systems*, vol.17, febbraio 2008;
- [18] P.J.Gilgunn, J.Liu, “CMOS-MEMS Lateral Electrothermal Actuators”, *Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on*, giugno 2003;
- [19] S.E.Lyshevski, “Discovery and Classification of Motion Nanodevices”, *Proceedings of the 2002 2nd IEEE Conference on*;
- [20] S.E.Lyshevski, “Modeling, Analysis, and Control of Nanoscale Electromagnetic Machines in Nanoelectromechanical Systems”, *American Control Conference*, 2001;
- [21] S.E.Lyshevski, “Nanoactuators: Novel Synchronous Reluctance Nanomachines”, *2003 Third IEEE Conference on Nanotechnology, IEEE-NANO 2003*;
- [22] S.E.Lyshevski, “Synthesis and Analysis of Induction Nanomachines”, *2003 Third Conference on Nanotechnology, IEEE-NANO 2003*;
- [23] S.E.Lyshevski, “High-Fidelity Modeling, Heterogeneous Simulation and Optimization of Synchronous Nanomachines and Motion Nanodevices”, *Third IEEE Conference on Nanotechnology, IEEE-NANO 2003*;
- [24] W.Xinli, C.Shumei, C.Shukang, “Advantages of Electrostatic Micromotors and Its Application to Medical Instruments” *IEEE, Conference Record of the volume 4*, 2002;

- [25] P.L.Chapman, P.T.Krein, "Micromotor Technology: Electric Drive Designer's Perspective", *Conference Record of the 2001 IEEE, vol. 3, settembre/ottobre 2001*;
- [26] P.L.Chapman, P.T.Krein, "Smaller is better?", *Industry Applications Magazine, IEEE gennaio/febbraio 2003*;
- [27] T. B. Johansson, M. Van Dessel, R. Belmans, "Technique for Finding the Optimum Geometry of Electrostatic Micromotors", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, agosto 1994*;
- [28] T.B. Johansson, K. Hameyer, R. Belmans, "Methods and Tools for the Design of Electrostatic Micromotors", *Proceedings of the 1996 European Design and Test Conference (ED&TC), IEEE 1996*;
- [29] T. B. Johansson, K. Hameyer, R. Belmans, "Equivalent Circuit Technique for Electrostatic Micromotors", *International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering, ISEF, 1995*;
- [30] T. B. Johansson, K. Hameyer, R. Belmans, E. Freeman, "Automated 3D Mesh Generation for Efficient Torque Computation of Electrostatic Micromotors", *IEEE Colloquium on Computation in Electrostatics, gennaio 1995*;
- [31] T.B. Johansson M. Van Dessel R. Belmans W. Geysen, "Design and Optimisation of Electrostatic Micromotors", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1993*;
- [32] N. Boukari, Y. Lefèvre, and P. Spitéri," Modeling the Movement of Electrostatic Motors in a 3D Finite Element Code", *IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, n. 4, luglio 2000*;
- [33] H.C.Lai, D.Rodger and P.J.Leoiard, "Coupling meshes in 3D problems involving movements", *IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, n.2, marzo 1992*;

- [34] C. Golovanov, J. Coulomb, Y. MarCchal, G. Meunier, “3D Mesh Connection Techniques Applied to. Movement Simulation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, n.5, settembre 1998;
- [35] Igor A. Tsukerman, “Overlapping Finite Elements for Problems with Movement”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 28, n.2, settembre 1992;
- [36] Uei-Ming Jow, “Modeling and Optimization of Printed Spiral Coils in Air, Saline, and Muscle Tissue Environments”, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Vol. 3, n. 5, ottobre 2009;
- [37] Young Wook Kim, “An Atomic Layer Deposition Passivated Surface Acoustic Wave Sensor for Bacterial Biofilm Growth Monitoring”, *MS Thesis, University of Maryland, College Park, 2011*;
- [38] John R. Long, A. Copeland, “The Modeling, Characterization, and Design of Monolithic Inductors for Silicon RF IC’s”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, n. 3, marzo 1997;
- [39] S. Mohan, M. Hershenson, S. P. Boyd, T H. Lee, ” Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 34, n. 10, ottobre 1999;
- [40] Heng-Ming Hsu, “Analytical Formula for Inductance of Metal of Various Widths in Spiral Inductors”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 51, n. 8, agosto 2004;
- [41] Slawomir Tumanski, “Induction coil sensors—a review”, *Measurement Science and Technology* Vol. 18, n. 3, 2007;
- [42] S. Kima, K. Zoschke, M. Klein, D. Black, K. Buschick, M. Toepper, P. Tathireddy, R. Harrison, H. Oppermannb, F. Solzbacher, “Switchable

polymer-based thin film coils as a power module for wireless neural interfaces”, *IEEE Microelectronics and Electron Devices*, 2006;

- [43] L. Renauda, M. Armeneanb, L. Berrya, P. Kleimanna, P. Morina, M. Pitavala, J. O’Brienc, M. Brunetc, H. Saint-Jalmesb,” Implantable planar rf microcoils for NMR microspectroscopy”, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 99, giugno 2002;
- [44] J. W. Costerton, Philip S. Stewart, E. P. Greenberg, “Bacterial Biofilms: A Common Cause of Persistent Infections”, *SCIENCE*, VOL 284, pp. 1318-1322, maggio 1999;
- [45] Bill Drafts, “Acoustic Wave Technology Sensors”, *IEEE T MICROW THEORY*, Vol. 49, No. 4, pp. 795-802, aprile 2001;
- [46] Freudenberg J, Schelle S, Beck K, Von Schickfus M, Hunklinger S, “A contactless surface acoustic wave biosensor”, *Biosensors & Bioelectronics*, Vol. 14, Issue 4, pp.423-425, aprile 1999;
- [47] Jeffrey V. Straight and Doraiswami Ramkrishna, “Modeling of Bacterial Growth under Multiply-Limiting Conditions. Experiments under Carbon-or/and Nitrogen-Limiting Conditions”, *Biotechnol. Prog.* 10, pp.588-605, 1994;
- [48] V. Raimbault, D. Rebiere, and C. Dejous, “A microfluidic surface acoustic wave sensor platform: Application to high viscosity measurements”, *Material Science and Engineering C*, 28, pp.759-764, 2008;
- [49] Sylvain Allano, “Petites Machines Électriques”, giugno 1995;
- [50] M.Andriollo, G.Martinelli, A.Morini, “Macchine Elettriche Rotanti”, Cortina editore;

- [51] L. Ferraris, “Macchine Elettriche parte II”, *edizione CLUT*;
- [52] S. Crepaz, “Macchine Elettriche”, *Città Studi editore*;
- [53] G.Petrecca, E.Bassi, F.Benzi, “La teoria unificata delle macchine elettriche rotanti”, *Ed.Clup, 1983*;
- [54] Giovanni Martinelli, Augusto Morini, “Lezioni di teoria unificata delle macchine elettriche rotanti”, *Ed. SGE, 2000*;
- [55] S. Vaez-Zadeh, B. Zahedi, “Modeling and analysis of variable speed single phase induction motors with iron loss”, *Energy Conversion and Management, 2009*;
- [56] Krause, “Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines”, *IEEE transaction on power apparatus and systems, novembre 1965*;
- [57] D.V. Merenkov, G.A.Semenchukov, “Optimization of Monophase Asynchronous Electrical Motors with an Unsymmetrical Three-Phase Stator Winding”, *Russian Electrical Engineering, vol.78 ,n.8,2007*;
- [58] M. Ben Mohamed, M. Jemli, M. Boussak, M. Gossa, ”Speed Sensorless Vector Control of Single Phase Induction Motor”, *J. Automation & Systems Engineering, 2008*;
- [59] Ronilson Rocha, Luiz de Siqueira Martins Filho, Julio Cesar David de Melo, “A Speed Control for Variable-Speed Single-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Industrial Electronics, 2005*;
- [60] Jianming Yao, “Single Phase Induction Motor Adjustable Speed Control Using DSP and Microcontroller”, *Course Project for ECE734, 2000*;

- [61] "IEEE Standard Test Procedure for Single-phase Induction Motors", IEEE Std 114-1982 (Revision of ANSI/IEEE Std 114-19691), *dicembre 1982*.
- [62] M. Caruso, V. Cecconi, A. O. Di Tommaso, R. Rocha, "A Flux and Speed Observer for Sensorless SPIM Applications", *XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, settembre 2010*.
- [63] M. Caruso, V. Cecconi, A. O. Di Tommaso, R. Rocha, "A Rotor Flux and Speed Observer for Control of Single-Phase Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, in corso di pubblicazione.
- [64] M. Caruso, V. Cecconi, A. O. Di Tommaso, W. Araujo Neto, R. Rocha, "Sensorless Direct Rotor Field Orientation for Variable Speed Single-Phase Induction Motor Drive System", *IECON 2011*.
- [65] B. Bose, "Power electronics and variable frequency drives: technology and applications" *IEEE Press, 1997*.
- [66] E. R. Collins, "Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28 (3), pp. 710–715, 1992.
- [67] E. F. Fuchs, H. Huang, A. Vandenput, J. Holl, J. Appelbaum, Z. Zak, M. Erlicki "Optimization of induction motor efficiency", *single-phase induction motors - Final report, EPRI, USA, May 1987*.
- [68] J. Holtz, "Sensorless position control of induction motors - an emerging technology", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 45 (6), pp 840-851, 1998.

- [69] M. Jemli, H. B. Azza, M. Boussak, M. Gossa, "Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (6), 1618-1627, 2009.
- [70] P. Krause, "Analysis of Electric Machinery", *McGraw-Hill*, 1987.
- [71] T.A. Lettenmaier, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor", *IEEE Transaction on Industry Applications*, 27(1), pp:38-43, 1991.
- [72] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu, T.A Lipo, "Adjustable AC capacitor for a single-phase induction motor", *IEEE Transaction on Industry Applications*, 29(3), pp: 479-85, 1993.
- [73] W. Phipps, I. Al-Bahadly, "Sensorless speed control in induction motor drives", *Proceedings of first IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications*, pp 408-482, 2002.
- [74] R. Rocha, L.S. Martins Filho, J.C.D. de Melo, "A speed control for variable-speed single-phase induction motors drives", *Proceedings of 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2005*, pp 43-48, 2005.
- [75] S. Vaez-Zadeh, A. Payman "Design and analysis of sensorless torque optimization for single phase induction motors", *Energy Conversion and Management*, 47, pp 1464-1477, 2006.
- [76] C. Cavallaro, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. Ricco Galluzzo, M. Trapanese, "Analysis a DSP Implementation and Experimental Validation of a Loss Minimization Algorithm Applied to Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*.

- [77] A. O. Di Tommaso, R. Miceli “A New High Accuracy Software Based Resolver to Digital Converter”, *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE.*