



Università degli Studi di Cagliari

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA INDUSTRIALE

Ciclo XXIX

TITOLO TESI

SVILUPPO, PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE
DI UN SISTEMA DI ACCUMULO A VOLANO AD
ALTA VELOCITA' PER VEICOLI ELETTRICI

Settore scientifico disciplinari di afferenza

ING-IND/32 CONVERTITORI, MACCHINE E AZIONAMENTI ELETTRICI

Presentata da: **FEDERICO DEIANA**
Coordinatore Dottorato **PROF. ROBERTO BARATTI**
Tutor **PROF. GIANLUCA GATTO**
Co-Tutor **PROF. ALESSANDRO SERPI**

Esame finale anno accademico 2015 – 2016

Tesi discussa nella sessione d'esame marzo 2017

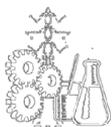


SVILUPPO, PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN
SISTEMA DI ACCUMULO A VOLANO AD ALTA VELOCITA'
PER VEICOLI ELETTRICI



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CAGLIARI

DOTTORANDO: FEDERICO DEIANA



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CAGLIARI
DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA INDUSTRIALE
XXIX CICLO

SVILUPPO, PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN
SISTEMA DI ACCUMULO A VOLANO AD ALTA VELOCITA'
PER VEICOLI ELETTRICI



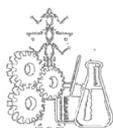
UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CAGLIARI

DOTTORANDO: FEDERICO DEIANA

SUPERVISORS:

PROF. GIANLUCA GATTO

PROF. ALESSANDRO SERPI



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CAGLIARI

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA INDUSTRIALE

XXIX CICLO

Questa tesi può essere utilizzata, nei limiti stabiliti dalla normativa vigente sul Diritto d'Autore (Legge 22 aprile 1941 n.633 e succ. modificazioni e articoli da 2575 a 2583 del Codice civile) ed esclusivamente per scopi didattici e di ricerca; è vietato qualsiasi utilizzo per fini commerciali. In ogni caso tutti gli utilizzi devono riportare la corretta citazione delle fonti. La traduzione, l'adattamento totale e parziale, sono riservati per tutti i Paesi. I documenti depositati sono sottoposti alla legislazione italiana in vigore nel rispetto del Diritto di Autore, da qualunque luogo essi siano fruiti.

A zia Anita e a Signora Maria Sanna

Uno speciale ringraziamento alla Regione Autonoma della Sardegna per avere finanziato la mia borsa di dottorato di ricerca (P.O.R. Sardegna F.S.E. Programma Operativo della Regione Autonoma della Sardegna, del Fondo sociale europeo 2007-2013 - Asse IV Risorse Umane, Obiettivo 1.3, linea di attività 1.3.1.).

La presente tesi è stata prodotta durante la frequenza del corso di dottorato in Ingegneria Industriale dell'Università degli Studi di Cagliari, XXIX° ciclo, con il supporto di una borsa di studio finanziata con le risorse del P.O.R. SARDEGNA F.S.E. 2007-2013 - Obiettivo competitività regionale e occupazione, Asse IV Capitale umano, Linea di Attività 1.3.1 "Finanziamento di corsi di dottorato finalizzati alla formazione di capitale umano altamente specializzato, in particolare per i settori dell'ICT, delle nanotecnologie e delle biotecnologie, dell'energia e dello sviluppo sostenibile, dell'agroalimentare e dei materiali tradizionali".



Contenuti

Abstract	3
Sommario	4
Pubblicazioni	7
Capitolo 1: Stato dell'arte dei sistemi d'accumulo a volano	9
1.1 Introduzione	10
1.2 Contesto generale	10
1.3 Sistemi di accumulo elettrici a volano ad alta velocità	16
1.4 Considerazioni sui sistemi d'accumulo elettrici a volano ad alta velocità	28
Capitolo 2: Studio e progettazione di un HS-FESS	33
2.1 Introduzione	34
2.2 Configurazione innovativa di un HS-FESS elettrico	35
2.3 Specifiche progettuali	37
2.4 Dimensionamento preliminare del volano	41
2.5 Dimensionamento della PMSM	53
2.6 Analisi delle perdite elettromagnetiche	62
2.7 Dimensionamento definitivo del volano	72
Capitolo 3: Analisi delle prestazioni del sistema HS-FESS	75
3.1 Introduzione	76
3.2 Tasso di auto scarica dell'HS-FESS elettrico	76
3.3 Circuito equivalente della PMSM	79
3.4 Vincoli operativi della PMSM	82
3.5 Mappa di efficienza dell'HS-FESS	87
3.6 Rendimento energetico dell'HS-FESS	89

Capitolo 4: Studio e Realizzazione del prototipo del FESS ...	99
4.1 Introduzione	100
4.2 Dimensionamento del prototipo HS-FESS elettrico	100
4.3 Valutazione delle prestazioni del prototipo (simulazione) ...	110
4.4 Realizzazione e assemblaggio del prototipo	112
Capitolo 5: Conclusioni	127
5.1 Conclusioni	128
Appendici	131
Appendice A: Software JMAG	132
Appendice B: Analisi strutturali sul rotore del prototipo	137
Bibliografia	141

Abstract

Questa tesi di ricerca riguarda lo sviluppo, la progettazione e la realizzazione di un prototipo di un sistema di accumulo di energia a volano (*Flywheel Energy Storage System*, FESS). In particolare, il FESS proposto è caratterizzato da elevata energia e potenza specifica ed è quindi particolarmente indicato per veicoli elettrici ed elettrici ibridi, soprattutto per applicazioni “*Heavy Duty*”. La caratteristica peculiare del sistema proposto è l’elevato grado di integrazione della Macchina Elettrica Sincrona a Magneti Permanenti (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM) con il volano, determinando un’ottimizzazione dal punto di vista dei pesi e degli ingombri. Ciò ha richiesto una progettazione combinata del volano e della PMSM, la quale è stata eseguita sia mediante un approccio teorico sia mediante l’ausilio di opportuni software di analisi agli elementi finiti. Oltre alla progettazione del FESS è stata eseguita un’analisi delle prestazioni del sistema sviluppato, con particolare riferimento alla valutazione del tasso di auto scarica, della mappa di efficienza e del rendimento energetico di carica e scarica. Una volta sintetizzati i parametri del circuito elettrico equivalente della PMSM, si è introdotta una gestione adeguata dei vincoli operativi, la quale ha consentito di definire la regione di funzionamento della PMSM. Si è quindi determinata la mappa di efficienza e si è valutato il rendimento energetico del FESS tramite uno studio in simulazione in ambiente *Matlab-Simulink*, nel quale sono stati eseguiti differenti processi di carica e scarica. In conclusione, è stato realizzato un prototipo che ha consentito di validare le scelte progettuali effettuate nel presente lavoro di tesi.

Sommario

La presente tesi di dottorato di ricerca ha riguardato lo sviluppo, la progettazione e la realizzazione di un sistema di accumulo di energia a volano (*Flywheel Energy Storage System*, FESS) per veicoli elettrici ed elettrici ibridi, particolarmente idoneo per applicazioni “*Heavy Duty*”. In particolare, la tesi si è focalizzata sulla progettazione di una configurazione innovativa di un FESS elettrico ad alta velocità (*High-Speed Flywheel Energy Storage System*, HS-FESS) caratterizzato da elevata energia e potenza specifica, il quale è stato opportunamente ottimizzato dal punto di vista dei pesi e degli ingombri, soprattutto grazie all’integrazione ottimale del volano in materiale composito con la Macchina Elettrica a Magneti Permanenti (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM).

La presente tesi si articola in quattro capitoli, nei quali sono state illustrate le fasi di sviluppo del sistema di accumulo di energia a volano proposto.

In particolare, il Capitolo 1 riguarda l’analisi dei sistemi d’accumulo utilizzati per i veicoli elettrici ed elettrici ibridi, con particolare riferimento ai sistemi d’accumulo ad elevata potenza ed energia specifica. Tra questi, i sistemi d’accumulo a volano sono risultati tra i sistemi dotati di maggiore energia e potenza specifica. Tra le differenti tipologie di FESS, quelli elettrici ad alta velocità sono risultati i più adatti per i veicoli elettrici; in particolare, l’analisi svolta si è concentrata sulle macchine elettriche utilizzate per le differenti configurazioni di HS-FESS individuate. Questa analisi ha consentito di individuare le configurazioni più promettenti e performanti, evidenziandone altresì le maggiori criticità, ponendo così le basi per la successiva fase di studio e progettazione presentata nel Capitolo 2.

Infatti, nel Capitolo 2, sono stati definiti i criteri e le specifiche di progetto di una configurazione innovativa di un HS-FESS elettrico. In particolare, si è fatto riferimento all’applicazione per veicoli elettrici “*Heavy Duty*”,

come, ad esempio, un autobus per trasporto urbano, in quanto l'HS-FESS sembra più adatto per questo tipo di veicoli sia perché risulta di più semplice collocazione sia per l'elevata potenza necessaria in fase di frenatura rigenerativa. Pertanto, dopo aver introdotto e descritto la configurazione innovativa dell'HS-FESS elettrico proposta, si è proceduto al dimensionamento preliminare del volano. Note le dimensioni preliminari del volano, si è quindi proceduto al dimensionamento della PMSM, con particolare riferimento al circuito magnetico e alla distribuzione degli avvolgimenti. L'analisi delle perdite di origine elettromagnetica della PMSM durante il funzionamento a vuoto e durante il funzionamento a carico è stata eseguita anche tramite l'utilizzo del software JMAG, il quale ha consentito di eseguire differenti ed avanzate tipologie di analisi agli elementi finiti. I risultati di tale analisi sono stati utilizzati per determinare opportune funzioni interpolanti, le quali, nel Capitolo 3, sono state a loro volta utilizzate per valutare le prestazioni del HS-FESS in diverse condizioni di funzionamento.

Nel Capitolo 3, si presenta quindi un'analisi delle prestazioni del sistema HS-FESS, con particolare riferimento alla valutazione del tasso di auto scarica, della mappa di efficienza e del rendimento energetico di carica e scarica. In particolare, una volta sintetizzati i parametri del circuito elettrico equivalente della PMSM, si è introdotta una gestione adeguata dei vincoli operativi, la quale ha consentito di definire la regione di funzionamento complessiva della PMSM. Si è quindi determinata la mappa di efficienza e si è valutato il rendimento energetico dell'HS-FESS tramite uno studio in simulazione in ambiente *Matlab-Simulink*, nel quale sono stati eseguiti ed analizzati differenti processi di carica e scarica.

Infine, nel Capitolo 4, si è proceduto al dimensionamento e alla realizzazione di un prototipo del HS-FESS proposto al fine di validare le scelte progettuali. Quindi, dopo aver definito le specifiche progettuali riguardanti il prototipo, è stata applicata la procedura di dimensionamento descritta nel Capitolo 2. In particolare, il prototipo è stato sviluppato nell'ambito del progetto di ricerca "Sviluppo e realizzazione di un volano elettromagnetico ad alta velocità per veicoli elettrici" (Identificativo: CRP-60404) finanziato dalla Regione Autonoma della Sardegna

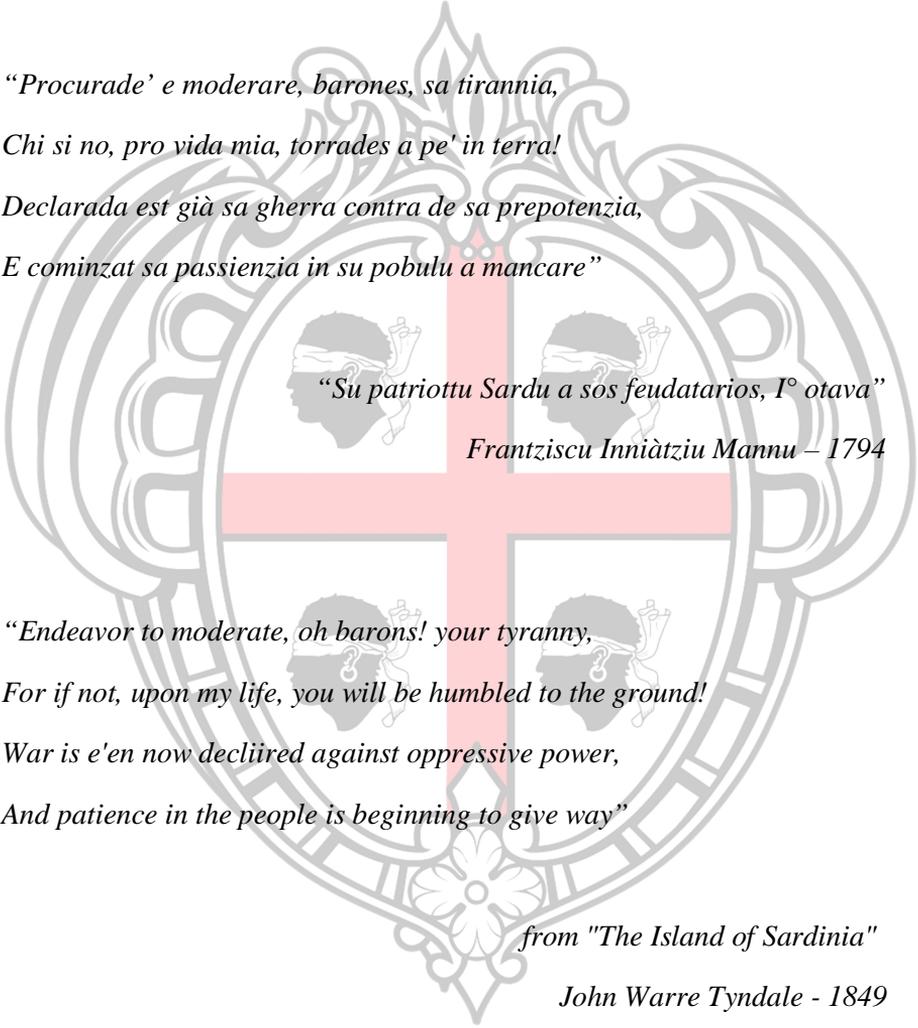
nell'ambito della Legge Regionale 7 Agosto 2007, n. 7 "Promozione della ricerca scientifica e dell'innovazione tecnologica in Sardegna.

Pubblicazioni

Alcuni degli argomenti nella presente tesi sono stati presentati in differenti conferenze internazionali:

- ✓ A. Damiano, F. Deiana, G. Fois, G. Gatto, I. Marongiu, A. Serpi, A. Perfetto “*Performance Comparison between Two-phase-on and Three-phase-on Operation of Brushless DC Drives*” in International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2014), pp 489-494, 18-20 June 2014.
ISBN: 978-1-4799-4749-2
- ✓ A. Serpi, F. Deiana, G. Gatto, I. Marongiu “*Performance Analysis of PMSM for High-Speed Flywheel Energy Storage Systems*” in International Electric Vehicle Conference (IEVC 2014), Firenze (Italy), pp 1-8, 17-19 Dec. 2014.
ISBN: 978-1-4799-6075-0
- ✓ A. Serpi, G. Fois, F. Deiana, G. Gatto, I. Marongiu “*Performance Improvement of Brushless DC Machine by Homopolar Current*” in 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2015), pp. 003804–003809, 9-12 Nov. 2015.
ISBN: 978-1-4799-1762-4
- ✓ F. Deiana, A. Serpi, J. Abrahamsson, I. Marongiu, G. Gatto “*Extensive Losses Estimation of a Novel High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine for Flywheel Energy Storage Systems*” in XXIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2016), pp. 1728-1734, Sep. 4-7, 2016.
ISBN: 978-1-5090-2538-1
- ✓ F. Deiana, A. Serpi, J. Abrahamsson, I. Marongiu, G. Gatto “*Efficiency Assessment of Permanent Magnet Synchronous Machines for High-Speed Flywheel Energy Storage Systems*” in 42nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2016, Florence), Italy, October 24-27, 2016
ISBN: 978-1-5090-3474-1

Capitolo 1



*“Procurade’ e moderare, barones, sa tirannia,
Chi si no, pro vida mia, torrades a pe’ in terra!
Declarada est già sa gherra contra de sa prepotenzia,
E cominzat sa passienzia in su pobulu a mancare”*

*“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, I° otava”
Frantziscu Inniàtziu Mannu – 1794*

*“Endeavor to moderate, oh barons! your tyranny,
For if not, upon my life, you will be humbled to the ground!
War is e'en now decliired against oppressive power,
And patience in the people is beginning to give way”*

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Stato dell'arte dei sistemi d'accumulo a volano

1.1 Introduzione

Questo capitolo introduttivo ha riguardato l'analisi dei sistemi d'accumulo utilizzati per i veicoli elettrici ed elettrici ibridi, con particolare riferimento ai sistemi d'accumulo ad alta potenza ed energia specifica. Tra questi, i sistemi d'accumulo a volano (*Flywheel Energy Storage System*, FESS) sono risultati tra i sistemi dotati di maggiore energia e potenza specifica. Tra le differenti tipologie di FESS, quelli elettrici ad alta velocità (*High-Speed Flywheel Energy Storage System*, HS-FESS) sono risultati i più adatti per queste applicazioni.

Quindi, si sono esaminate nel dettaglio le diverse configurazioni di HS-FESS proposte in letteratura e presenti sul mercato, con particolare riferimento a quelle per veicoli elettrici ed elettrici ibridi. In particolare, l'analisi si è concentrata sulle macchine elettriche utilizzate per le differenti configurazioni HS-FESS individuate. Questa analisi ha consentito di individuare le configurazioni più promettenti e performanti, evidenziandone altresì le maggiori criticità, ponendo così le basi per la successiva fase di studio e progettazione presentata nel Capitolo 2.

1.2 Contesto generale

Attualmente, i veicoli elettrici (*Electric Vehicle*, EV) hanno raggiunto un livello di competitività accettabile rispetto ai veicoli con motore combustione interna (*Internal Combustion Engine*, ICE), soprattutto in termini di affidabilità, efficienza e prestazioni. Inoltre, gli EV consentono di immagazzinare parte dell'energia recuperata in fase di frenatura e sono meno impattanti dal punto di vista ambientale. Il livello di competitività dei veicoli elettrici, in generale, è fortemente legato alle prestazioni del

loro sistema d'accumulo (*Energy Storage System, ESS*), il quale deve garantire un'elevata efficienza, numerosi cicli di carica/scarica, costi ridotti e, possibilmente, elevata energia e potenza specifica. In particolare, un'elevata energia specifica (Wh/kg) consente al veicolo di percorrere lunghi tragitti, mentre un'elevata potenza specifica (W/kg) consente tempi di ricarica del veicolo brevi, nonché di massimizzare il recupero dell'energia in fase di frenatura. È importante sottolineare come sia necessario fare riferimento all'energia e alla potenza specifica, in quanto un aspetto particolarmente critico è proprio il peso del sistema d'accumulo; infatti, un sistema d'accumulo di peso elevato e predisposto per il recupero dell'energia in frenatura potrebbe richiedere un'energia primaria eccessiva per il suo trasporto, al punto tale da generare un consumo energetico superiore all'energia da esso recuperata. Allo stato attuale, il più grande svantaggio riguardante gli ESS è, per l'appunto, la loro modesta energia specifica; infatti, l'ESS con la più elevata energia specifica è la batteria agli ioni di litio (*Li-ion Battery*), la quale presenta un valore di energia specifica pari a 150-200 Wh/kg, un valore nettamente inferiore rispetto all'energia specifica della benzina (circa 10 kWh/kg). Occorre sottolineare che gli EV sono generalmente più leggeri rispetto ai veicoli ICE interna grazie all'assenza di molti componenti meccanici; quindi, al fine di preservare l'autonomia del veicolo, sarebbe sufficiente un ESS avente un'energia specifica di circa 200-300 Wh/kg [1].

Al momento attuale, gli ESS più utilizzati nei veicoli elettrici sono le batterie elettrochimiche ed i super capacitori; le principali caratteristiche degli ESS più utilizzati sono riportate in TABELLA 1.1. Queste sono confrontate con gli obiettivi al 2020 posti dall'organizzazione *UNITED STATES ADVANCED BATTERY CONSORTIUM* (USABC) in termini di potenza specifica, densità di energia, energia specifica, tasso di auto-scarica, costo, numero di cicli di vita e temperatura limite [2]. Gli obiettivi imposti dalla USABC includono un'energia specifica pari a 350 Wh/kg, un costo di 91.7 €/kWh per una produzione di 100000 unità da 45 kWh e un numero di cicli di vita pari a 1000.

Allo stato attuale, è difficile individuare un unico sistema d'accumulo che soddisfi tutte queste specifiche; di conseguenza, una delle soluzioni proposte è l'impiego di sistemi di accumulo ibridi, costituiti dalla

TABELLA 1.1

PRINCIPALI CARATTERISTICHE DI BATTERIE E SUPER CAPACITORI PER VEICOLI ELETTRICI [2]

<i>Proprietà</i> \ <i>ESS</i>	<i>obiettivi USABC</i>	<i>Batterie al Piombo</i>	<i>Batterie nichel-metallo idruro</i>	<i>ZEBRA</i>	<i>Super-Capacitori</i>	<i>Batterie Litio-Zolfo</i>
<i>Potenza Specifica (W/kg)</i>	700	75 - 150	80 - 400	150 - 200	500 - 100,000	1500 - 3000
<i>Densità di energia (Wh/m³)</i>	0.75	0.05 - 0.08	0.06 - 0.15	0.135 - 0.18	0.01 - 0.03	1.5 - 2.6
<i>Energia Specifica (Wh/kg)</i>	350	30 - 50	45 - 80	100 - 120	2.5 - 15	350 - 600
<i>Autoscarica (%/giorno)</i>	.03	0.29 - 0.57	1 - 1.43	15	20 - 40	0.025 - 32
<i>Costo (€/kWh)</i>	91.7	91.7-137.5	137.5 - 229	91.7 - 183	275 - 1834	>130 ^d
<i>Cicli di Carica/Scarica</i>	1000	500 - 1000	1200 - 2000	>2500	>100,000	80 - 110
<i>Temperatura Limite (°C)</i>	220 ^a	60 - 100	110 - 175	- ^b	- ^c	125 - 200

^a aggiunto agli obiettivi USABC^b le batterie ZEBRA operano a temperature superiori a 270 °C^c celle ventilate prima del raggiungimento della temperatura limite^d Stima basata sui lavori citati

combinazione di più tecnologie d'accumulo di natura diversa e gestiti in modo opportuno al fine di sfruttare al meglio i vantaggi di ognuna di esse.

Un altro importante ESS, attualmente meno popolare e diffuso rispetto a quelli precedentemente menzionati, è il sistema di accumulo di energia a volano (*Flywheel Energy Storage System*, FESS). Questo dispositivo di accumulo dell'energia è noto anche come “batteria meccanica” perché consente di immagazzinare energia sotto forma di energia cinetica/meccanica. In particolare, accelerando un volano, si è in grado di accumulare un'energia cinetica proporzionale al momento di inerzia del volano (J) ed al quadrato della sua velocità di rotazione (ω). Nell'ultimo ventennio, i FESS hanno acquistato competitività in molteplici applicazioni (gestione della rete elettrica, UPS, veicoli elettrici ed ibridi, etc.), riscontrando quindi un crescente interesse da parte della

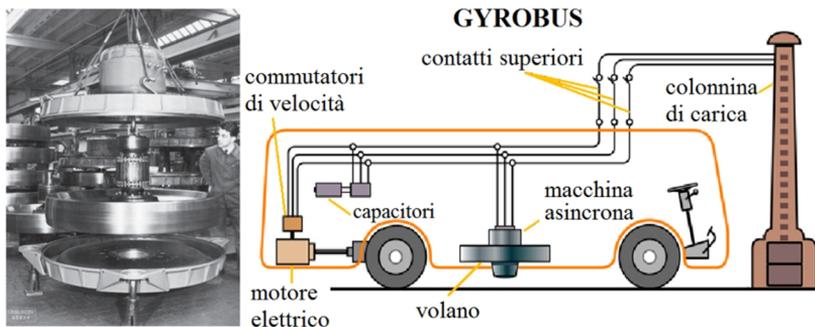


Figura 1.1. Sulla sinistra, volano in acciaio calettato su una macchina asincrona. Sulla destra, schema di connessione del *Gyrobus* alla stazione di ricarica [3],[4].

comunità scientifica e dell'industria. La crescente competitività dei FESS è da imputare allo sviluppo tecnologico dei suoi principali componenti. Infatti, i primi volani risultavano essere molto pesanti in quanto generalmente realizzati in materiale metallico, richiedendo quindi strutture di contenimento, atte a contenerne i frammenti in caso di rottura, addirittura più pesanti del volano stesso (circa 2.5 volte). Inoltre, non era possibile raggiungere elevate velocità di rotazione a causa della ridotta capacità dei materiali metallici di resistere alle sollecitazioni meccaniche che ne derivavano. In questo contesto, il primo sistema FESS utilizzato per applicazioni veicolari era costituito da un volano in acciaio avente un peso di 1500 kg, un diametro di 1.6 metri ed una massima velocità di rotazione di 3 krpm, consentendogli quindi di immagazzinare circa 6.6 kWh. Il volano era calettato su una macchina asincrona trifase di potenza 52 kW. Questo FESS fu sviluppato in Svizzera nel 1950 per un autobus denominato “*Gyrobus*”, come riportato in Figura 1.1[3]. Attualmente i volani possono invece essere realizzati utilizzando materiali compositi avanzati, più leggeri e resistenti rispetto ai metalli, consentendo di raggiungere velocità di rotazione più elevate e, quindi, di aumentare sia l'energia cinetica accumulata sia l'energia specifica. Va sottolineato però che il prezzo del materiale metallico è di circa 20÷30 volte inferiore rispetto a quello dei materiali compositi.

La velocità di rotazione rappresenta un primo parametro di classificazione dei FESS; infatti, si considerano FESS a bassa velocità (*Low-Speed FESS*, LS-FESS) quelli con velocità di rotazione massima minore di 6 krpm, mentre i FESS ad alta velocità (*High-Speed FESS*, HS-FESS) sono

caratterizzati da velocità di rotazione massime generalmente superiori a 10 krpm [5]. Il raggiungimento di elevate velocità di rotazione è reso possibile anche grazie allo sviluppo dei cuscinetti magnetici, i quali sono in grado di mantenere l'assetto del volano anche ad elevate velocità di rotazione, garantendo un'adeguata affidabilità senza compromettere il rendimento del sistema. Infatti, i cuscinetti meccanici e ceramici convenzionali sono una fonte di elevate perdite per attrito, necessitano di lubrificazione e richiedono una manutenzione periodica. Di conseguenza, per applicazioni ad alta velocità, si utilizzano tipicamente i cuscinetti magnetici; in questo modo, l'attrito e la manutenzione sono ridotti al minimo e non c'è bisogno di lubrificazione [6]. In particolare, i cuscinetti più utilizzati per questa applicazione sono i cuscinetti magnetici passivi (*Passive Magnetic Bearing*, PMB), i cuscinetti magnetici attivi (*Active Magnetic Bearing*, AMB), e i cuscinetti magnetici che utilizzano materiali superconduttori (*Superconducting Magnetic Bearing*, SMB). Queste tipologie di cuscinetti possono essere sia radiali sia assiali e possono essere utilizzati anche come cuscinetti di sospensione del volano [7]-[14].

Le elevate velocità di rotazione in un sistema HS-FESS causano elevate perdite per attrito che dipendono, oltre che dalla velocità, anche dalla densità e dalla pressione del gas in cui è immerso il volano. Per questo motivo, al fine di ridurre queste perdite, i volani sono tipicamente confinati in un involucro che garantisce un regime di vuoto "spinto". L'involucro, inoltre, oltre a garantire un'adeguata condizione di vuoto, deve essere anche in grado di resistere agli impatti dei frammenti del volano in caso di distruzione dello stesso. Un altro vantaggio legato all'uso dei materiali compositi è che, a differenza dei materiali metallici, essi si disintegrano in numerosi piccoli frammenti, rendendo più semplice il dimensionamento e la progettazione dell'involucro [5], [15].

Un altro aspetto molto importante dei FESS riguarda il sistema di raffreddamento, la cui progettazione risulta assai complicata per via delle condizioni di vuoto spinto ed il limitato spazio a disposizione. In generale, i sistemi di raffreddamento ad aria forzata, ad olio o ad acqua sono i più utilizzati, ma si utilizzano anche sistemi di raffreddamento criogenico per i cuscinetti SMB [15],[16]. Attualmente esistono due principali tipologie di FESS che, in linea di massima, possono essere distinte in base alla

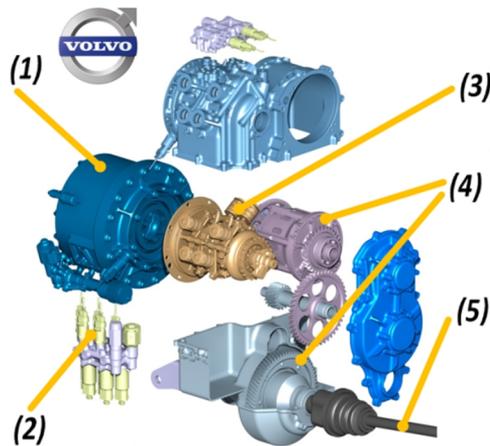


Figura 1.2 Sistema FESS meccanico prodotto dalla Volvo: (1) volano (velocità 60 krpm), (2) connettori idraulici, (3) CVT, (4) cambio, (5) albero di trasmissione [17].

catena di conversione energetica a bordo del veicolo; infatti, la catena di conversione può essere puramente meccanica (FESS meccanici) o elettromeccanica (FESS elettrici).

Nel FESS meccanico, il volano è accoppiato al sistema di trazione tramite una trasmissione meccanica a variazione continua (*Continuously Variable Transmission*, CVT); di conseguenza, l'energia assorbita e/o erogata dal volano risulta essere sempre sotto forma di energia meccanica. Un esempio di FESS meccanico sviluppato dalla VOLVO è riportato in Figura 1.2 [17]. Il FESS meccanico quindi ha il vantaggio intrinseco dell'assenza di perdite di energia associate alla conversione elettromeccanica di energia, come avviene invece nei FESS elettrici. Infatti, nei FESS elettrici, il volano è calettato ad un azionamento elettrico, il quale, durante la fase di ricarica del FESS, agisce da motore, accelerando il volano. L'energia elettrica assorbita dall'azionamento è quindi convertita in energia cinetica del volano, a meno delle perdite di conversione. Durante la fase di scarica, invece, l'azionamento opera da generatore, rallentando il volano e riconvertendo parte dell'energia cinetica in energia elettrica [15]. In Figura 1.3 si riporta un confronto schematico tra FESS elettrico e meccanico. Lo svantaggio legato ai FESS meccanici è da ricondurre principalmente alla poca flessibilità di progettazione e gestione ed alla presenza del CVT, che risulta molto ingombrante e pesante.

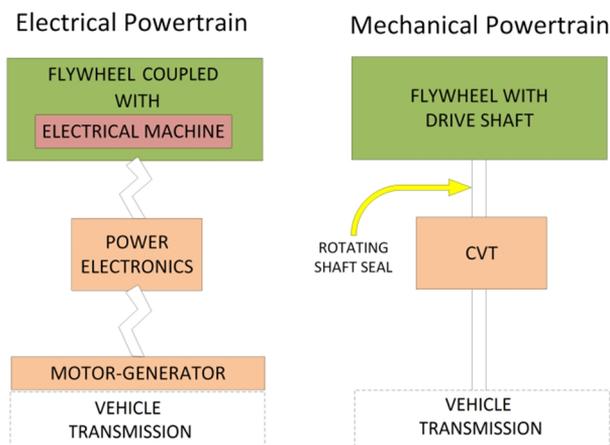


Figura 1.3 Confronto schematico tra un FESS elettrico e un FESS meccanico [15]

Quindi, il FESS elettrico sembra il più adatto per i veicoli elettrici ed elettrici ibridi rispetto al FESS meccanico in quanto la riconversione in energia elettrica dell'energia immagazzinata, seppur determinando perdite addizionali, consente una migliore gestione e controllo del FESS, nonché una migliore integrazione con il sistema di propulsione elettrico e con gli altri ESS inclusi nel sistema di trazione del veicolo. Inoltre, i FESS elettrici presentano maggiore flessibilità nella progettazione e nella gestione [15]. In particolare, gli HS-FESS elettrici consentono di ottenere elevate energia e potenza specifica rispetto ai LS-FESS elettrici.

Per questi motivi, l'analisi dello stato dell'arte effettuata nel paragrafo successivo si è focalizzata principalmente sugli HS-FESS elettrici, al fine di individuare le configurazioni più utilizzate, evidenziare le differenti scelte tecniche e le maggiori criticità.

1.3 Sistemi di accumulo elettrici a volano ad alta velocità

L'HS-FESS elettrico è un sistema di accumulo a volano caratterizzato da elevate velocità di rotazione (maggiori di 10 krpm). Esso è costituito tipicamente da un volano, da un sistema di cuscinetti, da una macchina elettrica che opera alternativamente da motore o generatore, da un convertitore elettronico, da un sistema di raffreddamento e da un involucro. In Figura 1.4a si riporta un esempio di configurazione

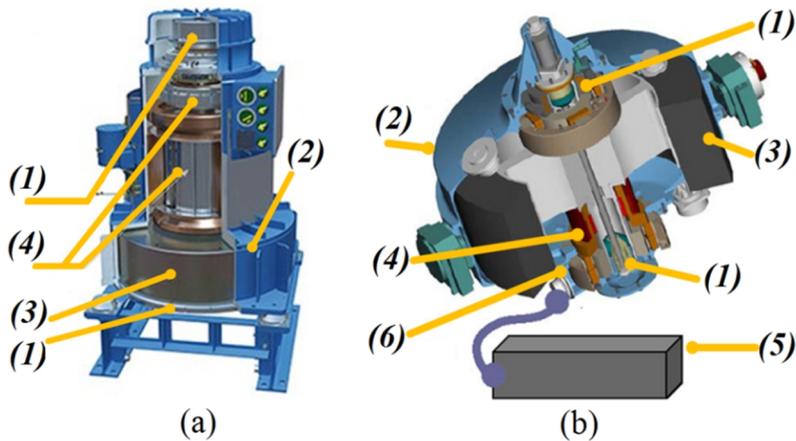


Figura 1.4a. Configurazione “classica” di un HS-FESS elettrico : (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano, (4) azionamento elettrico [19]. Figura 1.4b. Configurazione “integrata”: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano, (4), azionamento elettrico, (5) elettronica di potenza, (6) sistema di raffreddamento [1].

“classica”, nella quale il volano risulta calettato all’azionamento elettrico, mentre in Figura 1.4b si riporta un’evoluzione della configurazione classica, ossia una configurazione “integrata”: questa prevede l’integrazione del volano con il rotore esterno della macchina elettrica, al fine di ridurre pesi e volumi [18].

Il principio di funzionamento dell’HS-FESS elettrico può essere schematizzato come riportato in Figura 1.5. Durante la fase di “carica”, dovuta, ad esempio, ad una fase di frenata rigenerativa, la macchina elettrica (2) agisce come motore in accordo con i segnali di comando forniti in ingresso al convertitore elettronico (1); di conseguenza, si incrementa la velocità di rotazione del volano e, quindi, l’energia cinetica immagazzinata. Se non vi è richiesta di energia da parte del veicolo, l’HS-FESS rimane in fase di “standby”, ossia la velocità è mantenuta costante. Quando invece è richiesta una certa erogazione di energia, ad esempio durante un’accelerazione del veicolo, il convertitore elettronico di potenza (1) è controllato in modo che la macchina elettrica operi come generatore, convertendo l’energia cinetica immagazzinata in energia elettrica (fase di “scarica”). In base all’energia richiesta, il convertitore impone quindi i valori di tensione/corrente necessari per ottenere le prestazioni desiderate [18]. La macchina elettrica, di fatto, rappresenta il cuore del HS-FESS

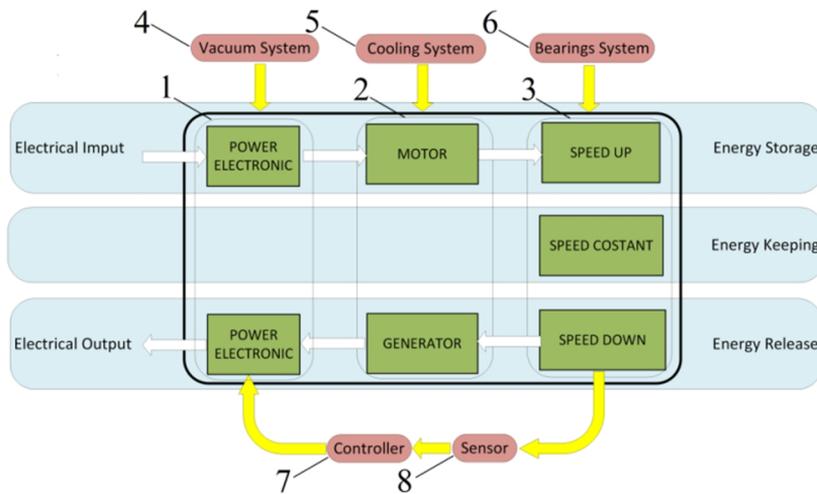


Figura 1.5. Diagramma a blocchi tipico di un HS-FESS elettrico [18].

elettrico, quindi è facile dedurre che la scelta della macchina elettrica rappresenti un aspetto chiave per definirne la potenza specifica e l'efficienza. Le macchine elettriche più utilizzate per questa applicazione sono la macchina asincrona (*Induction Machine*, IM), la macchina a riluttanza variabile (*Synchronous Reluctance Machine*, SRM) e la macchina sincrona a magneti permanenti (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM). Ciascuna di queste è caratterizzata da differenti proprietà che le rendono più o meno adatte per questa applicazione. In particolare, la IM viene generalmente impiegata per applicazioni ad alta potenza e coppia, essendo una macchina particolarmente robusta, poco costosa, facilmente deflussabile e con tecnologia costruttiva ben consolidata [5]. D'altra parte, la PMSM presenta valori di efficienza nettamente superiori in quanto non risente delle perdite per effetto Joule rotoriche, questo la rende particolarmente adatta per soluzioni integrate e per applicazioni in cui è previsto il funzionamento nel vuoto. Il limite maggiore della PMSM però è dato dai magneti, i quali risentono di problemi termici, meccanici e di smagnetizzazione [5]. Differentemente dalla PMSM, la SRM, non necessitando dei magneti per il suo funzionamento, non presenta alcun problema di smagnetizzazione, risulta caratterizzata da elevata resistenza meccanica ed è relativamente poco costosa, quindi anch'essa risulta particolarmente adatta per applicazioni ad alta velocità. Tuttavia, rispetto

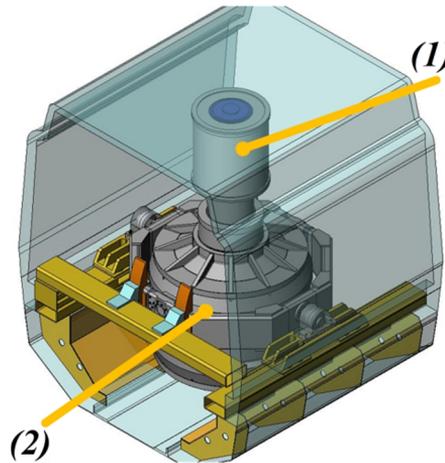


Figura 1.6 HS-FESS elettrico per il sistema ALPS: (1) azionamento elettrico, (2) volano all'interno dell'involucro protettivo [16].

alla PMSM, la SRM presenta densità di potenza e coppia ridotte [5].

Facendo inizialmente riferimento alla IM, un HS-FESS elettrico realizzato con tale tipologia di macchina elettrica è stato sviluppato dall'Università del Texas (*University of Texas at Austin Center for Electromechanics, UT-CEM*) per un sistema di propulsione avanzato di una locomotiva (*Advanced Locomotive Propulsion System, ALPS*), nell'ambito del programma "*Next Generation High-Speed Rail Program*" sponsorizzato dalla "*Federal Railroad Administration*" (FRA) [16], come mostrato in Figura 1.6. L'ALPS è costituito da una turbina a gas e da un alternatore sincrono; questo ultimo è accoppiato ad un HS-FESS elettrico che consente di immagazzinare 100 kWh. La configurazione proposta è "classica", ossia il volano è calettato al rotore della IM. La IM presenta un rotore a gabbia di scoiattolo ed è stata progettata per ruotare ad una velocità massima di 15 krpm e per fornire/assorbire una potenza continuativa di 2 MW alla velocità nominale di 12 krpm. Il nucleo del rotore è costituito da lamierini in lega di acciaio, invece le barre della gabbia di scoiattolo sono realizzate con delle leghe zirconio-rame ad alta conducibilità elettrica e resistenza meccanica. Il sistema di raffreddamento della IM è ad aria forzata, mentre uno specifico circuito di raffreddamento ad olio è predisposto per i cuscinetti. Grazie ai sistemi di raffreddamento, il HS-FESS può lavorare alla sua potenza elettrica continuativa in un

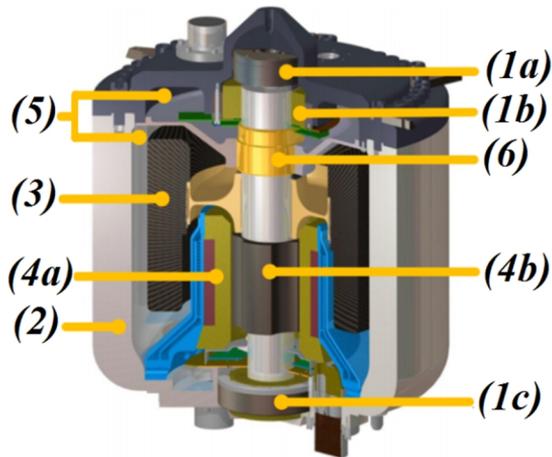


Figura 1.7. HS-FESS elettrico della POWERTHRU: (1a) cuscinetti assiali, (1b) cuscinetti radiali superiori, (1c) cuscinetti radiali inferiori, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della SRM, (4b) rotore della SRM, (5) camera a vuoto, (6) guarnizione tenuta del vuoto [15].

intervallo di velocità da 7.5 a 15 krpm [16].

Differentemente dall'Università del Texas, la società POWERTHRU ha sviluppato un HS-FESS elettrico utilizzando, come macchina elettrica, una SRM; la soluzione proposta è “integrata”, come mostrato in Figura 1.7. Questo sistema è caratterizzato da un volano in materiale composito in fibra di carbonio a più strati, la cui energia cinetica è convertita in energia elettrica sempre attraverso la SRM, caratterizzata da una potenza di 190 kW e che opera in un intervallo di velocità compreso fra 25 e 52.5 krpm [15].

Diversamente dalla società POWERTHRU, nel 1996, l'Università della California (*Berkeley*) ha sviluppato un HS-FESS elettrico utilizzando sempre una SRM, ma con configurazione “classica”; la SRM è caratterizzata da una potenza di 60 kW ed un intervallo di velocità di funzionamento compreso fra 24 e 48 krpm [20].

Altre università, centri di ricerca e società, invece, hanno sviluppato diverse configurazioni di HS-FESS elettrico utilizzando come macchina elettrica la PMSM. In particolare, in alcuni casi, si è utilizzata una configurazione di PMSM a flusso assiale (*Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machine*, AF- PMSM), in altri si è preferito invece optare

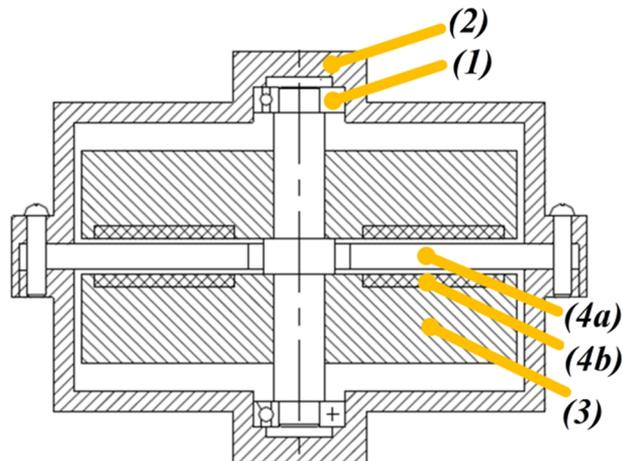


Figura 1.8. HS-FESS elettrico prodotto dalla Smart and Security Research Center China International Marine Containers (Group) LTD: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano, (4a) statore della AF-PMSM, (4b) rotore della AF-PMSM [21]

per una configurazione più convenzionale a flusso radiale (*Radial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machine*, RF-PMSM).

Ad esempio, la “*Smart and Security Research Center China International Marine Containers (Group) LTD*” ha progettato un HS-FESS elettrico con una AF-PMSM in cui il rotore, costituito da due dischi separati, è integrato con il volano. La configurazione integrata è mostrata in Figura 1.8. I magneti permanenti sono incorporati all’interno del volano, mentre gli avvolgimenti, nonché i sensori ad effetto Hall, sono installati fra i due dischi costituenti il volano. La velocità massima dichiarata è di 10 krpm [21].

Anche l’Università di “*Newcastle upon Tyne*” (Regno Unito) ha sviluppato un HS-FESS elettrico con una AF-PMSM, come illustrato nella Figura 1.9a. Questo è caratterizzato da un rotore in acciaio ad alta resistenza meccanica, la potenza è di 25 kW e la velocità di rotazione massima è di 30 krpm [22].

Un altro HS-FESS elettrico equipaggiato con una AF-PMSM è stato sviluppato dal “*Ningbo Institute of Technology*” insieme al “*Center for Smart Energy Systems - Nanyang Technological University* (Singapore)”. Esso è caratterizzato da una potenza nominale ed una velocità massima rispettivamente di 4 kW e 60 krpm. In questa configurazione, il rotore in

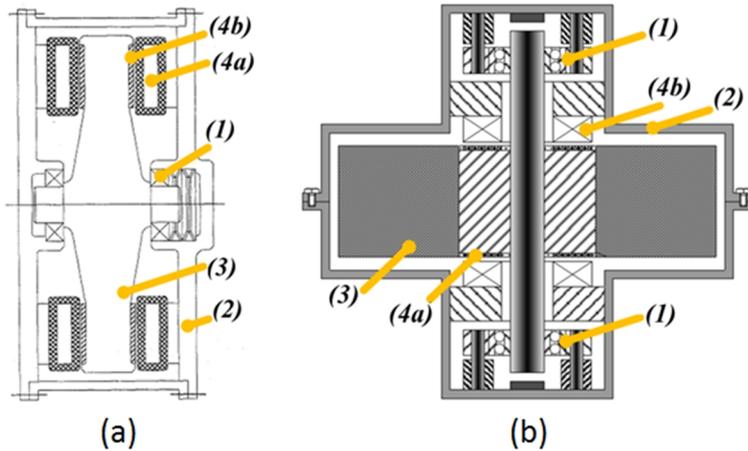


Figura 1.9.a HS-FESS elettrico prodotto dall'Università di Newcastle: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano, (4a) statore della AF-PMSM, (4b) rotore della AF-PMSM [22]. Figura 1.9b HS-FESS elettrico prodotto dalla Technology Zhejiang University Ningbo: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano, (4a) statore della AF-PMSM, (4b) rotore-a magneti permanenti della AF-PMSM [23].

materiale composito svolge il ruolo di volano ed è inserito tra due statori, come mostrato in Figura 1.9b [23].

Invece, l'Università del Texas ad Austin (*Center for Electromechanics*) citata in precedenza, ha sviluppato un altro modello di HS-FESS elettrico la cui configurazione "classica" è riportata in Figura 1.10. Esso è

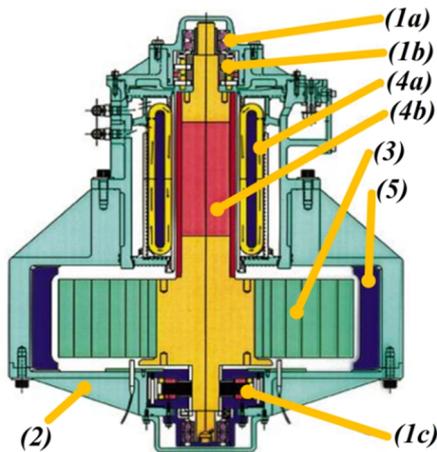


Figura 1.10. HS-FESS elettrico prodotto dall'Università del Texas: (1a) cuscinetti di backup, (1b) cuscinetti radiali, (1c) cuscinetti combo, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della RF-PMSM, (4b) rotore della RF-PMSM, (5) anello di contenimento [15].

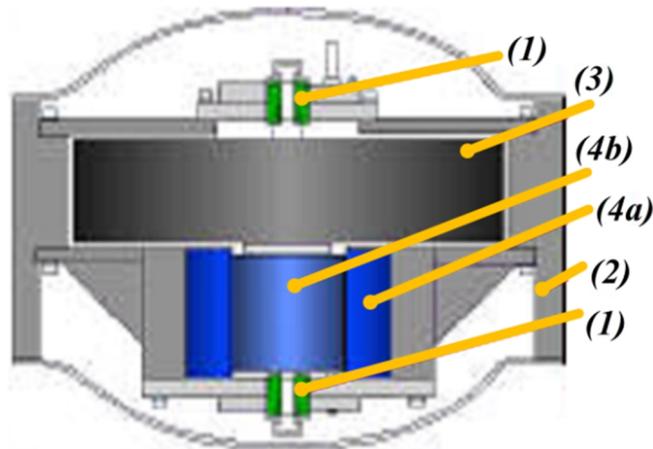


Figura 1.11. HS-FESS elettrico prodotto dalla Flywheel Energy Systems Inc. company: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della RFPM, (4b) rotore della RFPM [24].

caratterizzato da una RF-PMSM ottimizzata in termini di ingombri, peso, efficienza e coppia. Le velocità di funzionamento sono comprese fra 15 e 60 krpm, l'energia immagazzinata è pari a 0.4 kWh, mentre la potenza è pari a 2 kW. L'efficienza dichiarata è mediamente superiore al 95% [15].

Anche la società “*Flywheel Energy Systems Inc.*” ha sviluppato un HS-FESS elettrico caratterizzato da una configurazione “classica” con il contributo finanziario dalla “*CANMET Energy Technology Centre, Natural Resources Canada*” [15]. La configurazione è mostrata in Figura 1.11. Esso presenta una RF-PMSM di potenza massima pari a 120 kW (70 kW continuativi), mentre la velocità operativa è compresa fra 14 e 28 krpm. Questo sistema è stato progettato per l'impiego in veicoli ibridi pesanti e combina elevata potenza specifica, massa e volumi ridotti.

Un'altra particolare configurazione di HS-FESS elettrico è stata presentata dall'Università di *Uppsala (The Division of Electricity, Svezia)* nel 2013, il quale ha la funzione di buffer energetico. La configurazione proposta è illustrata in Figura 1.12. La macchina elettrica considerata si basa su una RF-PMSM *slotless* con una struttura a tazza ribaltata in alluminio, la quale è vincolata al materiale composito. Questa, insieme ai magneti, costituisce il volano del sistema. In particolare, la soluzione *slotless* consiste nel realizzare lo statore della RF-PMSM in materiale non ferromagnetico; di conseguenza, si consegue il vantaggio di ridurre le perdite per isteresi e

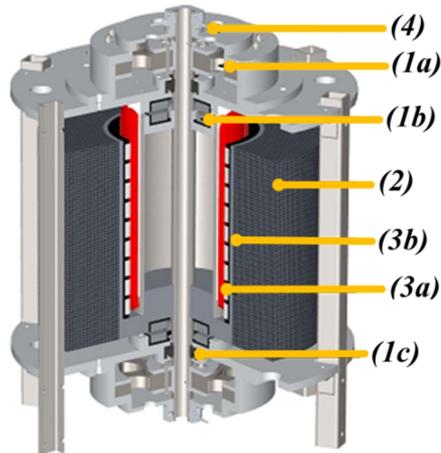


Figura 1.12. HS-FESS elettrico prodotto dall'Università di Uppsala: (1a) cuscinetti radiali AMB, (1b) cuscinetti assiali, (1c) cuscinetti di backup, (2) volano in materiale composito, (3a) statore della RF-PMSM, (3b) rotore della RF-PMSM, (4) sensori di posizione [25].

correnti parassite, rendendo inoltre il sistema più leggero. Per contro, questa soluzione comporta una riduzione della potenza specifica rispetto alle altre configurazioni. La struttura a tazza ruota grazie ad un sistema di cuscinetti AMB e ed è mantenuta in sospensione grazie a dei cuscinetti magnetici passivi assiali PMB. L'HS-FESS è caratterizzato da una velocità massima di 30 krpm ed è in grado di immagazzinare circa 867.7 Wh. Gli avvolgimenti sono realizzati mediante conduttori specifici per applicazioni ad alta velocità, chiamati “*litz wire*”, i quali sono costituiti da molti trefoli sottili ed elettricamente isolati tra loro. La particolarità di questa configurazione di HS-FESS elettrico consiste nel doppio avvolgimento statorico, caratterizzato da due livelli di tensione differenti: *High Voltage* (HV) e *Low Voltage* (LV). Il lato LV è collegato, tramite convertitori AC/DC e DC/DC, ad una batteria. Il lato HV è invece collegato, tramite convertitori AC/DC e DC/AC, al motore primo del veicolo elettrico. L'HS-FESS si comporta quindi da buffer energetico in quanto, essendo la sua potenza specifica molto superiore a quella della batteria, gran parte dell'energia recuperata in caso di frenatura rigenerativa è immagazzinata direttamente sul volano. In questo modo, l'energia dovuta alla frenatura rigenerativa che sarebbe andata persa a causa della non elevata potenza specifica della batteria, è accumulata nel volano; solo in una seconda fase questa energia è gradualmente utilizzata per ricaricare la batteria ad un valore di potenza opportuno. Di

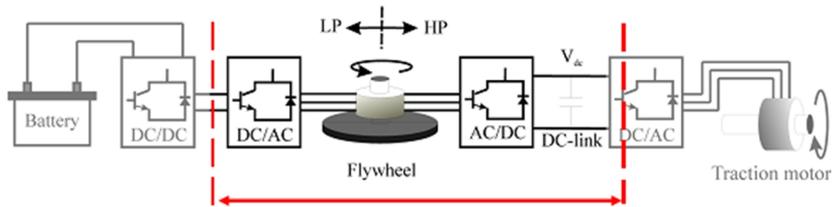


Figura 1.13. Schema di collegamento del HS-FESS proposto dall'Università di Uppsala [26].

conseguenza, la durata della vita della batteria aumenta di circa il 25% in quanto essa è meno sollecitata e può così operare all'interno degli intervalli operativi ottimali di potenza e tensione. Lo schema del sistema precedentemente descritto è riportato in Figura 1.13 [25].

Anche la CCM (*Centre for Concepts in Mechatronics*) ha sviluppato un HS-FESS elettrico per autobus denominato EMAFER, in cui il volano è costituito da materiale composito (fibra di carbonio) ed integrato con una RF-PMSM dotata di una struttura a tazza. La struttura generale è mostrata in Figura 1.14, mentre un prospetto laterale è mostrato in Figura 1.15. La potenza massima è 300 kW, mentre quella continuativa è 200 kW. La velocità massima è 22 krpm. Il sistema è controllato da un convertitore di potenza bidirezionale con interruttori di potenza specifici per commutare ad alte frequenze. La RF-PMSM presenta uno statore *slotless* con avvolgimenti realizzati mediante *litz wire*, uno schermo rotorico per

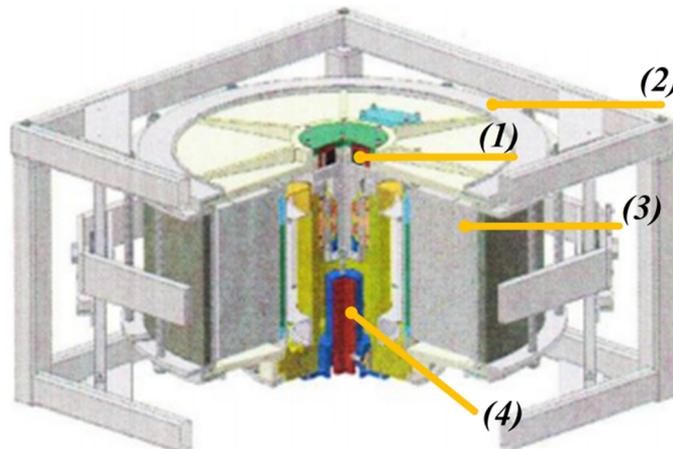


Figura 1.14. HS-FESS elettrico prodotto dalla CCM: (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4) RF-PMSM [15].

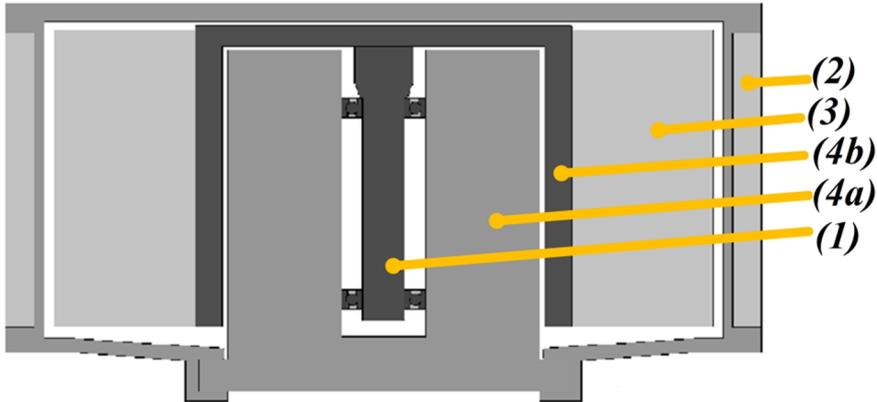


Figura 1.15. Prospetto laterale del HS-FESS elettrico prodotto dalla CCM: (1) albero di rotazione e cuscinetti, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della RF-PMSM, (4b) rotore della RFPM [28].

ridurre le perdite per correnti parassite nei magneti ed una configurazione dei magneti di tipo “Halbach Array” [15],[27].

Anche la “L-3 Communications Magnet-Motor GmbH” (L-3 MM) ha sviluppato un HS-FESS elettrico con una RF-PMSM integrata, caratterizzata da una potenza massima di 350 kW, velocità massima di 12 krpm e 6 fasi, la cui configurazione è mostrata in Figura 1.16. Questo HS-FESS è installato a bordo di 17 autobus elettrici ibridi urbani in Europa e

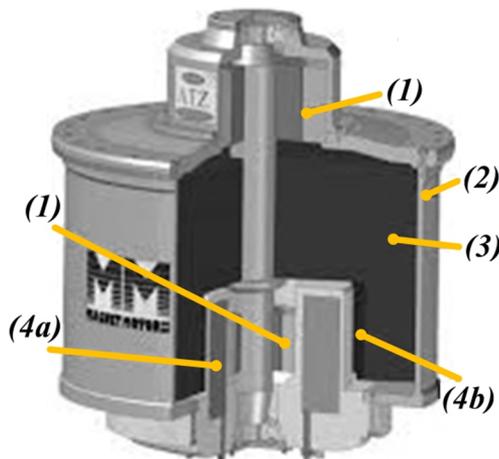


Figura 1.16. HS-FESS elettrico prodotto dalla L-3 MM: (1a) cuscinetti radiali, (1b) cuscinetti SMB, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della RF-PMSM, (4b) rotore della RF-PMSM [29]

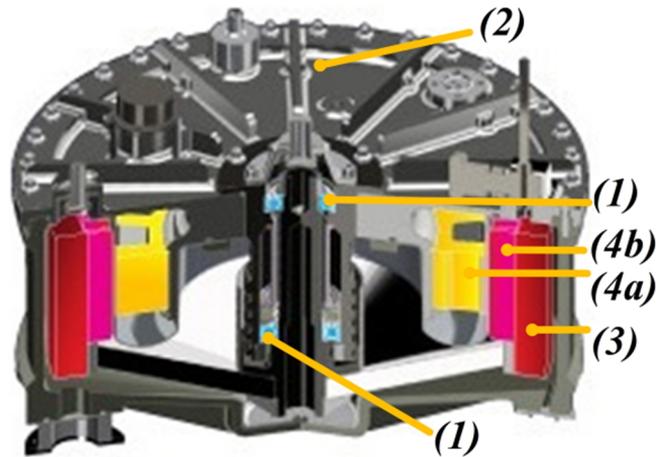


Figura 1.17. HS-FESS elettrico prodotto dalla Williams Hybrid Power Ltd (WHP): (1) cuscinetti, (2) involucro, (3) volano in materiale composito, (4a) statore della RF-PMSM, (4b) rotore della RF-PMSM, con i magneti incorporati nel materiale composito [30].

ha già maturato circa 60000 ore di funzionamento su 12 autobus, per un totale di un milione di cicli di carica/scarica ognuno [15], [29].

Infine, la *Williams Hybrid Power Ltd* (WHP), una società con sede nel Regno Unito, ha sviluppato e prodotto un HS-FESS elettrico per veicolo da corsa, caratterizzato da un intervallo di velocità fra 18 e 36 krpm, la cui configurazione integrata è mostrata in Figura 1.17. La particolarità di questo sistema risiede nel materiale composito; infatti, i magneti della RF-PMSM sono incorporati direttamente in un particolare materiale composito magnetizzato (*Magnetically Loaded Composite*, MLC), soluzione brevettata dalla WHP stessa. I magneti del rotore sono costituiti da minuscole particelle inglobate nella matrice composita. L'assenza di materiale ferromagnetico consente di ridurre al minimo le perdite per isteresi e correnti parassite e, di conseguenza, di ridurre i problemi di raffreddamento. Pertanto, utilizzando un sistema di raffreddamento a liquido, è possibile raggiungere una potenza di 120 kW alla massima velocità di rotazione. Il sistema HS-FESS appena descritto è stato creato per applicazioni legate alle gare automobilistiche; in particolare, nella "Nurburgring Long Distance Championship", la Porsche ha avuto notevole successo nella stagione 2010 grazie al modello "911 GT3 R hybrid", che utilizzava proprio il HS-FESS realizzato dalla WHP come sistema di recupero dell'energia cinetica (*Kinetic Energy Recovery*

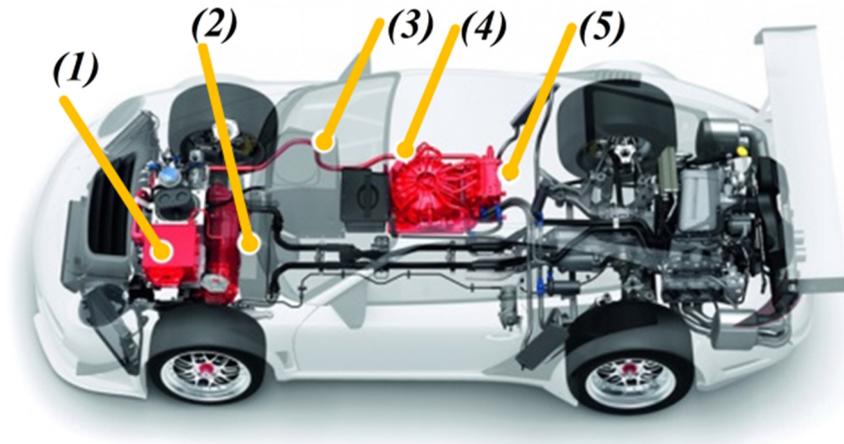


Figura 1.18. Porsche “911 GT3 R hybrid”: (1) sistemi elettronici di potenza, (2) motore/generatore elettrico, (3) cavo elettrico di trasmissione ad alta tensione, (4) HS-FESS elettrico, (5) sistemi elettronici di potenza [30].

System, KERS). Grazie al recupero di energia in frenatura, la “911 GT3 R hybrid” ha ridotto il consumo di carburante del 25% rispetto ad una configurazione standard con ICE. Lo schema principale della Porsche “911 GT3 R hybrid” è illustrato in Figura 1.18 [15].

1.4 Considerazioni sui sistemi d'accumulo elettrici a volano ad alta velocità

L'analisi dello stato dell'arte ha consentito di individuare le differenti configurazioni di HS-FESS elettrici e le corrispondenti macchine elettriche. In particolare, si può dedurre che la configurazione e la macchina elettrica sono strettamente correlati al punto tale che spesso risulta assai complessa l'analisi individuale delle due, soprattutto in riferimento alle configurazioni integrate. Infatti, l'analisi svolta ha mostrato che la soluzione più utilizzata è quella “integrata” in quanto consente di ottimizzare pesi e volumi, ossia di massimizzare energia e potenza specifica.

In TABELLA 1.2 sono riassunte alcune principali caratteristiche degli HS-FESS elettrici precedentemente descritti. Il fatto che essi presentino caratteristiche totalmente differenti è riconducibile non solo alla differente configurazione, ma anche all'applicazione. Sono state considerate infatti

applicazioni per veicoli leggeri (*light duty*), pesanti (*heavy duty*) o addirittura per veicoli sportivi, i quali presentano sollecitazioni e prestazioni totalmente differenti. Vale la pena notare che è possibile

TABELLA 1.2
PRINCIPALI CARATTERISTICHE DEGLI HS-FESS ANALIZZATI

<i>Caratteristiche</i> <i>Società-Università</i>	<i>Potenza (kW)</i>	<i>Energia immagazzinata (kWh)</i>	<i>Range di velocità (krpm)</i>	<i>Potenza specifica (W/kg)</i>	<i>Energia specifica (Wh/kg)</i>
<i>ALPS [16]</i>	2000	100	7.5-15	1100 ^e	5.55
<i>University of Berkeley [20]</i>	60	-	24-48	-	-
<i>POWERTHRU [15]</i>	190	.667	25-52.5	693-1292 ^a	2.43-4.53 ^a
<i>Smart and Security Research Center China International Marine Containers (Group) LTD [21]</i>	-	0.018 ^c	0-10	-	-
<i>University of Newcastle [22]</i>	25	0.111	31.25-50	4900 ^d	21.66 ^d
<i>Institute of Technology Zhejiang [23]</i>	4	0.3	0-60	400	32
<i>University of Texas at Austin, Center for Electromechanics [15]</i>	2	0.4	15-60	770	5
<i>Uppsala University [25]</i>	-	0.8677	0-30	-	-
<i>CCM [15]</i>	200 ^b	4	0-22	800	10.6
<i>Flywheel Energy Systems Inc. [15]</i>	70 ^b	0.75	14-28	467	5
<i>L-3 MM [15]</i>	100 ^b	2	0-12	750	5
<i>WHP[15]</i>	110 ^b	0.36	18-36	2180	6.55

Il convertitore elettronico non è considerato

^a Due configurazioni diverse di involucro

^b Potenza continuativa

^c Valore stimato in base al momento di inerzia dichiarato nell'articolo citato

^d Valore stimato in base alla sola massa rotante dichiarata nell'articolo citato

^e Valore stimato in base all'articolo citato

ovviamente realizzare soluzioni modulari, utilizzando più di un HS-FESS contemporaneamente per soddisfare le specifiche richieste. Riassumendo, il HS-FESS elettrico presenta un valore di energia specifica di circa 5-30 Wh/kg e potenza specifica molto superiore a quella di una normale batteria, ossia superiore a 1000 W/kg. La potenza specifica così elevata lo rende particolarmente adatto per la frenatura rigenerativa e per migliorare le prestazioni dinamiche del veicolo, come ad esempio brusche accelerazioni. In alternativa, questo sistema può essere utilizzato come sorgente “impulsiva” di energia per applicazioni sportive, ad esempio in fase di sorpasso. Il sistema HS-FESS, inoltre, presenta le seguenti caratteristiche:

- ✓ nessuna reazione chimica, nessuna emissione di gas e nessuna produzione di materiali di scarto
- ✓ elevato numero di cicli di carica/scarica
- ✓ elevata efficienza di carica e scarica (>90%), legata all'efficienza dell'azionamento elettrico
- ✓ periodi di manutenzione superiori ai 10 anni
- ✓ flessibilità nella progettazione e nel funzionamento [1]

Per quanto riguarda l'azionamento elettrico, lo studio effettuato consente di affermare che esso deve presentare le seguenti caratteristiche:

- ✓ basso costo;
- ✓ elevata affidabilità;
- ✓ ridotta e semplice manutenzione;
- ✓ elevata potenza e coppia specifica;
- ✓ elevata efficienza e, in particolare, ridotte perdite per correnti parassite ed isteresi.

In particolare, in riferimento all'ultimo punto, le perdite per correnti parassite ed isteresi, oltre ad inficiare l'efficienza del HS-FESS, contribuiscono a stabilire il valore del tasso di auto scarica del sistema. Si è potuto osservare inoltre che, al fine di ridurre le perdite per correnti parassite e isteresi, sono spesso utilizzati materiali ferromagnetici specifici per macchine elettriche ad alta velocità. In alcuni casi si utilizzano direttamente delle soluzioni *slotless*, che consentono di eliminare queste perdite a discapito della densità di potenza [31]. Sempre per lo stesso

obiettivo, gli avvolgimenti statorici vengono realizzati mediante *litz wire*, i quali costituiscono la scelta ottimale per applicazioni ad alta velocità.

La TABELLA 1.3 riassume le principali caratteristiche delle macchine elettriche precedentemente descritte per applicazioni HS-FESS, evidenziando alcuni pregi e difetti di ciascuna di esse. Fra gli azionamenti elettrici analizzati, la PMSM risulta essere la macchina elettrica più utilizzata per HS-FESS elettrici in virtù di una migliore efficienza, maggiore densità di potenza e per il fatto che le perdite rotoriche contenute la rendono particolarmente idonea per la soluzione integrata [5]. Per quanto riguarda invece la IM, questa, attualmente, non rappresenta

TABELLA 1.3
PRINCIPALI CARATTERISTICHE DEGLI AZIONAMENTI ELETTRICI [5]

<i>Azionamento Elettrico</i> <i>Caratteristiche</i>	<i>IM</i>	<i>SRM</i>	<i>PMSM</i>
<i>Potenza</i>	Elevata	Media e bassa	Media e bassa
<i>Potenza specifica</i>	Media (circa 0.7 kW/kg)	Media (circa 0.7 kW/kg)	Elevata (circa 12 kW/kg)
<i>Perdite rotoriche</i>	Nel rame e nel ferro	Nel ferro, cave	Nessuna
<i>Efficienza</i>	Elevata (93.4%)	Elevata (93%)	Molto elevata (95.2%)
<i>Dimensione</i>	1.8 l/kW	2.6 l/kW	2.3 l/kW
<i>Resistenza meccanica</i>	Media	Media	Bassa
<i>Ripple di coppia</i>	Medio (7.3%)	Elevato (24%)	Medio (10%)
<i>Velocità massima/velocità nominale</i>	Medio (>3)	Elevato (>4)	Basso (<2)
<i>Smagnetizzazione</i>	No	No	Si
<i>Costo</i>	Basso (22 euro/kW)	Medio (24 euro/kW)	Elevato (38 euro/kW)

la soluzione più idonea per HS-FESS elettrici in quanto è caratterizzata dalla presenza di perdite per effetto Joule rotoriche, le quali impediscono di realizzare configurazioni integrate. Infatti, nella soluzione integrata, la macchina elettrica si trova a lavorare nel vuoto e, quindi, il raffreddamento del rotore risulterebbe assai complicato. Occorre specificare però che esistono diverse applicazioni stazionarie per LS-FESS nelle quali la IM è largamente utilizzata; in quei casi non è infatti necessario ricorrere a soluzioni integrate [32]-[35].

La SRM, invece, presenta delle caratteristiche che la rendono adatta per applicazioni ad alta velocità, fra le quali un elevato rapporto coppia-corrente ed una elevata robustezza meccanica [36]. I materiali che la costituiscono hanno un'elevata resistenza alla trazione e costo contenuto. La SRM, inoltre, presenta ridotte perdite rotoriche, quindi può essere utilizzata in soluzioni integrate che lavorano nel vuoto [5]. Nonostante tali proprietà, il confronto fra SRM e PMSM privilegia questa ultima, soprattutto in termini di potenza specifica.

Una delle maggiori criticità riscontrata nelle PMSM risiede nei magneti permanenti, i quali rappresentano uno dei componenti più delicati; infatti, ad alte velocità, essi devono sopportare elevate sollecitazioni meccaniche ed avere perdite per correnti parassite contenute. In questo contesto, i magneti ad alta densità di energia appartenenti alle famiglie NdFeB o SmCo sono i più utilizzati, grazie anche alla loro capacità di lavorare ad elevate temperature [31]. In particolare, alcune famiglie di magneti realizzati con leghe NdFeB-Dysprosium possono raggiungere una temperatura limite di 250°, oltre questa temperatura, occorre usare i magneti SmCo, i quali possono raggiungere temperature superiori a 350°. Un'altra criticità riconducibile alla PMSM è legata agli elevati valori di tensione indotta dovuti all'elevata velocità di rotazione ed alla magnetizzazione permanente della macchina. In aggiunta, le PMSM utilizzate in queste applicazioni non presentano elevati rapporti di deflussaggio, rendendo ancora più complicato il contenimento dei valori di tensione indotta al crescere della velocità.

Capitolo 2

“Mirade ch'est azzendende contra de ois su fogu;

Mirade chi non est giogu chi sa cosa andat a veras;

Mirade chi sas aeras minettana temporale;

Zente cunsizzada male, iscultade sa 'oghe mia ”

“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, II° otava”

Frantziscu Inniàtziu Mannu – 1794

“Look to it -there is a fire kindling against you all;

Look to it - 'tis no light matter. But the thing is serious truth;

Look to it - for the heavens are menacing a storm.

Oh ! race most ill-advised, listen to my voice ”

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Studio e progettazione di un HS-FESS

2.1 Introduzione

L'analisi svolta nel Capitolo 1 ha consentito di individuare le configurazioni più promettenti e performanti degli HS-FESS elettrici sviluppati da differenti università e aziende, con particolare riferimento alle soluzioni tecniche/progettuali più utilizzate per la macchina elettrica.

In base a questa analisi, in questo capitolo, sono stati definiti i criteri e le specifiche di progettazione per una soluzione innovativa di un HS-FESS elettrico. In particolare, si è fatto riferimento all'applicazione per veicoli elettrici "*Heavy Duty*", come, ad esempio, un autobus per trasporto urbano, in quanto l'HS-FESS sembra più adatto per questo tipo di veicoli, sia perché risulta di più semplice collocazione sia per l'elevata potenza necessaria in fase di frenatura rigenerativa.

Pertanto, si introduce di seguito la configurazione innovativa dell'HS-FESS elettrico; successivamente, si procede al dimensionamento preliminare del volano. Note le dimensioni preliminari del volano, è quindi possibile progettare la PMSM, con particolare riferimento al circuito magnetico ed alla distribuzione degli avvolgimenti. Il dimensionamento è eseguito tramite l'utilizzo del software JMAG, il quale consente di svolgere differenti ed avanzate tipologie di Analisi agli Elementi Finiti (*Finite Element Analysis*, FEA), specificatamente sviluppate per il supporto alla progettazione di macchine elettriche. JMAG è costituito da differenti pacchetti: nello specifico, JMAG-DESIGNER consente di ottenere le grandezze elettromagnetiche fondamentali tramite l'analisi agli elementi finiti.

Una volta completata la fase di progettazione della PMSM, si esegue l'analisi delle perdite elettromagnetiche del sistema, al fine di verificare il

raggiungimento delle specifiche di progetto. Queste ultime sono state utilizzate per determinare opportune funzioni interpolanti, le quali possono essere utilizzate per eseguire l'analisi delle prestazioni, come mostrato nel capitolo successivo.

In fine, una volta completata la progettazione della PMSM, si conclude la progettazione con il dimensionamento definitivo del volano e, quindi, del HS-FESS.

2.2 Configurazione innovativa di un HS-FESS elettrico

L'HS-FESS elettrico proposto e sviluppato nell'ambito del dottorato di ricerca consiste principalmente in una configurazione caratterizzata da una doppia PMSM, come mostrato in Figura 2.1. In particolare, la parte rotante, connessa all'involucro mediante un sistema di cuscinetti (1), comprende i magneti permanenti (2), incorporati in una struttura sintetica in nylon (3), e la struttura in acciaio (4), nonché il volano in materiale composito (5). La parte fissa del sistema, invece, è costituita dall'avvolgimento statorico trifase (6), posto in una struttura sintetica in nylon che consente di realizzare una configurazione *slotless* (7). Ciò permette di minimizzare la quantità di materiale ferromagnetico utilizzato

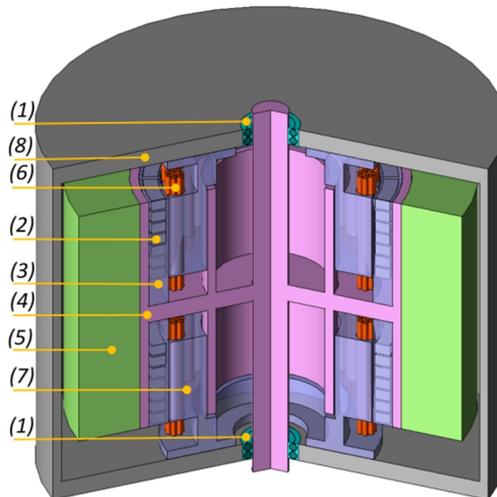


Figura 2.1. Panoramica del HS-FESS elettrico proposto: cuscinetti (1), magneti permanenti (2), struttura sintetica in nylon (3), struttura in acciaio (4), volano (5), avvolgimento statorico trifase (6), statore *slotless* realizzato mediante struttura sintetica in nylon (7), involucro (8).

per l'HS-FESS e, quindi, anche le relative perdite per isteresi e correnti parassite. Lo statore è vincolato all'involucro (8) che garantisce le condizioni di vuoto e di sicurezza. Sempre in riferimento alla Figura 2.1, vale la pena notare che tutta la struttura in acciaio, caratterizzata da una forma a doppia tazza ribaltata, risulta interamente in rotazione: questo consente di avere un'ulteriore riduzione delle perdite per isteresi e correnti parassite rispetto alle configurazioni analizzate nel Capitolo 1. La configurazione introdotta, inoltre, garantisce una maggiore stabilità meccanica in quanto la struttura è totalmente simmetrica, a differenza della struttura a semplice tazza.

Un altro vantaggio riconducibile alla configurazione proposta consiste nella maggiore affidabilità del sistema, in quanto, in caso di guasto di una delle due PMSM, l'altra PMSM consente di mantenere l'HS-FESS in funzione, seppur a regime ridotto. Tuttavia, il principale svantaggio riconducibile a questa configurazione riguarda la riduzione della lunghezza attiva della PMSM e, di conseguenza, della potenza specifica. Questo svantaggio è però ampiamente compensato dalla possibilità di gestire le PMSM in modalità serie/parallelo; in particolare, in modalità parallelo, è possibile raggiungere la tensione indotta massima ad una velocità di rotazione doppia rispetto ad un collegamento serie, garantendo quindi un'elevata potenza specifica soprattutto grazie ad elevati valori di velocità massima.

Uno degli aspetti più importanti della configurazione proposta consiste quindi nella possibilità di implementare una gestione alternativa delle due PMSM di tipo serie/parallelo, permettendo quindi, in base alla velocità di rotazione, una gestione ottimale dei livelli di corrente e tensione richiesti. Questo significa che, all'aumentare della velocità di rotazione del volano, è possibile commutare da un collegamento serie ad uno parallelo in modo da ottenere, a parità di velocità di rotazione, tensioni indotte dimezzate. Ciò rappresenta un aspetto fondamentale per consentire il controllo del HS-FESS in un ampio intervallo di velocità, risolvendo, almeno parzialmente, le problematiche di deflussaggio caratteristiche delle PMSM. Queste ultime possono essere ulteriormente ridotte mediante strategie e tecniche di controllo specifiche, come quelle descritte nel Capitolo 3.

2.3 Specifiche progettuali

Per definire le specifiche progettuali della configurazione proposta, occorre considerare l'applicazione specifica, ossia, in questo caso, i veicoli elettrici “*Heavy Duty*”. In particolare, si è deciso di considerare gli autobus adibiti al trasporto urbano, i quali sono caratterizzati da frequenti fermate e ripartenze; pertanto, l'HS-FESS elettrico può essere ricaricato rapidamente durante una frenata per una “fermata del Bus” (frenata rigenerativa) e scaricato al momento della conseguente ripartenza. La TABELLA 2.1 riassume gli obiettivi minimi di energia netta accumulabile e di potenza massima che deve possedere un ESS predisposto per la frenatura rigenerativa, sia per applicazioni “*Heavy Duty*” sia per “*Light Duty*”. Quindi, in base alla TABELLA 2.1, le specifiche di progetto imposte sul HS-FESS sono:

- ✓ Energia netta accumulata E_d pari a 2 kWh;
- ✓ Potenza massima del HS-FESS pari a 200 kW;
- ✓ Potenza continuativa del HS-FESS pari a 100 kW.

In particolare, per potenza massima del HS-FESS si intende la massima potenza che può erogare l'ESS, quindi, la si impone pari alla potenza nominale $P_{m,nom}$ della PMSM. Invece, la potenza continuativa del HS-FESS ($P_{m,c}$) rappresenta la potenza che deve essere in grado di erogare l'HS-FESS in modo continuativo in un determinato intervallo di velocità di funzionamento; pertanto, si impone la $P_{m,c}$ pari a metà della $P_{m,nom}$ della PMSM. Questo aspetto verrà approfondito successivamente durante la progettazione preliminare del volano.

Per quanto riguarda invece le specifiche progettuali riguardanti le perdite elettromagnetiche complessive e il peso del sistema, queste sono riconducibili ad un accurato dimensionamento che comporti la minimizzazione del peso, delle perdite “a vuoto” e “a carico”.

In particolare, si considerano come perdite “a vuoto” quelle perdite presenti nella macchina elettrica durante la rotazione in assenza di alimentazione elettrica. Infatti, teoricamente, in assenza di alimentazione, il sistema HS-FESS dovrebbe continuare a ruotare velocità costante (tasso di auto scarica nullo) invece, a causa delle perdite a vuoto, le quali

TABELLA 2.1
SPECIFICHE PER LA FRENATA RIGENERATIVA [15]

	Energia accumulate E_d [kWh]	Potenza massima P_{max} [kW]
Light-Duty	0.3-0.5	25-40
Heavy-Duty	2	150-200

generano una coppia resistente, la velocità del sistema tende a decrescere e di conseguenza parte dell'energia accumulata viene persa. Invece, le perdite “a carico” rappresentano quelle perdite elettromagnetiche presenti nella macchina elettrica durante la rotazione in presenza di alimentazione elettrica, quindi sono quelle perdite presenti durante il funzionamento da motore/generatore della PMSM, ossia soprattutto durante la fase di “carica/scarica” del HS-FESS elettrico.

Facendo riferimento alla specifica progettuale riguardante la minimizzazione del peso e, quindi, la massimizzazione dell'energia specifica, l'analisi svolta nel Capitolo 1 ha evidenziato che i sistemi HS-FESS presentano un valore di energia specifica di circa 5-30 Wh/kg; per questo motivo, si definisce come obiettivo progettuale una energia specifica $E_{specific}$ non inferiore a 10 Wh/kg, senza considerare nel calcolo il peso dell'involucro e del convertitore elettronico di potenza.

Invece, riguardo le specifiche progettuali sulle perdite elettromagnetiche, queste consentono di definire sia l'efficienza complessiva sia il tasso di auto scarica del HS-FESS. L'efficienza complessiva dei sistemi d'accumulo è definita tipicamente in termini di “*round-trip energy efficiency*”, ossia il rendimento energetico di un ciclo di carica e scarica completo. Tale parametro può essere espresso in termini percentuali mediante la seguente relazione:

$$\varepsilon_{round-trip} \% = \frac{E_c - E_{pc} - E_{ps}}{E_c} \cdot 100 = \frac{E_s}{E_c} \cdot 100 \quad (2.1)$$

Dove E_s rappresenta l'energia recuperabile durante la fase di scarica, E_c è l'energia fornita al HS-FESS durante la precedente fase di carica, mentre E_{ps} e E_{pc} rappresentano rispettivamente le energie perse in fase di carica e scarica [37]; in Figura 2.2 si riporta il diagramma concettuale delle

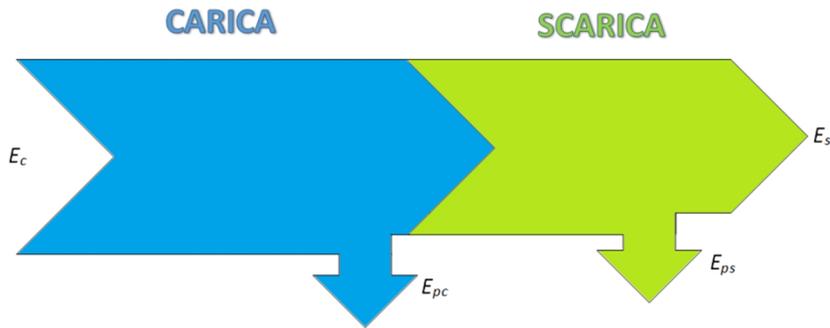


Figura 2.2. Energia in gioco durante un ciclo di carica e scarica

energie gioco per la valutazione del rendimento energetico in un ciclo di carica e scarica. In TABELLA 2.2 si riportano invece i valori di rendimento energetico per differenti HS-FESS analizzati nel Capitolo 1 e per altre tipologie di ESS. Si può osservare che, mediamente, gli HS-FESS presentano valori di rendimento energetico del 90% o addirittura superiori, soddisfacendo gli obiettivi della USBAC, la quale prevede per un valore minimo del 90% [38]. Inoltre, gli HS-FESS presentano valori di rendimento energetico generalmente superiori agli altri ESS: questo è riconducibile all'efficienze molto elevate tipiche delle macchine

TABELLA 2.2
PRINCIPALI CARATTERISTICHE DEGLI HS-FESS ANALIZZATI [15],[39]

<i>ESS</i>	<i>Round-trip Efficiency</i>
<i>POWERTHRU</i>	90% (70% con il convertitore)
<i>University of Texas at Austin, Center for Electromechanics</i>	90-95%
<i>CCM</i>	90%
<i>Flywheel Energy Systems Inc.</i>	>86%
<i>L-3 MM</i>	87%
<i>WHP</i>	95%
<i>Batterie Piombo-Acido</i>	80%
<i>Batterie al solfuro di sodio</i>	75%
<i>Batterie a flusso Zinco-Bromo</i>	70%
<i>Batterie Redox al Vanadio</i>	65%
<i>Batterie ioni di Litio</i>	85%

elettriche. Per questo motivo, al fine di ottenere un rendimento energetico di un ciclo superiore al 90%, si definisce come obiettivo progettuale una efficienza nominale per la sola PMSM superiore al 95%, in modo da garantire rendimenti sufficientemente elevati anche in condizioni di funzionamento non nominali. Il valore scelto è pari al 97.5%, ossia perdite a carico (P_L) minori del 2.5% della $P_{m,nom}$.

Infine, per ottenere il tasso di auto scarica desiderato, occorre definire come obiettivo progettuale un valore minimo di perdite a vuoto (P_0) in condizioni di velocità nominale. Il tasso di auto scarica dei sistemi HS-FESS rappresenta uno degli aspetti più critici, in quanto, rispetto agli altri ESS, essi presentano tassi di scarica che possono arrivare addirittura al 20% in un'ora circa [40]. Infatti, questi sistemi di accumulo risultano adatti solo per applicazioni in cui è necessario conservare l'energia per poco tempo, agendo quindi come dei buffer energetici. La frenata rigenerativa rappresenta una di queste situazioni, dato che l'energia recuperata può essere immediatamente riutilizzata nella fase di accelerazione successiva. Quindi, per questa applicazione, risulta accettabile anche un tasso di auto scarica del 50% in circa 2 ore. Di conseguenza, si consideri l'evoluzione libera della velocità meccanica di rotazione ω_m del HS-FESS in funzione del tempo, la quale può essere espressa tramite la seguente equazione:

$$\frac{P_0}{J} = \omega_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.2)$$

Essa dipende quindi, sia dalle perdite a vuoto P_0 sia dal momento di inerzia J del sistema HS-FESS. Inoltre, vale la pena notare che le stesse perdite a vuoto risultano strettamente legate alla velocità stessa, come sarà evidenziato meglio nel paragrafo 2.7. Quindi, non risulta semplice definire un valore di specifica progettuale corrispondente ad un tasso di auto scarica ben definito, sia perché occorre conoscere prima il valore del momento di inerzia sia perché occorre valutare il legame tra le perdite a vuoto e la velocità meccanica. Per queste ragioni, si sceglie un valore preliminare delle perdite a vuoto sulla base degli studi riportati nella letteratura scientifica. Ad esempio, considerando l'HS-FESS sviluppato dalla CCM per applicazioni “*Heavy duty*”, questo presenta un valore di perdite a vuoto pari a circa il 3% - 4% della potenza nominale [28]. Si

decide quindi di stabilire un valore più cautelativo rispetto al 3% della potenza nominale, pari all'1% della potenza nominale della PMSM.

Riassumendo, questi obiettivi possono essere tradotti nelle seguenti specifiche progettuali:

- ✓ energia specifica $E_{specific}$ maggiore di 10 Wh/kg, senza considerare nel calcolo del peso l'involucro e il convertitore elettronico di potenza;
- ✓ perdite a carico nominali P_L minori del 2.5% della $P_{m,nom}$;
- ✓ perdite a vuoto nominali P_0 minori dell'1 % della $P_{m,nom}$.

Definita quindi l'applicazione e le principali specifiche progettuali, è possibile procedere con il dimensionamento. In particolare, in prima istanza, si può affermare che uno dei vantaggi progettuali riguardante l'HS-FESS elettrico riguarda la possibilità di dimensionare separatamente il volano e la PMSM, seppur con qualche eccezione. In particolare, il dimensionamento del volano dovrà tenere conto della caratteristica potenza/velocità della PMSM e, data la natura integrata della configurazione proposta, il dimensionamento del volano andrà ad influenzare le dimensioni della PMSM e viceversa, come sarà meglio illustrato in seguito. Si è quindi deciso di dimensionare preliminarmente il volano in materiale composito in base all'energia netta che si vuole accumulare. In una seconda fase, si è quindi proceduto a dimensionare le parti principali della PMSM e, infine, si sono definite le dimensioni finali del volano.

2.4 Dimensionamento preliminare del volano

Il dimensionamento del volano consiste, di fatto, nella scelta accurata delle principali grandezze geometriche al fine di massimizzare l'energia specifica. Prima di procedere al dimensionamento vero e proprio del volano, occorre valutare diversi aspetti preliminari, tra i quali la scelta della forma, del materiale, alcune specifiche geometriche, della velocità di rotazione massima e dell'intervallo di valori di velocità di funzionamento. Infatti, in base all'analisi di questi aspetti, è possibile massimizzare l'energia specifica e, di conseguenza, ridurre il peso totale del volano. Al fine di semplificare l'analisi per la scelta del materiale per il volano, si

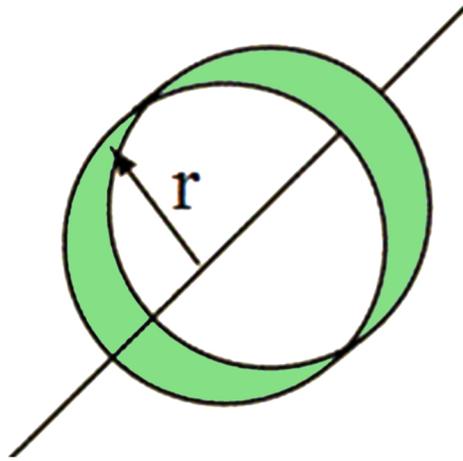


Figura 2.3. Anello rigido ideale.

può fare riferimento in prima istanza ad un anello rigido ideale, caratterizzato da un raggio interno r uguale a quello esterno, come riportato in Figura 2.3. L'energia immagazzinata dall'anello può essere espressa mediante la seguente relazione:

$$E = \frac{1}{2}J\omega^2 \quad (2.3)$$

dove ω è la velocità di rotazione e J rappresenta il momento di inerzia dell'anello; questo ultimo può essere espresso come:

$$J = mr^2 \quad (2.4)$$

dove m rappresenta la massa del volano, mentre r è il suo raggio. Sostituendo l'equazione (2.4) nell'equazione (2.3) si ottiene l'energia immagazzinata dall'anello in funzione del raggio r , come riportato di seguito:

$$E = \frac{1}{2}mr^2\omega^2 \quad (2.5)$$

L'equazione (2.5) consente di affermare che, al fine di massimizzare l'energia accumulabile dall'anello, occorre utilizzare elevati valori di raggio r e di velocità di rotazione ω . In particolare, sempre per l'anello considerato, si può esprimere la sollecitazione meccanica circonferenziale

σ_θ tramite la seguente equazione:

$$\sigma_\theta = \rho r^2 \omega^2 \quad (2.6)$$

dove ρ è la densità del materiale costituente l'anello. Ora, sostituendo la (2.6) nella (2.5), si può ottenere l'espressione dell'energia specifica come di seguito:

$$E_{specific} = \frac{E}{m} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_\theta}{\rho} \quad (2.7)$$

L'equazione (2.7) consente di affermare che l'energia specifica dell'anello è strettamente legata alla sollecitazione meccanica circonferenziale del materiale ed alla sua densità. È quindi possibile stabilire, per ogni materiale, la massima energia specifica ammissibile una volta noto la massima sollecitazione meccanica circonferenziale ammissibile ($\sigma_{\theta,max}$) e la sua densità:

$$E_{specific,max} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_{\theta,max}}{\rho} \quad (2.8)$$

Allo stesso modo, la massima energia specifica ammissibile per ogni materiale si può valutare conoscendo la massima velocità tangenziale che il materiale può sopportare (v_{max}), la quale può essere espressa come:

$$v_{max} = r\omega_{max} = \sqrt{\frac{\sigma_{\theta,max}}{\rho}} \quad (2.9)$$

Infatti, la (2.9) consente di affermare che i materiali caratterizzati da una massima velocità tangenziale elevata presentano anche una massima sollecitazione circonferenziale elevata e/o una bassa densità. In particolare, in TABELLA 2.3 si riportano i valori delle principali proprietà precedentemente illustrate per differenti tipologie di materiali: si può osservare come i materiali compositi siano caratterizzati da valori di energia specifica massima nettamente superiori ai materiali metallici. In base alle precedenti considerazioni, si è scelto di realizzare il volano con un materiale composito IM9 carbon/epoxy, avente densità ρ pari a 1620 kg/m³, sollecitazione meccanica circonferenziale massima $\sigma_{\theta,max}$ pari a 2993 MPa e velocità di rotazione massima v_{max} pari a 1360 m/s. Oltre a

TABELLA 2.3

PRINCIPALI CARATTERISTICHE MECCANICHE PER ANELLI SOTTILI REALIZZATI CON DIFFERENTI MATERIALI [15]

	ρ (kg/m^3)	$\sigma_{\theta, \max}$ (MPa)	$E_{\text{specific, max}}$ (Wh/kg)	v_{\max} (m/s)
<u>Anello sottile in material metallico</u>				
<i>Aluminum 7075 T651</i>	2800	469	23.3	409
<i>Titanium Ti-6Al-4V, STA</i>	4430	965	30.3	467
<i>Steel 4340, QT</i>	7700	1500	27.1	441
<u>Anello sottile in materiale composito</u>				
<i>E-glass / epoxy</i>	2150	1679	108	884
<i>S-glass / epoxy</i>	2070	2235	150	1038
<i>AS4 carbon / epoxy</i>	1610	2111	182	1145
<i>IM7 carbon / epoxy</i>	1610	2589	224	1270
<i>IM9 carbon / epoxy</i>	1620	2993	257	1360

scegliere il materiale, occorre considerare l'espressione del momento di inerzia e dell'energia specifica del volano in analisi. Ovviamente, il volano considerato nel HS-FESS non può essere modellizzato come un anello sottile, ma come un cilindro cavo, caratterizzato da un raggio esterno r_o , un raggio interno r_i ed un'altezza l_s , come illustrato in Figura 2.4.

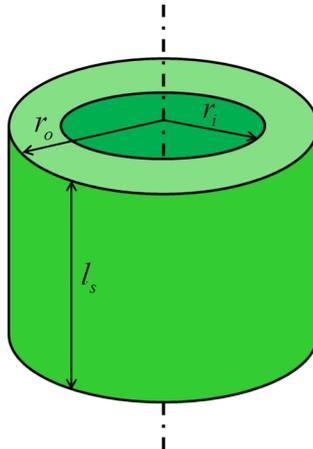


Figura 2.4. Cilindro cavo.

A differenza dell'anello ideale rigido, il momento di inerzia J_s per un cilindro cavo può essere espresso come:

$$J_s = \frac{1}{2}m(r_i^2 + r_o^2) \quad (2.10)$$

In particolare, definendo k_r come rapporto tra raggio interno ed esterno del cilindro, il momento di inerzia si può esprimere come:

$$J_s = \frac{1}{2}mr_o^2 \left(1 + \frac{r_i^2}{r_o^2}\right) = \frac{1}{2}mr_o^2(1 + k_r^2) ; \quad k_r = \frac{r_i}{r_o} \quad (2.11)$$

Di conseguenza, si può ottenere l'espressione dell'energia specifica per il volano in funzione del rapporto k_r :

$$\begin{aligned} E_{specific} &= \frac{E}{m} = \frac{\frac{1}{2}J_s\omega^2}{m} = \frac{\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2}mr_o^2(1 + k_r^2)\right]\omega^2}{m} = \\ &= \frac{1}{4}r_o^2(1 + k_r^2)\omega^2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

In base all'equazione (2.12), è possibile affermare che, al fine di massimizzare l'energia specifica, occorre massimizzare il rapporto k_r ; in altre parole, a parità di r_o , r_i deve essere il più grande possibile, al limite uguale a r_o (k_r uguale a 1). Infatti, considerando la Figura 2.5, si può osservare che, per materiali aventi differenti massime velocità di rotazione, l'energia specifica aumenta al crescere del rapporto k_r . Questa analisi suggerirebbe quindi di utilizzare valori di k_r prossimi all'unità; tuttavia, si deve tenere conto anche del volume totale del sistema. Infatti, avere un elevato k_r comporta un volano di altezza troppo elevata e, di conseguenza, ridotti valori di densità di energia, ossia ingombri troppo elevati [15]. Infatti, la densità di energia può essere espressa come il rapporto tra l'energia accumulata ed il volume esterno V_e del cilindro:

$$E_{density} = \frac{E}{V_e} = \frac{\frac{1}{4}mr_o^2(1 + k_r^2)\omega^2}{\pi r_o^2 l_s} = \frac{\frac{1}{4}m(1 + k_r^2)\omega^2}{\pi l_s} \quad (2.13)$$

In particolare, esprimendo la massa del cilindro in funzione della sua

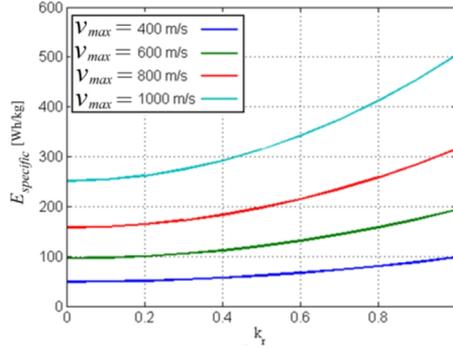


Figura 2.5. Energia specifica per differenti materiali al variare di k_r [15].

densità ρ_s e del volume netto V_n si ottiene la seguente espressione della densità di energia in funzione di k_r :

$$\begin{aligned}
 E_{density} &= \frac{\frac{1}{4}\rho_s V_n (1 + k_r^2)\omega^2}{\pi l_s} = \frac{\frac{1}{4}\rho_s \pi (r_o^2 - r_i^2) l_s (1 + k_r^2)\omega^2}{\pi l_s} \\
 &= \frac{\frac{1}{4}\rho_s \pi r_o^2 (1 - k_r^2) l_s (1 + k_r^2)\omega^2}{\pi l_s} = \\
 &= \frac{1}{4}\rho_s r_o^2 (1 - k_r^4) \omega^2
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Quindi, in base all'equazione (2.14), è possibile affermare che la densità di energia, a differenza dell'energia specifica, decresce all'aumentare del rapporto k_r . Infatti, considerando la Figura 2.6, si può osservare che, per materiali aventi differenti massime velocità di rotazione, la densità di energia decresce al crescere di k_r . Per questo motivo, occorre scegliere un valore di k_r non troppo elevato in modo da conseguire un buon compromesso fra energia specifica e densità di energia.

In questo contesto, si è quindi scelto un valore iniziale di k_r pari a 0.6, che consente di ottenere, a parità di raggio esterno, circa il 68% del valore massimo di energia specifica ottenibile considerando un anello rigido ideale ($k_r = 1$). Una volta definiti il materiale ed il rapporto k_r , occorre analizzare il legame tra l'energia netta utilizzabile e l'intervallo di velocità previsto per il funzionamento del volano. Supponendo quindi che la velocità di rotazione ω vari tra ω_{min} e ω_{max} , l'energia netta accumulabile è

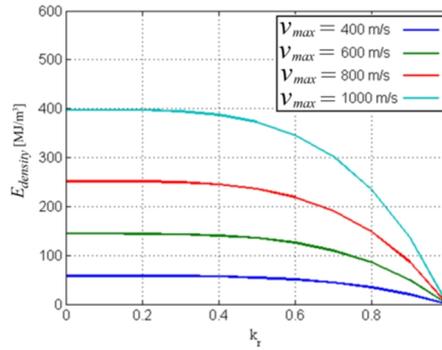


Figura 2.6. Densità di energia per differenti materiali al variare di k_t , [15].

data da:

$$E_d = E_{max} - E_{min} = \frac{1}{2} J_s (\omega_{max}^2 - \omega_{min}^2) \quad (2.15)$$

In particolare, introducendo il rapporto k_ω tra la velocità massima ω_{max} e la velocità minima ω_{min} , l'energia netta accumulabile può essere espressa in funzione di quella massima accumulabile:

$$E_d = \left(\frac{k_\omega^2 - 1}{k_\omega^2} \right) E_{max} \quad ; \quad k_\omega = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}} \quad (2.16)$$

In Figura 2.7 si può osservare l'andamento crescente della E_d all'aumentare di k_ω ; ad esempio, considerando un valore di k_ω pari a 3, la

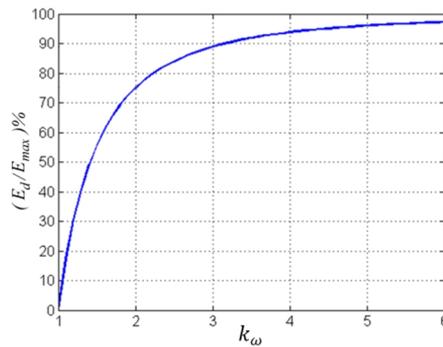


Figura 2.7. Energia netta accumulabile rispetto alla massima energia accumulabile al variare del rapporto di k_ω .

(2.16) stabilisce che l'energia netta accumulabile sia l'89% della E_{max} , mentre considerando un valore di k_ω pari a 2, sempre la (2.16) prevede che l'energia netta accumulabile sia il 75% della E_{max} . Analogamente all'analisi svolta per il coefficiente k_r , anche in questo caso si potrebbe dedurre che massimizzare il rapporto k_ω rappresenti la scelta migliore possibile. Ciò comporterebbe, ad esempio, imporre un valore di ω_{min} pari a zero in modo da sfruttare completamente l'energia immagazzinata dal volano. In realtà, imporre un rapporto k_ω eccessivamente elevato comprometterebbe la potenza continuativa erogabile dal HS-FESS elettrico; infatti, al fine di stabilire il valore di k_ω , occorre tenere conto anche della caratteristica potenza/velocità della PMSM, la quale è riportata in Figura 2.8. Si può osservare che la caratteristica potenza/velocità della PMSM è composta da due regioni differenti, quella a coppia costante e quella a potenza costante. In particolare, la dimensione della regione a potenza costante non risulta uguale per tutte le PMSM, essa infatti varia in base allo specifico rapporto di deflussaggio. Una PMSM caratterizzata da un elevato rapporto di deflussaggio ed adeguatamente controllata può lavorare alla sua potenza nominale fino a 5-10 volte la sua velocità nominale [41]-[44].

Considerando la PMSM proposta, questa presenterà sicuramente un ridotto rapporto di deflussaggio, a causa della scarsa presenza di materiale ferromagnetico. Per questo motivo si considera, come prima istanza, solo la regione di funzionamento a coppia costante. Risulta quindi facile capire che, imponendo la massima velocità del HS-FESS pari alla velocità nominale della PMSM, considerare un rapporto k_ω uguale a 2 garantirebbe

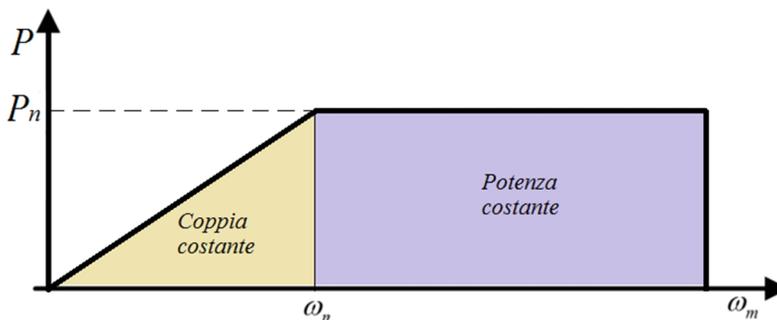


Figura 2.8. Caratteristica potenza/velocità della PMSM

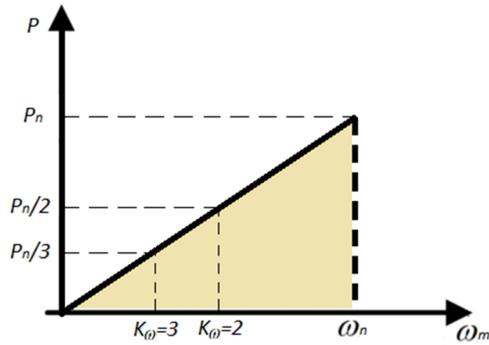


Figura 2.9. Legame tra la potenza continuativa e il coefficiente k_ω

una potenza continuativa pari al 50% della potenza nominale della PMSM; scegliere invece un rapporto k_ω uguale a 3 garantirebbe una potenza continuativa addirittura pari al 33.3% della potenza nominale [15],[45] (come illustrato in Figura 2.9) inficiando notevolmente il valore di potenza specifica e comportando un sottoutilizzo della PMSM. Per questo motivo, in questo progetto si è scelto un valore di k_ω uguale a 2, che rappresenta un buon compromesso tecnico, essendo l'energia netta accumulabile pari al 75% della E_{max} .

L'ultimo passo per la progettazione del volano consiste nel definire il valore massimo della velocità di rotazione, il quale è stato scelto pari a 30 krpm, ossia circa 3140 rad/s. Tale valore consente di ottenere l'energia accumulata desiderata garantendo pesi/volumi contenuti.

Una volta definito anche questo ultimo parametro, si è proceduto al dimensionamento del volano. Come precedentemente affermato, il dimensionamento del volano consiste, di fatto, nella scelta del raggio esterno e dell'altezza che consentano di massimizzare l'energia specifica. Per questo motivo, occorre analizzare come l'energia specifica vari al variare di questi due parametri. Quindi, si introduce un parametro x , definito come il rapporto tra l'altezza ed il diametro esterno del volano:

$$x = \frac{l_s}{2r_o} \quad (2.17)$$

Successivamente, occorre esplicitare r_o in funzione del parametro x appena definito. Si esprime quindi la massa del volano in funzione del parametro x mediante la seguente relazione:

$$m = \rho_s \pi r_o^2 (1 - k_r^2) l_s = 2 \rho_s \pi r_o^3 (1 - k_r^2) x \quad (2.18)$$

Ora, considerando le equazioni (2.11), (2.15), (2.16) e (2.18), si può esprimere l'energia netta accumulabile in funzione di r_o e di x :

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{1}{2} \left(\frac{k_\omega^2 - 1}{k_\omega^2} \right) J_s \omega_{max}^2 = \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{k_\omega^2 - 1}{k_\omega^2} \right) \left[\frac{1}{2} m r_o^2 (1 + k_r^2) \right] \omega_{max}^2 = \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{k_\omega^2 - 1}{k_\omega^2} \right) \left[\frac{1}{2} (2 \rho_s \pi r_o^3 (1 - k_r^2) x) r_o^2 (1 + k_r^2) \right] \omega_{max}^2 = \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{k_\omega^2 - 1}{k_\omega^2} \right) \rho_s \pi r_o^5 (1 - k_r^4) \omega_{max}^2 x \end{aligned} \quad (2.19)$$

Quindi, r_o può essere espresso come funzione di x :

$$r_o = \sqrt[5]{\frac{2 E_d k_\omega^2}{\rho_s \pi (1 - k_r^4) (k_\omega^2 - 1) \omega_{max}^2}} \cdot \sqrt[5]{\frac{1}{x}} \quad (2.20)$$

Sostituendo la (2.20) nella (2.17) si può ottenere anche l'espressione di l_s in funzione di x :

$$l_s = 2 r_o x = 2 \cdot \sqrt[5]{\frac{2 E_d k_\omega^2}{\rho_s \pi (1 - k_r^4) (k_\omega^2 - 1) \omega_{max}^2}} \cdot \sqrt[5]{x^4} \quad (2.21)$$

Infine, sostituendo la (2.20) nell'equazione dell'energia specifica (2.12), si ottiene l'espressione dell'energia specifica in funzione del parametro x :

$$\begin{aligned}
 E_{specific} &= \frac{E_d}{m} = \frac{E_d}{2\rho_s\pi r_o^3(1-k_r^2)x} = \\
 &= \frac{E_d}{2\rho_s\pi(1-k_r^2) \left(\sqrt[5]{\frac{2E_d k\omega^2}{\rho_s\pi(1-k_r^4)(k\omega^2-1)\omega_{max}^2}} \right)^3 \cdot \sqrt[5]{\frac{1}{x^2}}} \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

In particolare, (2.20) e (2.21) evidenziano come esistano diverse combinazioni di raggio esterno e di altezza del volano tali da consentire di accumulare la stessa quantità di energia. Tuttavia, queste combinazioni portano a differenti valori di energia specifica, determinabili mediante (2.22). Questa ultima decresce al decrescere di r_o . In Figura 2.10 si riporta l'andamento dell'energia specifica, del raggio esterno e dell'altezza del volano imponendo le specifiche di progetto riportate in TABELLA 2.4. A questo punto, è possibile scegliere un valore di x in modo da ottenere l'energia specifica desiderata; in particolare, un valore di x pari a 0.55 rappresenta un buon compromesso in termini di ingombri ed energia specifica (pari a circa 45.5 Wh/kg). Vale la pena sottolineare che il valore dell'energia specifica è stato scelto volontariamente molto superiore a quello relativo alla specifica progettuale, in quanto questa diminuirà significativamente nel momento in cui si considereranno anche le parti rotanti della PMSM che contribuiscono in modo non indifferente al momento di inerzia del HS-FESS. Il valore di r_o così ottenuto è pari a 250 mm; occorre quindi verificare il rispetto della seguente condizione di

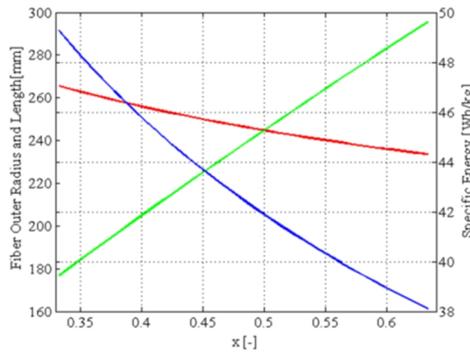


Figura 2.10. Parametri del volano al variare del parametro x : r_o (rosso), l_s (verde), E_d (blu)

TABELLA 2.4
SPECIFICHE DI PROGETTO

E_d	2	kWh
ω_{max}	30	krpm
ρ_s	1620	kg/m ³
k_r	.6	-
k_ω	2	-

funzionamento:

$$r_o \leq r_{o,max} \quad (2.23)$$

dove $r_{o,max}$ rappresenta il raggio oltre il quale il materiale composito supererebbe la massima sollecitazione meccanica circonferenziale ammissibile $\sigma_{\theta,max}$. Il valore di $r_{o,max}$ si ottiene come rapporto tra la velocità tangenziale limite del materiale scelto e la velocità angolare massima:

$$r_{o,max} = \frac{v_{max}}{\omega_{max}} \quad (2.24)$$

Per il materiale composito scelto, $r_{o,max}$ è pari a circa 435 mm, quindi abbondantemente superiore al valore ottenuto, il quale garantisce quindi un elevato margine di sicurezza. In conclusione, in TABELLA 2.5 si

TABELLA 2.5
PARAMETRI GEOMETRI PRELIMINARI DEL VOLANO

E_d	2	kWh
J_s	1.94	kg·m ²
$[\omega_{max} - \omega_{min}]$	15-30	krpm
ρ_{fiber}	1620	kg/m ³
k_r	.6	-
x	.55	-
r_o	250	mm
r_i	150	mm
l_s	276	mm
Peso totale	56.1	kg
$E_{specific}$	44.5	Wh/kg

riassumono tutti i parametri ottenuti seguendo la procedura di dimensionamento appena descritta.

2.5 Dimensionamento della PMSM

La fase successiva al dimensionamento del volano ha riguardato il dimensionamento della PMSM, il quale consiste nella definizione delle principali grandezze elettromagnetiche e geometriche della macchina elettrica. Essendo la configurazione proposta costituita da una doppia PMSM caratterizzata da due statori e rotori identici, si può dimensionare direttamente una singola PMSM, estendendo i risultati ottenuti alla configurazione proposta. Avendo già definito le principali dimensioni del volano, queste rappresentano un vincolo di progetto della PMSM, la quale deve occupare il volume interno del volano stesso. Esistono due tipologie di PMSM che possono essere utilizzate: la PMSM avente forma d'onda della tensione indotta sinusoidale (*Brushless AC machine*, BLAC) e quella avente forma d'onda della tensione indotta trapezoidale (*Brushless DC machine*, BLDC). La prima è caratterizzata da un ridotto ripple di coppia ma necessita di sensori di posizione ad alta risoluzione mentre la seconda, pur avendo un maggiore ripple di coppia, non necessita di sensori di posizione ad alta risoluzione e inoltre presenta maggiore densità di coppia e potenza [46],[47]. Al fine di rendere competitiva la BLDC sono state sviluppate differenti strategie di controllo per ridurre il ripple di coppia. Nonostante tali strategie e tecniche di controllo innovative consentano un miglioramento significativo in termini di riduzione del ripple di coppia ed aumento dell'efficienza, si è scelta la BLAC in quanto presenta perdite per correnti parassite ed isteresi inferiori rispetto alla BLDC.

La prima fase di progettazione della PMSM consiste nella definizione del circuito magnetico e della distribuzione di avvolgimento. La Figura 2.11 riporta una sezione radiale della PMSM, dove si possono osservare i magneti permanenti (1), la struttura sintetica in nylon (2,6), la struttura in acciaio (3), il volano in materiale composito (4) e l'avvolgimento (5) della PMSM. Questo ultimo è stato scelto di tipo trifase, come comunemente avviene nella maggior parte delle applicazioni. Per quanto riguarda il numero di coppie polari, si è deciso di realizzare la macchina con un numero di coppie polari pari a 2, che rappresenta un buon compromesso

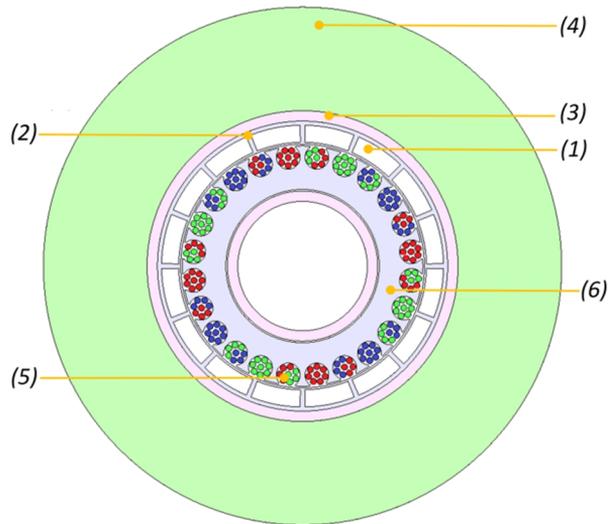


Figura 2.11. Sezione della PMSM: magneti permanenti (1), struttura sintetica in nylon(2), struttura in acciaio (3), volano (4), avvolgimento statorico trifase, fase U(rosso), fase V (verde), fase W (blu) (5), statore *slotless* realizzato mediante struttura sintetica in nylon (6).

tecnico. Infatti, aumentare il numero di coppie polari aumenterebbe la densità di coppia e potenza della macchina, ma determinerebbe elevate tensioni indotte ed una frequenza elettrica troppo elevata, soprattutto in virtù degli elevati valori di velocità di rotazione. Pertanto, un numero elevato di coppie polari comporterebbe l'impiego di convertitori elettronici di potenza caratterizzati da elevate frequenze di commutazione, causando inoltre ingenti perdite per correnti parassite ed isteresi. Per quanto riguarda il circuito magnetico della macchina, la configurazione *slotless* proposta comporta la presenza di lunghi tratti in aria, determinando quindi una significativa caduta di forza magneto-motrice. Pertanto, per ottenere valori adeguati di induzione magnetica al traferro, si è deciso di utilizzare dei magneti permanenti in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB), caratterizzati da un'induzione magnetica residua (B_r) molto elevata, pari a circa 1.4 T. In questo modo, è stato possibile ottenere un valore di induzione magnetica al traferro accettabile (0.2 T), anche se piuttosto basso rispetto a B_r . Inoltre, tale scelta ha consentito di minimizzare il volume ed il peso dei magneti, a beneficio della densità di coppia e potenza. La disposizione dei magneti, invece, è stata scelta in

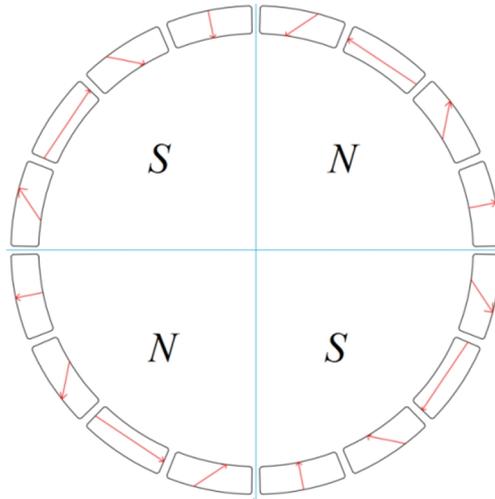


Figura 2.12. Distribuzione dei magneti di tipo “*Array Halbach*” utilizzata per la PMSM proposta.

modo da ottenere una distribuzione di tipo “*Halbach Array*”, caratterizzata da 4 magneti per polo, ciascuno dei quali presenta una rotazione oraria di 45° rispetto al precedente, come riportato in Figura 2.12. Una distribuzione di tipo “*Halbach Array*” consiste infatti nel disporre consecutivamente i magneti con asse di polarizzazione sfasate di un angolo $\Delta_{halbach}$ pari a:

$$\Delta_{halbach} = \frac{2\tau_p}{M_{\tau_p}} \quad (2.25)$$

dove τ_p è il passo polare, mentre M_{τ_p} , è il numero di magneti per passo polare. Questa configurazione consente di ottenere un’induzione magnetica al traferro di tipo sinusoidale, minimizzando, rispetto alle configurazioni classiche, il quantitativo di materiale ferromagnetico da impiegare per ottenere il medesimo valore di induzione magnetica [48]. In particolare, aumentando il numero di magneti e, quindi, riducendo $\Delta_{halbach}$, si tende ad un’induzione magnetica al traferro sempre più sinusoidale e si riduce ulteriormente l’induzione magnetica nel giogo rotorico. Infatti, l’*Array di Halbach* ideale consentirebbe di ottenere un’induzione magnetica al traferro perfettamente sinusoidale e identicamente nulla nel giogo rotorico.

Tuttavia, superato un determinato numero di magneti, il miglioramento qualitativo risulta essere sempre minore tale da non giustificare più tale complessità realizzativa [49]. Si è scelta quindi una configurazione con 4 segmenti per polo poiché questa rappresenta un buon compromesso fra un'induzione al traferro sinusoidale e la complessità realizzativa. Considerando ora l'induzione magnetica al traferro (B_g) per un dato *Array*, questa si può esprimere come:

$$B_g = B_r C_n \ln \left(\frac{r_{m,o}}{r_{m,i}} \right) = B_r C_n \ln \left(\frac{r_{m,o}}{r_{m,o} - t_m} \right) \quad (2.26)$$

essendo $r_{m,i}$ e $r_{m,o}$ rispettivamente i raggi interno ed esterno dei magneti, mentre t_m rappresenta la lunghezza radiale del magnete, come illustrato in Figura 2.13.

In particolare, considerando un'intercapedine per la struttura in nylon di 4 mm rispetto alla struttura in acciaio, si è imposto il raggio $r_{m,o}$ pari a 136 mm. Riguardo C_n , esso è un coefficiente che può essere espresso come:

$$C_n = \frac{M}{2\pi} \sin \left(\frac{2\pi}{M} \right) \quad (2.27)$$

dove M è il numero di magneti permanenti, che è stato scelto pari a 16 per settore. Considerando queste due ultime equazioni ed imponendo B_g pari a 0.2 T, la lunghezza radiale t_m del magnete è stata determinata come:

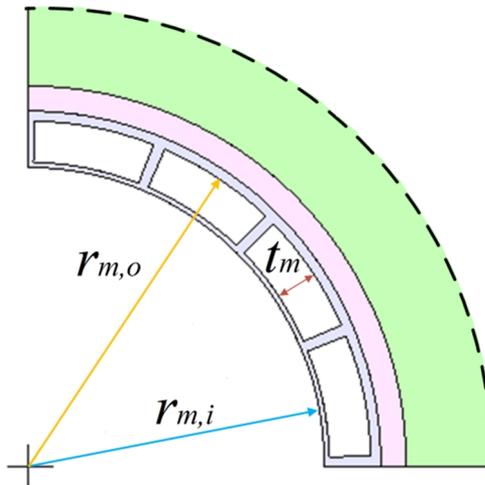


Figura 2.13. Raggi interno $r_{m,i}$ ed esterno dei magneti $r_{m,o}$, lunghezza radiale t_m del magnete.

$$t_m = r_{m,o} \frac{\left(\frac{B_g}{e^{B_r C_n}} - 1 \right)}{\left(\frac{B_g}{e^{B_r C_n}} \right)} \quad (2.28)$$

Il valore ottenuto è pari a 16.5 mm, che corrisponde quindi ad un raggio interno $r_{m,i}$ uguale a 119.5 mm. Questo risultato è stato confermato anche dall'analisi agli Elementi Finiti (*Finite Element Analysis*, FEA) eseguita tramite il software JMAG, come riportato in Figura 2.14. Questa evidenza rispettivamente l'intensità della componente radiale dell'induzione magnetica B_g nel raggio medio del traferro (r_g , pari a 116.75 mm) e la distribuzione delle linee di flusso di campo magnetico relative ad un polo magnetico. Una volta definita la tipologia e la disposizione dei magneti sul piano di macchina, occorre definirne la distribuzione assiale, tenendo conto che la lunghezza attiva della singola PMSM deve essere tale da garantire il rispetto delle specifiche di coppia/potenza imposte nel paragrafo 2.3, oltre che rispettare i vincoli dimensionali dati dalla lunghezza del volano. In particolare, si è scelta una lunghezza attiva di macchina l_m pari a 98 mm, la quale, considerando un'intercapedine minima del materiale in nylon di 2 mm tra i magneti lungo la direzione assiale, consente di ottenere una fila di 7 magneti di altezza l_{mag} pari a 12 mm, come illustrato in Figura 2.15. Questo significa

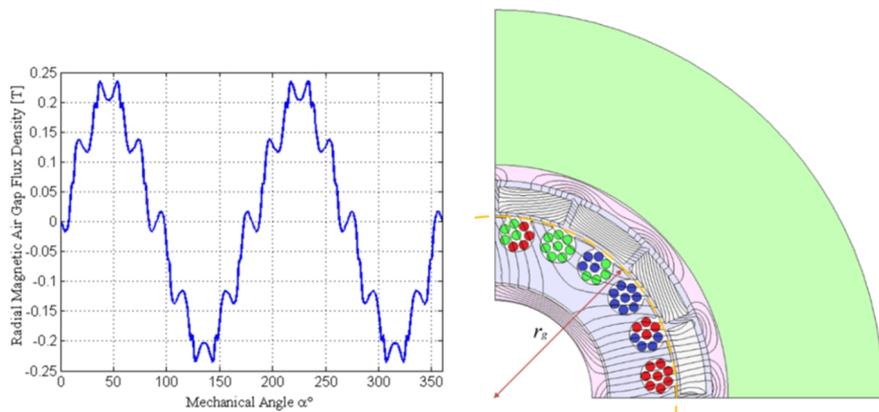


Figura 2.14. Sulla sinistra, la componente radiale della densità di flusso magnetico in corrispondenza del raggio medio del traferro. Sulla destra, la distribuzione delle linee di flusso di campo magnetico in corrispondenza di un polo magnetico della PMSM.

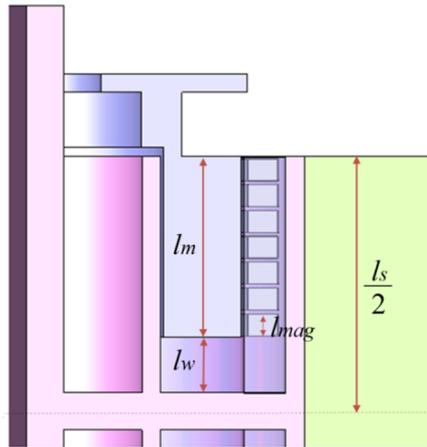


Figura 2.15. Sezione assiale della PMSM, dove l_w rappresenta l'altezza necessaria per la richiusura degli avvolgimenti, l_{mag} è l'altezza dei magneti, l_m è la lunghezza attiva della PMSM e l_s rappresenta l'altezza complessiva del volano.

che, ogni PMSM, sarà caratterizzata da 121 magneti. A questo punto della progettazione, occorre verificare l'eventuale saturazione magnetica della struttura in acciaio; la Figura 2.16 riporta l'analisi 3D della distribuzione del modulo del vettore induzione magnetica nella struttura in acciaio, evidenziando l'assenza di problemi di saturazione magnetica in quanto il valore massimo di induzione magnetica nella struttura è pari a 0.38 T. La Figura 2.17, invece, riporta la distribuzione 3D del modulo del vettore

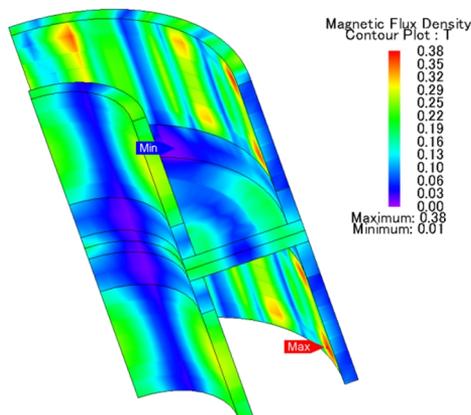


Figura 2.16. Modulo del vettore induzione magnetica nella struttura in acciaio.

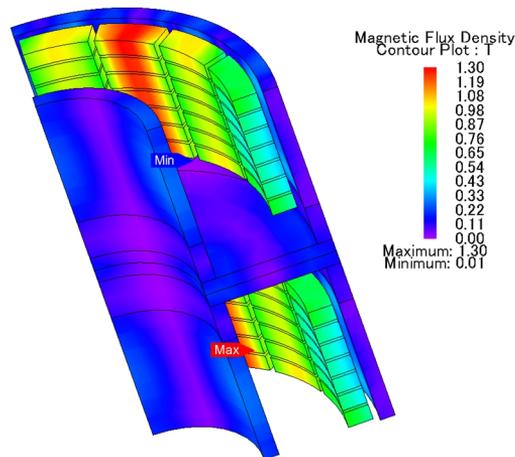


Figura 2.17. Modulo del vettore induzione magnetica nella struttura in acciaio e nei magneti.

induzione magnetica nella struttura in acciaio e nei magneti. Dopo aver dimensionato il circuito magnetico ed aver scelto un valore tipico di spessore del traferro pari a 1.5 mm, si è proceduto ad analizzare la distribuzione dell'avvolgimento trifase. In particolare, si è scelto un numero di cave pari a 24 ed un numero di cave per polo per fase q pari a 2. La distribuzione trifase scelta per l'avvolgimento è a doppio strato, come riportato in Figura 2.18. Questa consente di avere una distribuzione

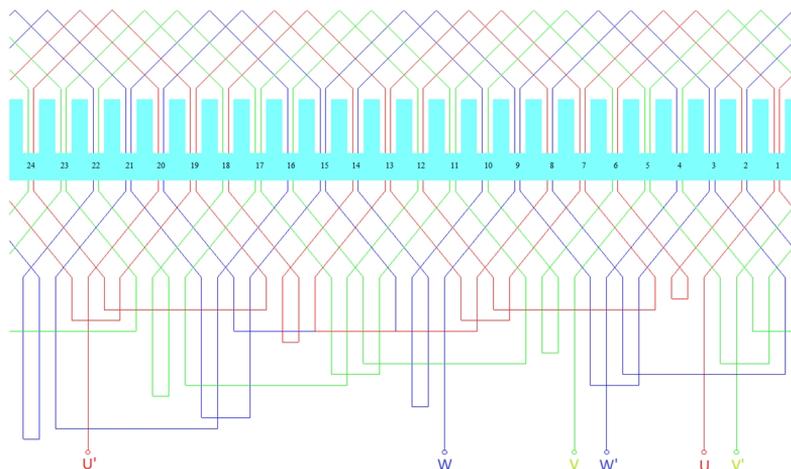


Figura 2.18. Distribuzione degli avvolgimenti trifase in configurazione a doppio strato: fase U (rosso), fase V (verde), fase W (blu).

di induzione magnetica prodotta dall'avvolgimento qualitativamente migliore rispetto al singolo strato, riducendo il contributo armonico e, quindi, una fonte addizionale ed indesiderata di perdite per isteresi e correnti parassite. Occorre quindi stabilire il numero di spire per cava per polo per fase (N_{pq}). Quindi, imponendo come tensione massima di fase $V_{ph,max}$ un valore pari a 400 V, è possibile ottenere il numero di spire per cava per polo e per fase come:

$$N_{pq} \leq \frac{V_{ph,max}}{n_L q \omega_e \Lambda_c} \quad (2.29)$$

dove n_L è il numero di strati, ω_e è la pulsazione elettrica e Λ_c rappresenta il flusso di campo magnetico concatenato con un singolo conduttore. Questo ultimo si può esprimere come:

$$\Lambda_c = B_g k_A r_g \tau_p l_m \quad (2.30)$$

dove k_A rappresenta un coefficiente che tiene conto del flusso di campo magnetico disperso lungo la direzione assiale della PMSM. In questo caso, il valore di k_A è pari a 0.61: ciò è riconducibile al ridotto utilizzo di materiale ferromagnetico previsto dalla configurazione proposta. Tale fenomeno è ben evidenziato in Figura 2.19, nella quale è possibile notare la distribuzione di induzione magnetica nei magneti, ottenuta tramite FEA eseguita lungo la direzione assiale. Di conseguenza, Λ_c risulta pari a circa

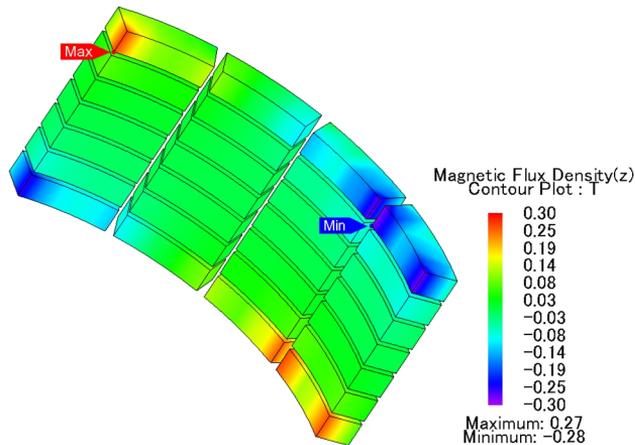


Figura 2.19. Componente assiale dell'induzione magnetica nei magneti.

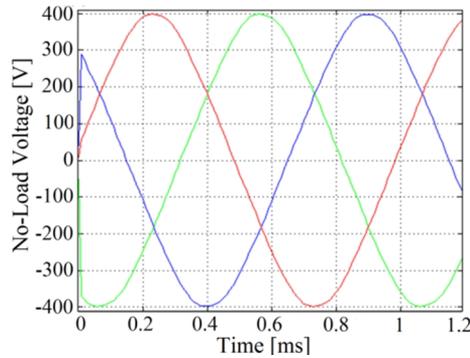


Figura 2.20. Tensione indotta a vuoto alla velocità di 30 krpm: fase U (rosso), fase V (verde), fase W (blu).

3.75 mWb, mentre N_{pq} risulta pari a 4. Una volta determinati questi parametri, è possibile ottenere l'evoluzione della tensione indotta, la quale è riportata in Figura 2.20 per una velocità di rotazione di 30 krpm. Quindi, data la massima potenza meccanica di una singola PMSM (100 kW), è possibile ricavare il corrispondente valore di corrente di picco tramite la seguente equazione:

$$I_{ph} = \frac{2 P_{m,nom}}{3 V_{ph,1}} \quad (2.31)$$

Il valore ottenuto è pari a circa 181 A. In Figura 2.21 si riporta invece l'evoluzione della potenza P_m e della coppia elettromagnetica T in condizioni nominali ed alla velocità di rotazione di 30 krpm, imponendo un'alimentazione caratterizzata da una terna di correnti sinusoidali aventi

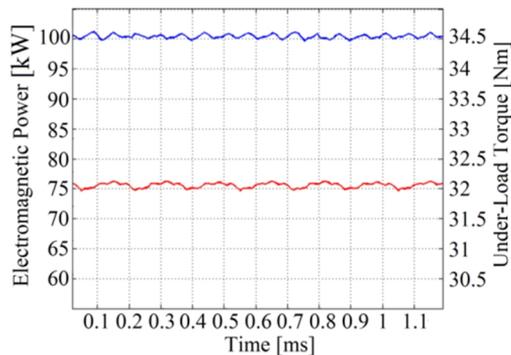


Figura 2.21. Potenza elettromagnetica P_m (blu) e coppia elettromagnetica T (rosso) in condizioni nominali, in corrispondenza di una velocità di 30 krpm.

TABELLA 2.6
PARAMETRI PRELIMINARI DELLA PMSM

$P_{m,c}$	100	kW	p	2	-
$P_{m,nom}$	200	kW	Numero di	24	-
$V_{ph,1}$	373.3	V	cave		
I_{ph}	181	A	q	2	-
B_g	.2	T	n_l	2	-
$fasi$	3	-	N_{pq}	4	-
t_m	16.5	mm	A_c	3.75	mWb

valore di picco pari a circa 181 A. In conclusione, la scelta degli avvolgimenti risulta un aspetto critico, in quanto è necessario tener conto non solo della portata e delle perdite massime per effetto Joule, ma anche delle perdite per correnti parassite e dello spazio disponibile per la richiusura dell'avvolgimento. Per questo motivo, la scelta dei conduttori è stata rimandata al paragrafo successivo congiuntamente all'analisi delle perdite elettromagnetiche della PMSM. In TABELLA 2.6 si riportano le principali grandezze ottenute durante la progettazione della PMSM.

2.6 Analisi delle perdite elettromagnetiche

Per quanto riguarda l'analisi delle perdite elettromagnetiche della PMSM, essa rappresenta un aspetto molto importante perché, oltre a consentire di definire il tasso di auto scarica e l'efficienza, consente anche di individuare l'intervallo di velocità per la quale l'HS-FESS elettrico garantisce prestazioni migliori in termini di carica e scarica [50]. In particolare, le perdite a vuoto sono costituite principalmente dalle perdite per isteresi, per correnti parassite e perdite per correnti parassite addizionali [51]-[53] (queste ultime saranno di seguito definite semplicemente come perdite addizionali):

$$\begin{aligned}
 P_0 = & P_0|_{hysteresis}^{Steel} + P_0|_{Eddy\ currents}^{Steel} + P_0|_{Excess\ eddy\ currents}^{Steel} + \\
 & + P_0|_{Eddy\ currents}^{Magnets} + P_0|_{Eddy\ currents}^{Windings}
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

In particolare, le perdite nella struttura in acciaio consistono nelle perdite per isteresi, per correnti parassite e perdite addizionali:

$$\begin{aligned}
 P_0|_{\text{Steel Hysteresis}} &= \sum_{h=1}^n K_{sH,h} \cdot B_{g,h}^m \cdot f_{e,h} \\
 P_0|_{\text{Steel Eddy currents}} &= \sum_{h=1}^n K_{sEd,h} \cdot B_{g,h}^2 \cdot f_{e,h}^2 \\
 P_0|_{\text{Steel Excess eddy currents}} &= \sum_{h=1}^n K_{sEx,h} \cdot B_{g,h}^{1.5} \cdot \sqrt{f_{e,h}^3}
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Invece, nei magneti e negli avvolgimenti, le perdite consistono principalmente nelle sole perdite per correnti parassite, come espresso dalle seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}
 P_0|_{\text{Magnets Eddy currents}} &= \sum_{h=1}^n K_{mE,h} \cdot B_{g,h}^2 \cdot f_{e,h}^2 \\
 P_0|_{\text{Windings Eddy currents}} &= \sum_{h=1}^n K_{wE,h} \cdot B_{g,h}^2 \cdot f_{e,h}^2
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

In riferimento a (2.32), (2.33) e (2.34), i coefficienti $K_{u,h}$ rappresentano il legame tra perdite e l' h -esima armonica in ogni materiale u . Grazie al software JMAG, si è potuto procedere all'analisi delle singole aliquote di perdita; in particolare, in Figura 2.22, si riportata lo spettro armonico delle

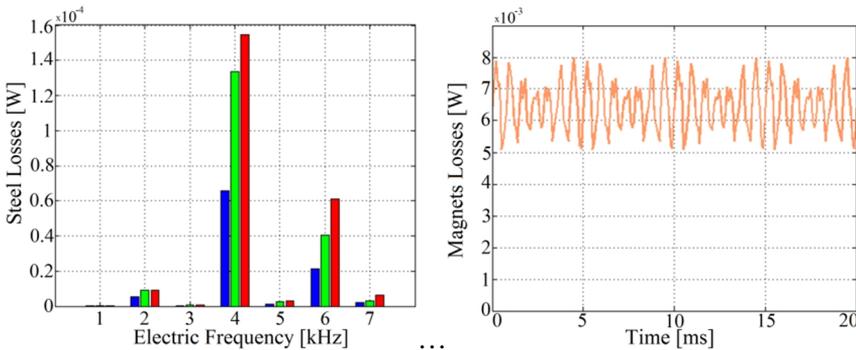


Figura 2.22. Perdite a vuoto della PMSM alla velocità di 30 krpm: Perdite per isteresi nella struttura in acciaio (blu, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nella struttura in acciaio (verde, sulla sinistra), perdite aggiuntive nella struttura in acciaio (rosso, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nei magneti (arancione, sulla destra).

perdite per isteresi, per correnti parassite e addizionali nella struttura in acciaio, insieme alle perdite per correnti parassite nei magneti, tutte ottenute ad una velocità di 30 krpm. Come era lecito aspettarsi, le perdite nell'acciaio e nei magneti presentano valori estremamente bassi: questo è riconducibile al fatto che tutta la struttura in acciaio ed i magneti sono in rotazione sincrona, consentendo quindi di minimizzare le variazioni di induzione magnetica nella struttura.

Differenti considerazioni devono essere fatte invece per gli avvolgimenti, in quanto questi risultano fissi rispetto al campo magnetico rotante. In particolare, in base alla (2.34), le perdite per correnti parassite in un singolo conduttore, possono essere espresse come:

$$P_{0|Eddy\ currents}^{Single\ wire} = \sum_{h=1}^n \frac{4\pi^2 d_o^2 V B_{g,h}^2}{32\rho_{Cu}} \cdot f_{e,h}^2 \quad (2.35)$$

dove V è il volume complessivo degli n_f fili, mentre ρ_{Cu} è la resistività del rame. In particolare, ogni singolo conduttore è costituito da un numero n_f di fili elettricamente isolati tra loro di diametro esterno d_o , i quali sono stati assunti, per semplicità, paralleli tra loro. Dall'equazione (2.35) si può osservare che tali perdite dipendono dal quadrato del diametro d_o dei singoli fili che costituiscono il conduttore; pertanto, al fine di ridurre le perdite per correnti parassite negli avvolgimenti, occorre scegliere conduttori che, a differenza di quelli convenzionali, siano costituiti da fili sottili ed elettricamente isolati tra loro. I conduttori che presentano queste caratteristiche sono i così detti “*litz wire*”, i quali vengono utilizzati principalmente per applicazioni ad alta frequenza [25], [28].

Quindi, per tener conto della specifica di progetto riguardante P_o , occorre scegliere i conduttori verificando che le sole perdite per correnti parassite negli avvolgimenti siano inferiori dell'1% della potenza nominale $P_{m,nom}$, essendo le perdite nella struttura in acciaio e nei magneti trascurabili. Tuttavia, è necessario considerare anche la portata dei conduttori e lo spazio a disposizione per la richiusura degli avvolgimenti. Inoltre, la scelta del conduttore incide anche sull'efficienza complessiva della PMSM, in quanto la loro resistenza elettrica contribuisce a determinare le perdite per effetto Joule (P_J). Quindi, al fine di rispettare le specifiche di progetto, si è imposta la condizione che P_J sia minore dell'1.5% della

$P_{m,nom}$ (P_J minore di 1.5 kW per una singola PMSM). Di conseguenza, il valore massimo che può assumere la resistenza elettrica r di fase si ottiene dalla seguente espressione:

$$r_{max} = \frac{2(0.015 P_{m,nom})}{3(I_{ph})^2} \quad (2.36)$$

In base alla (2.36), il valore di r_{max} è quindi pari a 30 mΩ. Pertanto, si sceglie un conduttore “*litz wire*” avente n_f pari a 80 e con diametro esterno d_o pari a 0.66 mm, il quale presenta una resistenza elettrica pari a 25 mΩ. Questa ultima è stata calcolata a partire dalla resistenza elettrica specifica R_{litz} di ogni singolo filo, pari a 0.051 Ω/m, secondo la seguente relazione:

$$r = R_{Litz} \cdot \frac{4pqN_{pq} l_c}{n_f} \quad (2.37)$$

dove l_c è la lunghezza del conduttore di fase. È importante specificare che la resistenza degli avvolgimenti varia al variare della frequenza di alimentazione a causa dell'effetto pelle, quindi aumenta all'aumentare della frequenza di alimentazione. Facendo riferimento alle specifiche dei conduttori scelti e, tenendo conto dell'intervallo di frequenza di funzionamento, la resistenza di questi conduttori può essere ritenuta costante per l'applicazione in esame [28]. Scelti preliminarmente i conduttori, occorre quindi verificare che questi rispettino la condizione imposta su P_o ; per questo motivo, i conduttori sono stati modellizzati tramite il software JMAG ed è stata eseguita una FEA per ottenere l'evoluzione della densità di corrente in un periodo elettrico, come riportato in Figura 2.23.

Di conseguenza, è stato possibile determinare l'evoluzione delle perdite per correnti parassite in tutto l'avvolgimento di fase. Occorre specificare che la scelta di considerare i fili in parallelo rappresenta il caso più cautelativo in quanto una modellizzazione dei conduttori intrecciati porterebbe sicuramente a dei valori di perdite per correnti parassite inferiori. In particolare, si può osservare, in Figura 2.24, che le perdite per correnti parassite presentano un valore medio per fase di circa 0.325 kW alla velocità di rotazione di 30 krpm, corrispondenti quindi a 0.975 kW complessivi. Quindi, una volta scelti anche i conduttori e sulla base di

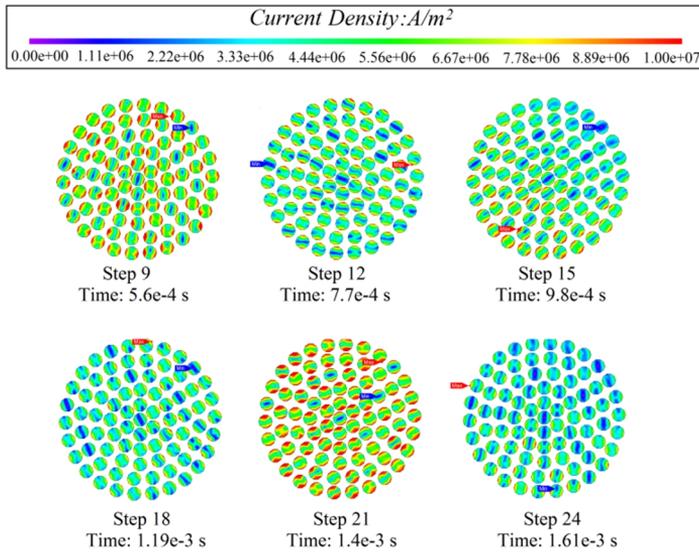


Figura 2.23. Densità di corrente nei conduttori "litz wire" ottenuta mediante FEA.

tutte le precedenti considerazioni, è stata eseguita una analisi dettagliata delle perdite a vuoto della PMSM, variandone la velocità da 0 a 36 krpm. I risultati corrispondenti sono mostrati in Figura 2.25 e Figura 2.26, sulla base dei quali è stato possibile determinare le seguenti funzioni di interpolazione che stimano l'evoluzione di ciascun contributo delle perdite durante la condizione di funzionamento a vuoto:

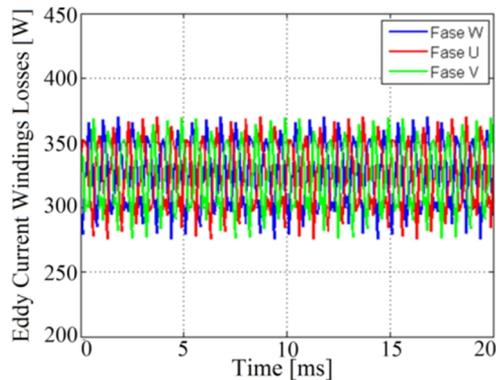


Figura 2.24. Perdite per correnti parassite negli avvolgimenti a vuoto ed alla velocità di 30 krpm.

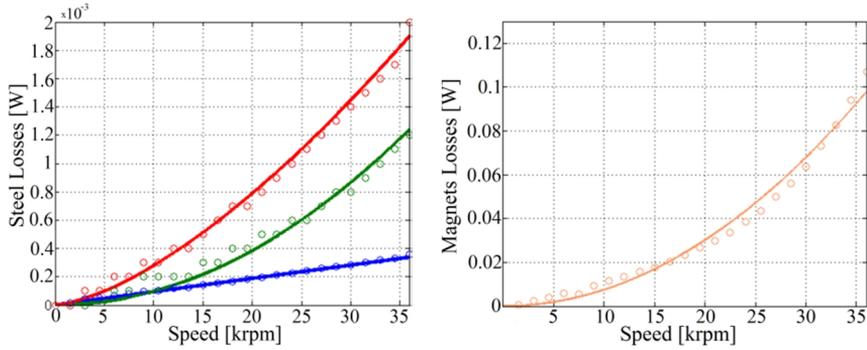


Figura 2.25. Evoluzione delle perdite a vuoto al variare della velocità, insieme alle corrispondenti funzioni interpolanti: Perdite per isteresi nella struttura in acciaio (blu, a sinistra), perdite per correnti parassite nella struttura in acciaio (verde, a sinistra), perdite aggiuntive nella struttura in acciaio (rosso, a sinistra), perdite per correnti parassite nei magneti (arancione, a destra)

$$\begin{aligned}\tilde{P}_0|_{Hysteresis}^{Steel} &= K_{sHo} \cdot f_e \\ \tilde{P}_0|_{Eddy\ currents}^{Steel} &= K_{sEdo} \cdot f_e^2 \\ \tilde{P}_0|_{Excess\ eddy\ currents}^{Steel} &= K_{sExo} \cdot \sqrt[2]{f_e^3} \\ \tilde{P}_0|_{Eddy\ currents}^{Magnets} &= K_{mEo} \cdot f_e^2 \\ \tilde{P}_0|_{Eddy\ currents}^{Windings} &= K_{wEo} \cdot f_e^2\end{aligned}\quad (2.38)$$

In particolare, K_{wo} rappresenta il coefficiente di interpolazione del

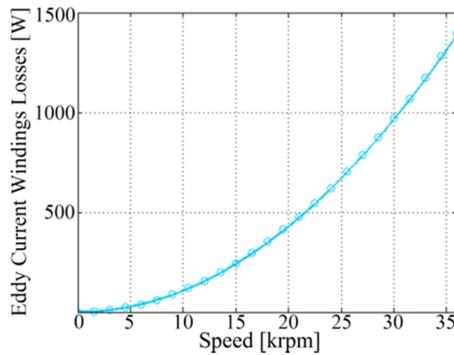


Figura 2.26. Evoluzione delle perdite per correnti parassite a vuoto negli avvolgimenti al variare della velocità, insieme alla corrispondente funzione interpolante.

TABELLA 2.7
COEFFICIENTI DI INTERPOLAZIONE PER IL FUNZIONAMENTO A VUOTO

K_{sH0}	$2.82 \cdot 10^{-7}$	W/Hz
K_{sEd0}	$8.65 \cdot 10^{-10}$	W/Hz ²
K_{sEx0}	$4.58 \cdot 10^{-8}$	W/Hz ^{1.5}
K_{mE0}	$6.79 \cdot 10^{-8}$	W/Hz ²
K_{wE0}	$9.63 \cdot 10^{-4}$	W/Hz ²

materiale u che definisce il legame tra perdite e la frequenza elettrica. In TABELLA 2.7 si riportano i valori dei coefficienti di interpolazione. Anche per analizzare le perdite per isteresi, per correnti parassite e addizionali durante il funzionamento a carico, si segue la stessa metodologia utilizzata per le perdite a vuoto. In particolare, al fine di ottenere una dettagliata caratterizzazione delle perdite, sono state considerate differenti condizioni operative della PMSM, ciascuna delle quali è caratterizzata da un specifico valore di modulo e/o fase del vettore di spazio di corrente, come riportato in TABELLA 2.8. In particolare, queste condizioni di funzionamento sono state raggruppate in due categorie:

- ✓ caso A, il quale raggruppa tutte le FEA eseguite imponendo il valore nominale del modulo di corrente, ma fasi elettriche differenti;
- ✓ caso B, il quale raggruppa tutte le FEA eseguite imponendo la stessa fase elettrica del vettore corrente (90°), mentre il modulo varia dal 100% al 25% del suo valore nominale.

TABELLA 2.8
CONDIZIONI OPERATIVE DELLA PMSM

Casi	<i>Corrente</i> [A]		<i>Sfasamento</i> [°]
A	A-I	181	90
	A-II	181	120
	A-III	181	150
	A-IV	181	165
B	B-I	181	90
	B-II	90.5	90
	B-III	45.25	90

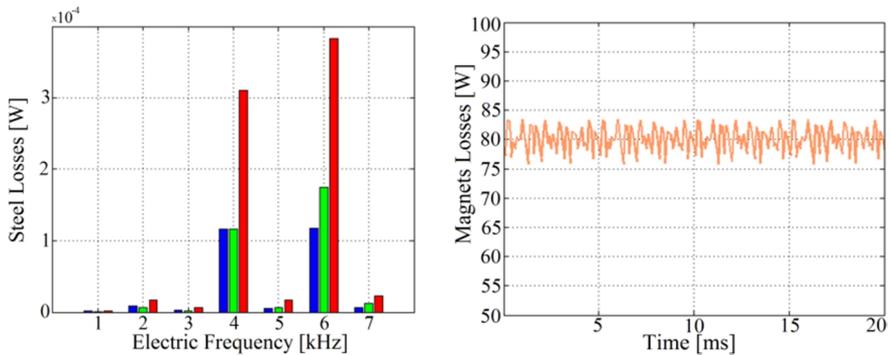


Figura 2.27. Perdite a carico della PMSM nel caso A-I: Perdite per isteresi nella struttura in acciaio (blu, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nella struttura in acciaio (verde, sulla sinistra), perdite aggiuntive nella struttura in acciaio (in rosso, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nei magneti (arancione, sulla destra).

In particolare, in Figura 2.27 e Figura 2.28 si riporta, per il caso A-I, lo spettro armonico delle perdite per isteresi, per correnti parassite e le perdite aggiuntive nell'acciaio, insieme alle perdite per correnti parassite nei magneti e negli avvolgimenti, tutte ottenute ad una velocità di 30 krpm. Innanzitutto, il confronto tra Figura 2.22 e Figura 2.24 con Figura 2.27 e Figura 2.28 rivela che le perdite nella struttura in acciaio e nei magneti aumentano nel passaggio dal funzionamento a vuoto a quello a carico, pur essendo le perdite nell'acciaio ancora trascurabili rispetto a quelle nei magneti e negli avvolgimenti. Questo aumento è riconducibile principalmente alle componenti armoniche di ordine superiore. Grazie ai risultati ottenuti tramite l'analisi agli elementi finiti nei casi A e B, rappresentati da Figura 2.29 a Figura 2.31, è possibile verificare la

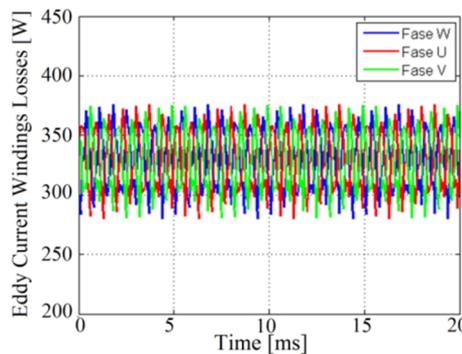


Figura 2.28. Perdite per correnti parassite negli avvolgimenti a carico della PMSM nel caso A-I

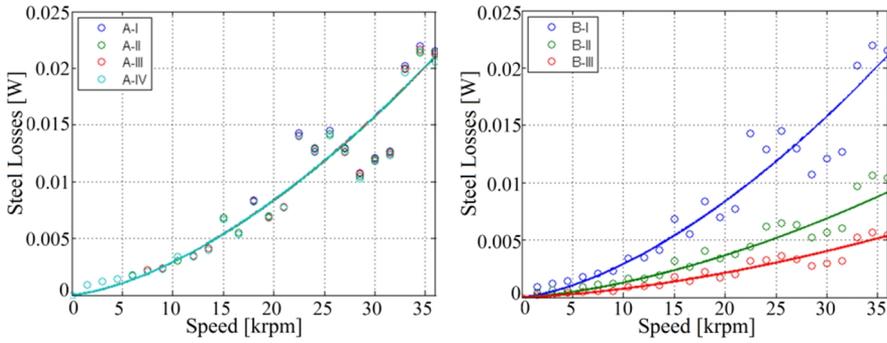


Figura 2.29. Evoluzione delle perdite nella struttura in acciaio nel caso A e B al variare della velocità, insieme alle corrispondenti funzioni interpolanti.

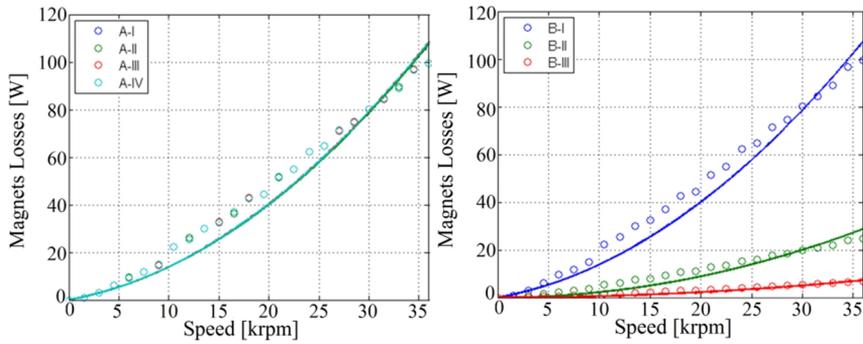


Figura 2.30. Evoluzione delle perdite nei magneti nel caso A e B al variare della velocità, insieme alle corrispondenti funzioni interpolanti.

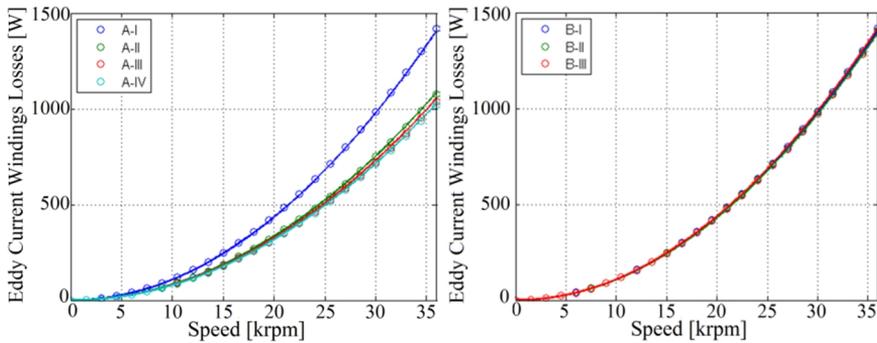


Figura 2.31. Evoluzione delle perdite negli avvolgimenti nel caso A e B al variare della velocità, insieme alle corrispondenti funzioni interpolanti.

dipendenza delle perdite dall'induzione magnetica dovuta all'avvolgimento e/o al suo contributo armonico. Innanzitutto, riferendosi al caso A, le perdite nella struttura in acciaio e nei magneti risultano invariate per diversi valori di sfasamento, mentre le perdite per correnti parassite negli avvolgimenti tendono a diminuire al variare dello sfasamento elettrico. Questo significa che le perdite nella struttura in acciaio e nei magneti dipendono principalmente dal contributo armonico dell'induzione magnetica, mentre quelle negli avvolgimenti dipendono principalmente dalla sua componente fondamentale. Infatti, questa si riduce all'aumentare della fase elettrica della corrente, la quale, di fatto, introduce un'azione deflussante. Queste considerazioni sono confermate dai risultati ottenuti nel caso B, dove sia le perdite nella struttura in acciaio sia quelle nei magneti diminuiscono al diminuire del modulo della corrente, mentre quelle negli avvolgimenti rimangono praticamente inalterate.

Quindi, in base alle considerazioni precedenti, è possibile determinare le funzioni di interpolazione appropriate per le differenti perdite elettromagnetiche; in particolare, tenendo conto dei coefficienti precedentemente ottenuti dall'analisi delle perdite a vuoto, le perdite a carico nella struttura in acciaio possono essere espresse come:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_L|_{Hysteresis}^{Steel} &= \left(K_{SHo} + K_{SHL} |i_{dq}|^{1.6} \right) \cdot f_e \\ \tilde{P}_L|_{Eddy currents}^{Steel} &= \left(K_{SEdo} + K_{SEdL} |i_{dq}|^2 \right) \cdot f_e^2 \\ \tilde{P}_L|_{Excess eddy currents}^{Steel} &= \left(K_{SExo} + K_{SExL} |i_{dq}|^{1.5} \right) \cdot \sqrt[2]{f_e^3}\end{aligned}\quad (2.39)$$

Mentre le perdite per correnti parassite nei magneti e negli avvolgimenti possono essere espresse come:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_L|_{Eddy currents}^{Magnets} &= \left(K_{mEo} + K_{mEL} |i_{dq}|^2 \right) \cdot f_e^2 \\ \tilde{P}_L|_{Eddy currents}^{Windings} &= \left(K_{wEo} + K_{wELq} \cdot i_q^2 \mp K_{wELd} \cdot i_d^2 \right) \cdot f_e^2\end{aligned}\quad (2.40)$$

In conclusione, per ogni materiale è stato possibile determinare i corrispondenti coefficienti K_{u0} e K_{uL} , come riportato nella TABELLA 2.9. Inoltre, per quanto riguarda le perdite per effetto Joule P_j , vale la pena

TABELLA 2.9
COEFFICIENTI DI INTERPOLAZIONE PER LE PERDITE A CARICO

<i>Funzionamento a vuoto</i>			<i>Funzionamento a carico</i>		
K_{sH0}	$2.82 \cdot 10^{-7}$	W/Hz	K_{sHL}	$2.81 \cdot 10^{-10}$	$W/A^{1.6}/Hz$
K_{sEd0}	$8.65 \cdot 10^{-10}$	W/Hz ²	K_{sEdL}	$9.55 \cdot 10^{-14}$	$W/A^2/Hz^2$
K_{sEx0}	$4.58 \cdot 10^{-8}$	W/Hz ^{1.5}	K_{sExL}	$1.16 \cdot 10^{-10}$	$W/A^{1.5}/Hz^{1.5}$
K_{mE0}	$6.79 \cdot 10^{-8}$	W/Hz ²	K_{mEL}	$2.44 \cdot 10^{-9}$	$W/A^2/Hz^2$
K_{wE0}	$9.63 \cdot 10^{-4}$	W/Hz ²	K_{wEL-q}	$4.57 \cdot 10^{-10}$	$W/A^2/Hz^2$
			K_{wEL-d}	$8.07 \cdot 10^{-9}$	$W/A^2/Hz^2$

notare che esse non variano nel caso A, mentre diminuiscono nel caso B in funzione del quadrato della corrente.

2.7 Dimensionamento definitivo del volano

Una volta terminata la progettazione delle singole unità, ossia il volano e la PMSM, occorre procedere alla progettazione integrata dell'intero sistema HS-FESS. Per prima cosa, è necessario quindi adattare le dimensioni del volano precedentemente definite al fine di rispettare le specifiche progettuali riguardo l'energia accumulata. Per quanto riguarda il volano, la sua integrazione con la PMSM contribuisce all'aumento del momento di inerzia totale del HS-FESS elettrico, incrementando di fatto l'energia accumulata; infatti, tenendo conto delle masse costituenti la PMSM, il momento di inerzia complessivo dell'HS-FESS risulta pari 3.1 kgm^2 , corrispondente ad un'energia accumulata pari a 3.2 kWh, ossia circa il 60% in più rispetto alla specifica di progetto. Per questo motivo, si è deciso di ridurre il raggio esterno del volano (r_o) fino a raggiungere un valore di momento di inerzia e, quindi, di energia, come da specifica superiore a 10 Wh/kg. Il valore di raggio così ottenuto è 220 mm rispetto ai 250 mm inizialmente previsti. In TABELLA 2.10 si riportano le principali grandezze riguardanti il dimensionamento finale del volano. Vale la pena sottolineare che la riduzione del raggio esterno ha consentito di ottenere una struttura più compatta, a particolare beneficio dell'applicazione considerata (veicoli elettrici). Occorre inoltre valutare il nuovo valore di energia specifica ottenuto, pari a 16 Wh/kg, per un peso totale della struttura di circa 125 kg (senza considerare il peso dell'involucro e del convertitore elettronico di potenza). L'energia

TABELLA 2.10
PARAMETRI DEFINITIVI DEL VOLANO

E_d	2	kWh
J_s	1.94	kg·m ²
$\omega_{max} - \omega_{min}$	15-30	krpm
ρ_{fiber}	1620	kg/m ³
k_r	.68	-
x	.61	-
r_o	220	mm
r_i	150	mm
l_s	276	mm
<i>Peso complessivo*</i>	125*	kg
$E_{specific}$	16*	Wh/kg

*L'involucro e il convertitore non sono stati considerati.

specifiche finale è quindi tale da rispettare la specifica progettuale, che prevedeva che $E_{specific}$ fosse superiore a 10 Wh/kg.

Capitolo 3

*“Su pobulu chi in profundu letargu fit sepultadu
Finalmente despertadu s'abbizzat ch'est in catena,
Ch'istat suffrende sa pena de s'indolenzia antiga:
Feudu, legge inimiga a bona filosofia!”*

“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, IV° otava”

Frantziscu Inniàtziu Mannu - 1794

*“The people which in profound lethargy was buried,
Finally awakened perceives itself in chains,
And suffering the penalty of ancient indolence:
Feudality! a law opposed to all sound wisdom.”*

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Analisi delle prestazioni del sistema HS-FESS

3.1 Introduzione

In questo capitolo è stata eseguita un' analisi delle prestazioni del sistema HS-FESS oggetto della presente tesi, con particolare riferimento alla valutazione del tasso di auto scarica, della mappa di efficienza e del rendimento energetico di carica e scarica. Quindi, in base alle analisi delle perdite di origine elettromagnetica svolte nel Capitolo 2 è risultato possibile sintetizzare i parametri del circuito elettrico equivalente della PMSM, oltre che stabilire il tasso di auto scarica del sistema. In particolare, definito il modello circuitale, si è introdotta una gestione adeguata dei vincoli operativi della PMSM, la quale ha consentito di definire la regione di funzionamento della macchina. Infine, una volta definita la regione di funzionamento della PMSM, si è determinata la mappa di efficienza e, di seguito, si è valutato il rendimento energetico dell'HS-FESS tramite uno studio in simulazione in ambiente *Matlab-Simulink*, nel quale sono stati simulati differenti processi di carica e scarica.

3.2 Tasso di auto scarica dell'HS-FESS elettrico

La conoscenza delle perdite a vuoto della PMSM consente di poter valutare il tasso di auto scarica dell'HS-FESS elettrico. Infatti, in base ad esse, è possibile stabilire la coppia resistente a vuoto, che comporterebbe la decelerazione del volano.

Le analisi svolte nel Capitolo 2, hanno evidenziato che risulta possibile trascurare le perdite nella struttura in acciaio e nei magneti rispetto a quelle per correnti parassite negli avvolgimenti, introducendo di fatto la seguente ipotesi semplificativa:

$$\tilde{P}_0 \cong \tilde{P}_0 \Big|_{\substack{\text{Windings} \\ \text{Eddy currents}}} \quad (3.1)$$

La coppia corrispondente alle perdite a vuoto T_o può essere inoltre espressa come:

$$T_o = 2 \frac{\tilde{P}_0}{\omega_m} = -2 \frac{K_{wEO} \cdot f_e^2}{\omega_m} = J_s \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.2)$$

Nella quale espressione si è tenuto conto della doppia PMSM. Quindi, esplicitando la frequenza elettrica in funzione della velocità meccanica ed introducendo un coefficiente equivalente \bar{K}_{wEO} , la coppia a vuoto può essere espressa come:

$$T_o = -2 \frac{p^2}{4\pi^2} \cdot \frac{K_{wEO} \cdot \omega_m^2}{\omega_m} = -\bar{K}_{wEO} \cdot \omega_m = J_s \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.3)$$

dove:

$$\omega_m^2 = \frac{4\pi^2}{p^2} f_e^2 \quad (3.4)$$

$$\bar{K}_{wEO} = \frac{p^2}{2\pi^2} K_{wEO}$$

Quindi, al fine di ottenere il tasso di auto-scarica, occorre risolvere la (3.3), come dettagliato di seguito:

$$dt = -\frac{J_s}{\bar{K}_{wEO}} \cdot \frac{d\omega_m}{\omega_m}$$

$$\int_{t_i}^{t_f} dt = -\frac{J_s}{\bar{K}_{wEO}} \cdot \int_{\omega_{m,i}}^{\omega_{m,f}} \frac{d\omega_m}{\omega_m} \quad (3.5)$$

$$t_f - t_i = -\frac{J_s}{\bar{K}_{wEO}} \cdot \ln \frac{\omega_{m,f}}{\omega_{m,i}}$$

L'espressione finale della (3.5) consente quindi di ottenere, data una certa velocità iniziale $\omega_{m,i}$, sia il tempo necessario a raggiungere una determinata velocità finale $\omega_{m,f}$ sia l'evoluzione della velocità meccanica al variare del tempo:

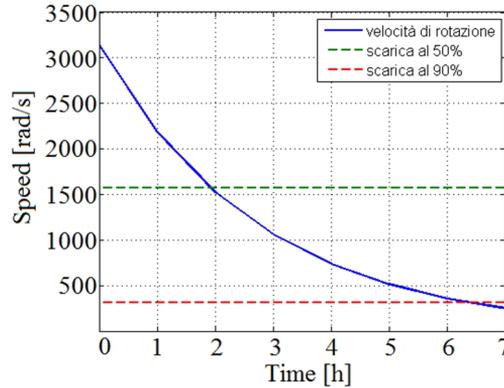


Figura 3.1. Andamento della velocità durante l'auto-scarica dell'HS-FESS.

$$\Delta t = \frac{J_s}{\bar{K}_{WE0}} \cdot \ln \frac{\omega_{m,i}}{\omega_{m,f}} \quad (3.6)$$

$$\omega_m = \omega_{m,i} e^{\left(-\frac{\bar{K}_{WE0}}{J_s}\right)t}$$

Di conseguenza, si ottiene che il HS-FESS elettrico si scarica del 50% in un tempo pari a circa 1 ora e 55 minuti ossia durante tale intervallo di tempo ω_m passa da $\omega_{m,i}$ ad un valore $\omega_{m,f}$ pari a 0.5 volte $\omega_{m,i}$ come illustrato in Figura 3.1. Tale figura mostra inoltre come l'HS-FESS si scarichi del 90% in circa 6 ore.

Questi risultati sono piuttosto soddisfacenti in quanto l'HS-FESS elettrico è previsto per un autobus ad uso urbano, nel quale la frequenza di frenate ed accelerazioni è assai elevata. Quindi, l'energia recuperata in frenata dall'HS-FESS può essere riutilizzata immediatamente per l'accelerazione successiva. Inoltre, occorre rimarcare che le perdite per correnti parassite nell'avvolgimento sono state valutate nel caso più cautelativo; questo significa che il tasso di auto-scarica potrebbe essere addirittura inferiore. In Figura 3.2 si riporta l'evoluzione della potenza e della coppia per una PMSM durante il funzionamento a vuoto.

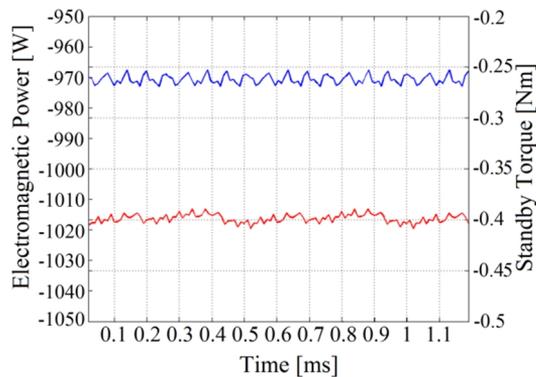


Figura 3.2. Potenza (blu) e coppia (rosso) a vuoto alla velocità di 30 krpm

3.3 Circuito equivalente della PMSM

Sulla base dell'analisi delle perdite a carico e a vuoto si è determinato il circuito equivalente a parametri concentrati della PMSM con riferimento agli assi dq , come mostrato in Figura 3.3 [48]. In particolare, sono state introdotte delle resistenze variabili serie/parallelo al fine di modellizzare al meglio l'evoluzione delle perdite nelle differenti condizioni di funzionamento. Inoltre, l'induttanza sincrona L ed il flusso magnetico Λ sono stati considerati rispettivamente pari a $46.96 \mu\text{H}$ e 59.4 mVs . Le equazioni della tensione e della corrente per il circuito proposto possono essere espresse come:

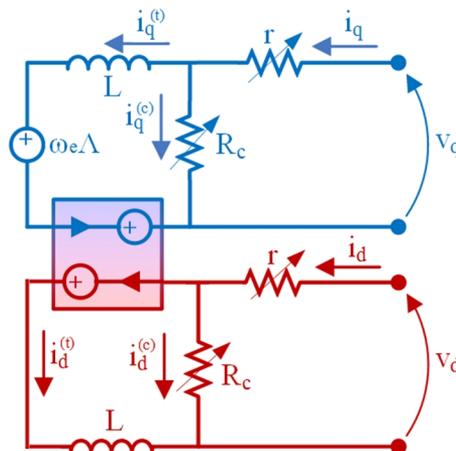


Figura 3.3. Circuito a parametri concentrati della PMSM riferito agli assi dq .

$$\begin{aligned}
v_{dq} &= r \cdot i_{dq} + L \frac{di_{dq}^{(t)}}{dt} + j\omega_e (\Lambda + Li_{dq}^{(t)}) \\
R_c \cdot i_{dq}^{(c)} + L \frac{di_{dq}^{(t)}}{dt} + j\omega_e (\Lambda + Li_{dq}^{(t)}) & \\
i_{dq} &= i_{dq}^{(c)} + i_{dq}^{(t)}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

in cui v_{dq} e i_{dq} indicano rispettivamente il vettore di spazio della tensione e della corrente. Questo ultimo è costituito dalla somma di $i_{dq}^{(c)}$ e $i_{dq}^{(t)}$, le quali rappresentano i vettori di spazio della corrente nei due rami del circuito equivalente, come indicato in Figura 3.3. In base al circuito proposto, le perdite possono essere quindi identificate chiaramente come:

$$\begin{aligned}
P_c &= \frac{3}{2} R_c |i_{dq}^{(c)}|^2 \\
P_r &= \frac{3}{2} r |i_{dq}|^2
\end{aligned} \tag{3.8}$$

In particolare, R_c può essere ricavato sulla base delle perdite a vuoto:

$$P_c = \sum_u \tilde{P}_o^u = \frac{3 (\Lambda \omega_e)^2}{2 R_c} \rightarrow R_c = \frac{3 (\Lambda \omega_e)^2}{2 \sum_u \tilde{P}_o^u} \tag{3.9}$$

Quindi, considerando (3.8) e (3.9), R_c può essere modellizzata tramite l'equazione di una retta:

$$R_c = K_1 + K_2 \cdot f_e \tag{3.10}$$

dove K_1 e K_2 rappresentano i coefficienti interpolanti.

Considerando ora il funzionamento a carico, è possibile imporre la corrispondenza tra le perdite a carico ottenute tramite (3.8) e (3.9) e l'equazione delle perdite a carico derivanti dal circuito proposto:

$$\sum_u \tilde{P}_L^u = \frac{3}{2} \left(r + R_c \frac{(L\omega_e)^2}{R_c^2 + (L\omega_e)^2} \right) |i_{dq}|^2 + \frac{3 \Lambda \omega_e^2}{2 R_c} (\Lambda + 2Li_d) \tag{3.11}$$

Inoltre, dato che R_c è generalmente molto maggiore del prodotto $L\omega_e$, la (3.11) può essere semplificata nel modo seguente:

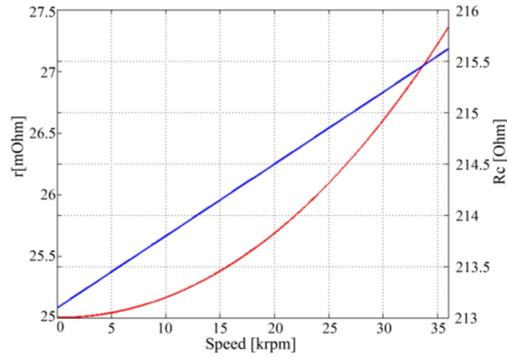


Figura 3.4. Evoluzione di R_c (blu) e di r (rosso) al variare della velocità di rotazione.

$$R_c^2 + (L\omega_e)^2 \cong R_c^2$$

$$\sum_u \tilde{P}_L^u = \frac{3}{2} \left(r + \frac{(L\omega_e)^2}{R_c^2} \right) |i_{dq}|^2 + \frac{3}{2} \frac{\Lambda \omega_e^2}{R_c} (\Lambda + 2Li_d) \quad (3.12)$$

Pertanto, in base a (3.12), è possibile ottenere l'equazione relativa ad r , la quale può essere espressa come:

$$r = K_3 + K_4 \cdot f_e^2, \quad \cdot f_e = \frac{\omega_e}{2\pi} \quad (3.13)$$

Dove K_3 e K_4 rappresentano i coefficienti interpolanti. Le evoluzioni di R_c e di r al variare della velocità di rotazione sono rappresentate in Figura 3.4, mentre tutti i valori dei coefficienti K_i sono riportati in TABELLA 3.1. Si può notare che R_c risulta quasi costante nell'intervallo di velocità considerato, essendo la sua variazione poco significativa. Ciò non si verifica invece per r , il cui valore minimo e massimo differiscono di circa il 10%. La variazione di r è riconducibile principalmente alle perdite per correnti parassite nei magneti, le quali aumentano durante il funzionamento a carico all'aumentare della velocità di rotazione.

TABELLA 3.1
COEFFICIENTI INTERPOLANTI

K_1	213.1	Ω
K_2	$1.65 \cdot 10^{-2}$	Ω/Hz
K_3	$2.5 \cdot 10^{-2}$	Ω
K_4	$1.80 \cdot 10^{-9}$	Ω/Hz^2

3.4 Vincoli operativi della PMSM

Una volta definito il modello circuitale della PMSM, occorre considerare i vincoli operativi ed introdurre una gestione adeguata, al fine di definire la regione di funzionamento della PMSM. Infatti, ad esempio, poter usare la PMSM oltre la velocità nominale consentirebbe di conseguire numerosi vantaggi, tra i quali l'aumento dell'energia accumulabile, l'aumento dell'energia specifica e l'estensione dell'intervallo di velocità in cui l'HS-FESS può operare alla sua potenza continuativa. Occorre valutare quindi quale valore di velocità di rotazione superiore a quello nominale sia possibile raggiungere. Uno degli aspetti più critici riguardante la gestione della PMSM, consiste nella necessità di limitare la tensione indotta dai magneti una volta superata la velocità nominale. Per questo motivo, si considera una gestione adeguata dei vincoli operativi ed una strategia di controllo che consentano di eseguire il deflussaggio della PMSM [54]. Per questo motivo, si introducono per prima cosa i vincoli di limitazione di corrente e di saturazione di tensione, espressi rispettivamente da:

$$|i_{dq}| \leq I_{max} \quad (3.14)$$

$$|v_{dq}| \leq \mu \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad , \quad \mu \in (0,1) \quad (3.15)$$

dove I_{max} indica il massimo valore del modulo del vettore di spazio di corrente, mentre V_{DC} rappresenta la tensione del bus DC. Inoltre, μ è un coefficiente adimensionale che consente di definire una riserva di tensione da utilizzare esclusivamente in regime dinamico [48]. Quindi, considerando un funzionamento della PMSM in regime stazionario, la sostituzione della (3.7) nella (3.15) consente di esprimere il vincolo di saturazione di tensione come vincolo di corrente equivalente:

$$|i_{dq} - \zeta| \leq \rho V_{DC} \quad (3.16)$$

dove:

$$\zeta = -\omega_e \Lambda \frac{\omega_e L_c + jr}{r^2 + (\omega_e L_c)^2} \quad , \quad \rho = \frac{\mu}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega_e L}{R_c}\right)^2}{r^2 + (\omega_e L_c)^2}} \quad (3.17)$$

$$L_c = L \left(1 + \frac{r}{R_c}\right) \quad (3.18)$$

Inoltre, la regione di funzionamento della PMSM è determinata anche dai vincoli di limitazione di coppia e potenza:

$$|T| \leq T_{nom} \quad (3.19)$$

$$|P_m| \leq P_{m,nom} \quad (3.20)$$

dove T_{nom} e $P_{m,nom}$ indicano i valori nominali corrispondenti, mentre T e P_m denotano la coppia e la potenza elettromagnetica:

$$T = \frac{3}{2} p \Lambda i_q^{(t)} \quad (3.21)$$

$$P_m = \frac{3}{2} \omega_e \Lambda i_q^{(t)}$$

Noti tutti vincoli, è possibile rappresentarli sul piano dq , infatti, sulla base di (3.7), (3.8) e (3.21), la (3.19) e la (3.20) possono essere espresse rispettivamente:

$$\left| i_q - \frac{\omega_e L}{R_c} i_d - \frac{\omega_e \Lambda}{R_c} \right| \leq \frac{2T_{nom}}{3p\Lambda} |\sigma|^2 \quad (3.22)$$

$$\left| i_q - \frac{\omega_e L}{R_c} i_d - \frac{\omega_e \Lambda}{R_c} \right| \leq \frac{2P_{m,nom}}{3\omega_e \Lambda} |\sigma|^2 \quad (3.23)$$

dove:

$$\sigma = 1 + j \frac{\omega_e L}{R_c} \quad (3.24)$$

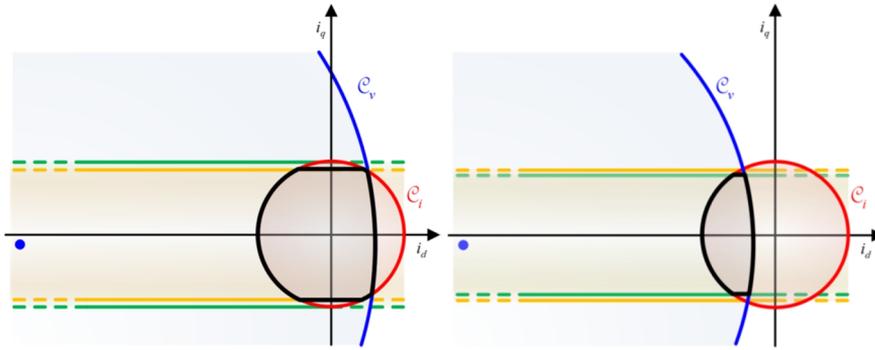


Figura 3.5. Regione di funzionamento della PMSM (nero) nel piano (i_d, i_q) al di sotto (sulla sinistra) e oltre (sulla destra) la velocità nominale: limitazione di corrente (rosso), saturazione di tensione (blu), limitazione di coppia (arancione) e potenza (a verde).

Facendo quindi riferimento al piano (i_d, i_q) , la (3.14) e la (3.15) consentono di affermare che la corrente deve assumere valori che ricadano all'interno dei cerchi C_i e C_v . Invece, la (3.22) e la (3.23) limitano i valori della corrente all'interno di due regioni piane delimitate da due rette parallele, come mostrato in Figura 3.5.

Quindi, per ogni valore di velocità risulta possibile definire i limiti operativi della PMSM. In particolare, facendo riferimento alla Figura 3.5, si può osservare che la limitazione di coppia risulta predominante rispetto a quella di potenza al di sotto della velocità nominale, ciò non avviene invece superato tale valore, ossia la limitazione di potenza diventa predominante rispetto a quella di coppia. Quindi, essendo la regione di funzionamento legata alla velocità di rotazione, risulta chiara la necessità di sviluppare un'adeguata gestione dei vincoli al variare della stessa, per questo motivo si introducono le nuove seguenti variabili [55]:

$$\Psi = \frac{|i_{dq} - \zeta|^2}{\rho^2}, \quad \Phi = |i_{dq}|^2, \quad \Gamma = \frac{2T}{3p\Lambda}, \quad \Delta = \omega_e \Gamma \quad (3.25)$$

In particolare, Ψ e Φ denotano rispettivamente il quadrato del modulo del vettore di spazio di tensione e di quello di corrente, mentre Γ e Δ sono proporzionali alla coppia e alla potenza elettromagnetica della PMSM. Combinando le variabili della (3.25) tra loro, si può ottenere un'unica equazione:

$$X^T A X + 2 b^T X + c = 0 \quad (3.26)$$

dove:

$$X^T = [\Psi \quad \Phi \quad \Gamma] \quad (3.27)$$

$$A = \begin{bmatrix} \alpha^2 \rho^4 & -\alpha^2 \rho^2 & 2\rho^2 \xi_q \\ -\alpha^2 \rho^2 & \alpha^2 & -2\xi_q \\ 2\rho^2 \xi_q & -2\xi_q & 4|\zeta|^2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$b = \begin{bmatrix} -\rho^2(\alpha^2 |\zeta|^2 + 2\xi_q \delta_q) \\ -\xi_d^2 + \xi_q^2 + 2\xi_q \delta_q \\ -2|\zeta|^2(\xi_q + 2\delta_q) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$c = |\zeta|^2(|\xi|^2 + 4\xi_q \delta_q + 4\delta_q^2) \quad (3.30)$$

$$\xi = \frac{\xi}{\sigma}, \quad \delta = -j \frac{\omega_e \Lambda}{\sigma R_c}, \quad \alpha = \left| 1 + \delta \frac{L}{\Lambda} \right| \quad (3.31)$$

In particolare, la (3.26) consente di esprimere Γ (o Δ) in funzione sia di Ψ sia di Φ . Inoltre le nuove variabili introdotte permettono di esprimere i vincoli operativi in modo relativamente semplice, come evidenziato dalle seguenti relazioni.

$$\Psi \leq V_{DC}^2, \quad \Phi \leq I_{max}^2 \quad (3.32)$$

$$|\Gamma| \leq \frac{2T_{nom}}{3p\Lambda}, \quad |\Gamma| \leq \frac{2P_{m,nom}}{3\Lambda\omega_e} \quad (3.33)$$

$$|\Delta| \leq \frac{2T_{nom}}{3\Lambda} \omega_m, \quad |\Delta| \leq \frac{2P_{m,nom}}{3\Lambda} \quad (3.34)$$

Di conseguenza, questo nuovo approccio matematico permette una facile gestione di tutti i vincoli operativi della PMSM, semplificando l'analisi dell'efficienza al variare della velocità.

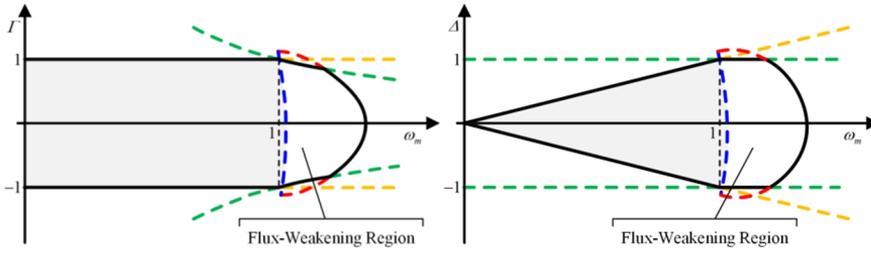


Figura 3.6. Regione di funzionamento della PMSM (nero) nel piano $(\omega_m \Gamma)$ (sulla sinistra) e nel piano $(\omega_m \Delta)$ (sulla destra): limitazione di corrente (rosso), saturazione di tensione (blu), limitazione di coppia (arancione) e potenza (verde).

In particolare, le prestazioni della PMSM sono strettamente legate alla strategia di controllo, la quale viene scelta tipicamente in base alle applicazioni. Una delle strategie di controllo più utilizzate risulta la “*Maximum Torque Per Ampere*” (MTPA) la quale prevede di minimizzare il valore del modulo del vettore di spazio di corrente a parità di coppia erogata [48]. Di conseguenza, sulla base della (3.26), la MTPA è caratterizzata dai seguenti valori di funzionamento:

$$\begin{aligned} \Psi^{(MTPA)} &= \frac{1}{\alpha^2 \rho^2} |\xi_d + j(\Gamma - \xi_q - \delta_q)|^2 \\ \Phi^{(MTPA)} &= \frac{1}{\alpha^2} (\Gamma - \delta_q)^2 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Vale la pena notare che il funzionamento della PMSM in accordo con la MTPA risulta generalmente garantito nella regione a coppia costante: infatti, questa regione operativa è delimitata principalmente dal vincolo di coppia, mentre gli altri vincoli risultano sempre soddisfatti, come mostrato in Figura 3.6. Invece, nella regione a potenza costante, i vincoli di saturazione di tensione e limitazione di corrente diventano predominanti, influenzando significativamente le prestazioni della PMSM.

In particolare, il vincolo di saturazione di tensione richiede il deflussaggio della PMSM, di conseguenza, durante tale condizione operative, la variabile Ψ è mantenuta costante al suo valore massimo (Ψ_{max}), mentre occorre minimizzare Φ il più possibile, ottenendo di fatto i seguenti nuovi valori di funzionamento:

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}^{(MTPA)} &= \Psi_{max} \\ \tilde{\Phi}^{(MTPA)} &= \frac{1}{\alpha^2} |\tilde{\xi}_d + j(\Gamma - \delta_q)|^2\end{aligned}\quad (3.36)$$

dove:

$$\tilde{\xi}_d = \xi_d + \sqrt{\alpha^2 \rho^2 \Psi_{max} - (\Gamma - \xi_q - \delta_q)^2} \quad (3.37)$$

Quindi, in conclusione, per un dato valore di coppia/ potenza e velocità meccanica, risulta sempre possibile calcolare le variabili Ψ e Φ tramite la (3.35) o la (3.36). Di conseguenza, tutti i valori di corrente e tensione possono essere ottenuti con successo nelle diverse regioni di funzionamento.

3.5 Mappa di efficienza dell'HS-FESS

Una volta definiti il circuito elettrico equivalente, la gestione dei vincoli e la tecnica di controllo da utilizzare, considerando un regime di funzionamento stazionario, l'efficienza della PMSM come motore (ε_m) e come generatore (ε_g) può essere espressa rispettivamente:

$$\begin{aligned}\varepsilon_m &= \frac{P_m}{P_m + P_c + P_r} = \frac{\omega_e \Lambda i_q^{(t)}}{\omega_e \Lambda i_q^{(t)} + R_c |i_{dq}^{(c)}|^2 + r |i_{dq}|^2} \\ \varepsilon_g &= 1 - \frac{P_c + P_r}{P_m} = 1 - \frac{R_c |i_{dq}^{(c)}|^2 + r |i_{dq}|^2}{\omega_e \Lambda |i_q^{(t)}|}\end{aligned}\quad (3.38)$$

Sulla base della (3.38), è quindi possibile calcolare le mappe di efficienza della PMSM come mostrato in Figura 3.7.

La prima delle due mappe è stata determinata trascurando R_c e considerando r costante, pari al suo valore minimo; mentre la seconda mappa è stata ottenuta considerando R_c ed r in base alla (3.10) e (3.13). Il confronto tra queste due mappe rivela che trascurando R_c e considerando il valore minimo di r , l'efficienza sarebbe sovrastimata, come bene evidenziato in Figura 3.8. Quest'ultima riporta la differenza tra l'efficienza ottenuta nel primo caso, il quale prevede numerose

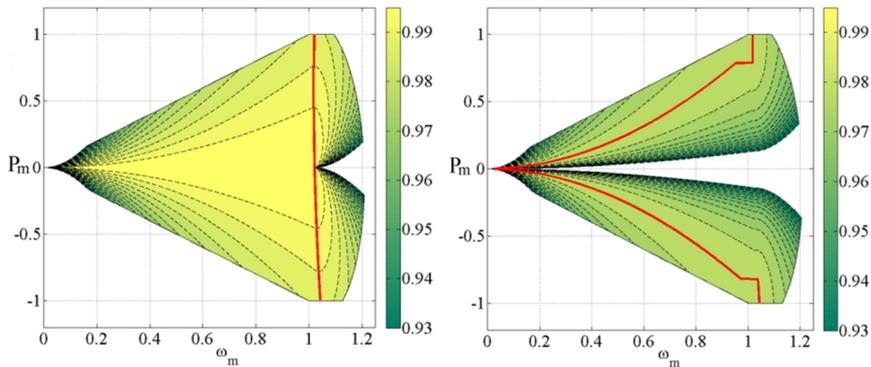


Figura 3.7. Mappa di efficienza della PMSM sul piano (ω_m, P_m) , trascurando le perdite a vuoto (sulla sinistra) e tenendo conto delle perdite a vuoto (sulla destra). Maximum Efficiency Per Power locus (MEPP, rosso).

semplificazioni, e quella conseguita nel secondo.

Inoltre, ai fini dell'analisi dell'efficienza, è utile considerare l'andamento del luogo dei punti in rosso riportato in Figura 3.7, il quale individua, per ogni valore di potenza, il valore di velocità corrispondente alla massima efficienza (*Maximum Efficiency Per Power*, MEPP).

Confrontando i risultati ottenuti nei due casi, è possibile notare che il MEPP sia totalmente differente, infatti, nel primo caso i valori di efficienza più elevati si ottengono sempre in corrispondenza dell'intorno della velocità nominale, come tipicamente avviene per le applicazioni a bassa velocità. Tuttavia, questo non risulta valido per le applicazioni ad alta velocità, in cui non è lecito trascurare le perdite nel nucleo. In particolare, il MEPP rivela che, per basse potenze, la PMSM dovrebbe lavorare a basse velocità di rotazione al fine di minimizzare le perdite

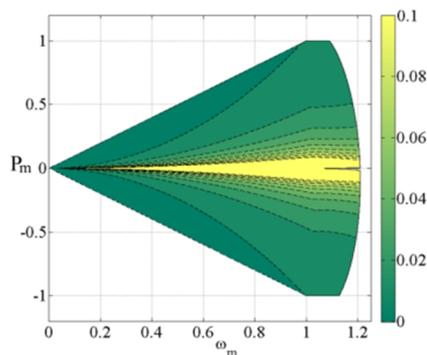


Figura 3.8. Errore sull'efficienza ottenuto trascurando le perdite a vuoto.

nel nucleo, essendo quelle per effetto Joule già piuttosto modeste. Un'attenta analisi delle mappe di efficienza, evidenzia che la PMSM può operare con successo oltre la sua velocità nominale, raggiungendo di fatto una velocità superiore del 20% rispetto a quella nominale. Questo è stato possibile grazie all'adeguata gestione dei vincoli ed alla tecnica di controllo precedentemente illustrata (MTPA), le quali consentono di eseguire un opportuno deflussaggio della PMSM.

Quindi, il raggiungimento di una velocità di rotazione superiore del 20%, significa di fatto, in base alla (2.15), che il sistema HS-FESS elettrico può accumulare addirittura circa il 58% in più di energia netta, quindi incrementare del 58% anche la sua energia specifica.

Inoltre, un altro importante vantaggio consiste nell'estensione dell'intervallo di velocità in cui il HS-FESS elettrico può lavorare ad una potenza continuativa (+34%).

Pertanto, in base alle precedenti considerazioni, si può affermare che la gestione dei vincoli e la tecnica di controllo proposta consentono di ottenere valori più elevati di energia specifica e di estendere la regione di funzionamento a potenza continuativa dell'HS-FESS elettrico.

3.6 Rendimento energetico dell'HS-FESS

Al fine di verificare i risultati precedentemente ottenuti tramite le mappe di efficienza, è stato eseguito uno studio in simulazione in ambiente *Matlab-Simulink* con l'obiettivo di simulare differenti processi di carica e scarica del HS-FESS. In particolare, è stato previsto che la PMSM operi in differenti intervalli di velocità e di potenza; questo consente di valutare quali fra questi garantiscono, a parità di energia immagazzinata, le migliori prestazioni in fase di carica e scarica, anche dal punto di vista energetico. La PMSM è stata quindi controllata secondo un opportuno profilo di riferimento di velocità, il quale è stato scelto per simulare il processo di carica e scarica del HS-FESS. È stato quindi progettato un sistema di controllo convenzionale (Figura 3.9) basato su regolatori PI, costituito da un anello di velocità esterno e due anelli di corrente interni. Inoltre, per garantire il deflussaggio della PMSM, è stato utilizzato un ulteriore anello di tensione (inseguitore di tensione, [56]-[57]), il quale sintetizza il valore di riferimento della corrente smagnetizzante in modo

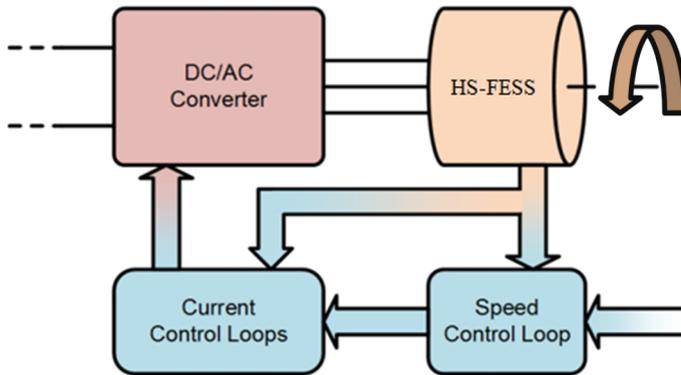


Figura 3.9. Schema di alimentazione e di controllo del HS-FESS.

da garantire il rispetto del vincolo di saturazione di tensione. In questo modo, è stato possibile implementare la strategia di controllo MTPA e, quindi, valutare le prestazioni della PMSM in diverse condizioni di funzionamento. Sono stati considerati tre differenti casi, come riassunto in TABELLA 3.2 e brevemente descritto di seguito:

- ✓ nel primo caso (C-I), la PMSM opera nell'intervallo di velocità 15-30 krpm (energia immagazzinata E_s pari a 2 kWh), mentre la potenza è limitata a metà del valore nominale;
- ✓ nel secondo caso (C-II), la PMSM opera nello stesso intervallo di velocità del caso C-I, mentre la potenza è limitata al suo valore nominale;
- ✓ nel terzo caso (C-III), l'intervallo di velocità è stato imposto fra 22.2-34.2 krpm al fine di accumulare la stessa quantità di energia dei due casi precedenti, mentre la potenza è limitata al 75% del valore nominale.

TABELLA 3.2
DIFFERENTI CASI CONSIDERATI PER LE DI SIMULAZIONI

<i>Casi</i>	ω_{min} [krpm]	ω_{max} [krpm]	T_b [Nm]	P_b [kW]
C-I	15	30	32	50
C-II	15	30	32	100
C-III	22.2	34.2	32	75

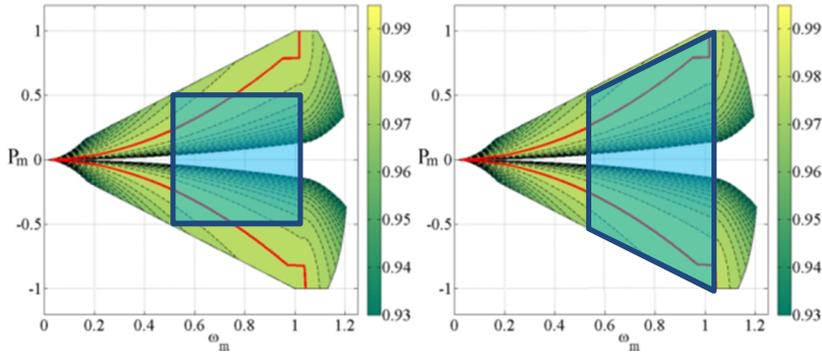


Figura 3.10. Differenti regioni di funzionamenti della PMSM nel caso C- I (a sinistra) e nel caso C- II (a destra)

Considerando la Figura 3.10 è possibile notare che, nei casi C-I e C II, la PMSM opera solo all'interno della sua regione coppia costante [28], [57]. Nel caso C-III, invece, l'intervallo di velocità è stato opportunamente scelto per valutare le prestazioni nella regione di deflussaggio, come ben evidenziato in Figura 3.11.

Prima di procedere allo studio in simulazione, risulta importante definire un valore costante dei parametri r e R_c ; infatti, l'analisi delle perdite della PMSM ha evidenziato che questi ultimi risultano variabili al variare della velocità di rotazione, mentre questo studio in simulazione si è basato sul modello circuitale in cui tali parametri sono stati assunti per semplicità costanti. Per questo motivo, vista l'evoluzione dei parametri riportata in Figura 3.4, si è deciso di considerare per entrambi i corrispondenti valori medi nell'intervallo 15-36 krpm, come riportato di seguito:

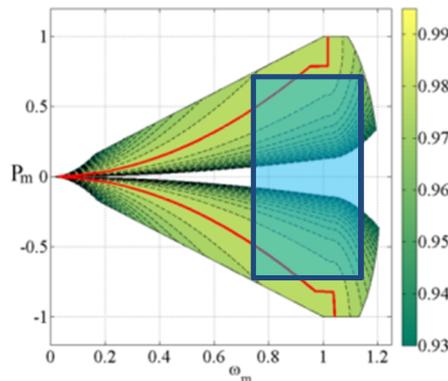


Figura 3.11. Regione di funzionamento della PMSM nel caso C- III.

$$R_c = \frac{R_c|_{\omega_m=15 \text{ krpm}} + R_c|_{\omega_m=36 \text{ krpm}}}{2} \cong 218.7 [\Omega]$$

$$r = \frac{r|_{\omega_m=15 \text{ krpm}} + r|_{\omega_m=36 \text{ krpm}}}{2} \cong 25.3 [m\Omega]$$
(3.39)

I risultati delle simulazioni sono mostrati da Figura 3.12 a Figura 3.14.

Innanzitutto, riferendosi al caso C-I, si può notare che la PMSM raggiunge la sua velocità nominale in circa 50 secondi, come mostrato in Figura 3.12. Durante l'avvio, la coppia è mantenuta costante al suo valore nominale, mentre la potenza aumenta sino a metà della potenza nominale, come mostrato in Figura 3.13. Tuttavia, una volta che il valore di velocità di riferimento è raggiunto, sia la coppia sia la potenza si riducono rapidamente fino quasi ad annullarsi, in quanto le perdite per attrito e nei cuscinetti sono state trascurate.

Successivamente, dopo circa 80 secondi dall'istante iniziale della simulazione, si impone una variazione a gradino della velocità di riferimento al fine di simulare il processo di carica; in questo modo, la velocità del rotore aumenta sino a 30 krpm, mentre la coppia decresce in accordo con il funzionamento a potenza costante. L'evoluzione della coppia è legata al vincolo di limitazione di potenza, la quale deve essere pari al massimo a metà del valore nominale nel caso C-I. Come risultato, il valore di velocità di riferimento è raggiunto in circa 72 secondi, dopo di che sia coppia sia la potenza si riducono nuovamente quasi a zero, analogamente al caso precedente. Inoltre, si può osservare in Figura 3.14 che non risulta necessario alcun deflussaggio, dato che la corrente i_d è sempre pari a zero.

Successivamente, in corrispondenza dell'istante di tempo pari a 160 secondi, è imposto una nuova variazione a gradino della velocità di riferimento opposta a quella precedente al fine di simulare il processo di scarica del HS-FESS elettrico. Di conseguenza, la PMSM opera transitoriamente come generatore per ridurre la velocità del rotore sino a quella di riferimento. Durante la fase di scarica, che dura circa 72 secondi, tutte le evoluzioni risultano quasi speculari rispetto al processo di carica precedente, come mostrato da Figura 3.12 a Figura 3.14.

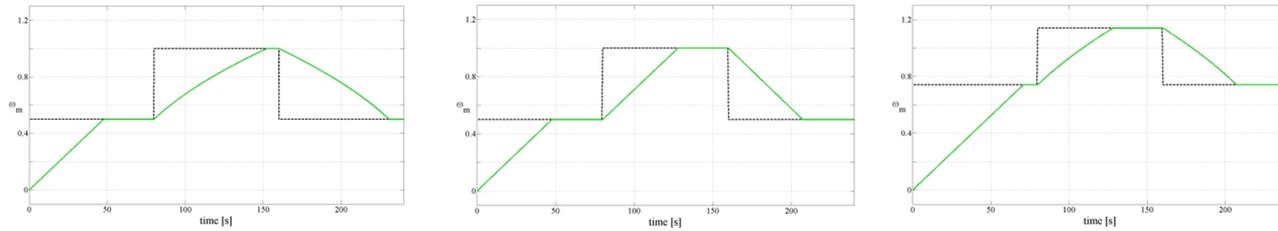


Figura 3.12. Evoluzione della velocità ottenuta nei casi C-I (sulla sinistra), C-II (al centro) e C-III (sulla destra): ω_m^* (nero) e ω_m (verde).

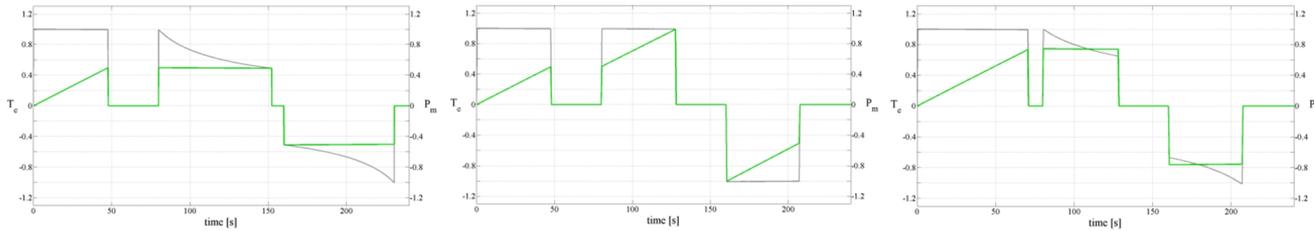


Figura 3.13. Evoluzione della coppia e della potenza ottenute nei casi C-I (sulla sinistra), C-II (al centro) e C-III (sulla destra): T (grigio) e P_m (verde).

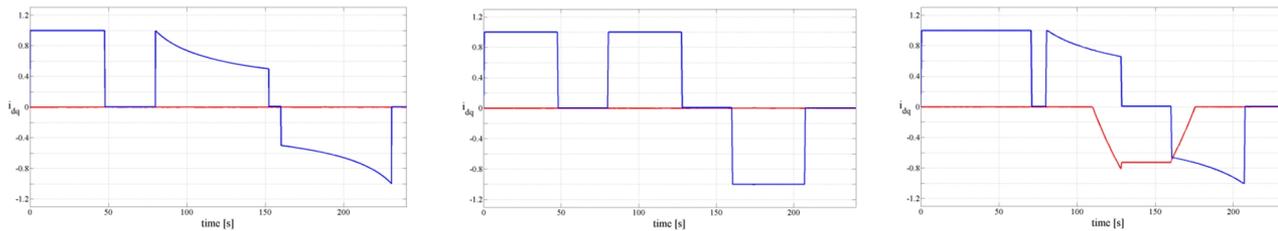


Figura 3.14. Evoluzioni delle correnti ottenute nei casi C-I (sulla sinistra), C-II (al centro) e C-III (sulla destra): i_d (rosso) e i_q (blu).

Considerando ora le evoluzioni di velocità, coppia, potenza e corrente ottenute nei casi C-II e C-III, è possibile riscontrare alcune differenze rispetto al caso C-I appena esaminato. In particolare, le fasi di carica e scarica risultano più brevi nel caso C-II (48 s) rispetto al caso C-I (72 s): questo è riconducibile al fatto che la coppia, nel caso C-II, è limitata dal suo valore nominale e non dalla metà dello stesso (caso C-I), consentendo quindi un maggiore sfruttamento delle potenzialità della PMSM. Risultati analoghi si ottengono anche nel caso C-III, in corrispondenza del quale le fasi di carica e scarica durano circa 48.6 secondi. Durante queste ultime, la PMSM opera a potenza costante, pari al 75% del suo valore nominale, come mostrato in Figura 3.13. Inoltre, una volta superata la velocità nominale (30 krpm), il funzionamento nella regione a potenza costante richiede il deflussaggio della macchina, come ben evidenziato dall'evoluzione di i_d riportata in Figura 3.14. Sempre in riferimento alle fasi di carica e scarica del HS-FESS, è importante sottolineare il fatto che, nonostante la potenza sia limitata al 75% della potenza nominale, l'intervallo di velocità operativo della PMSM necessario per accumulare la stessa quantità di energia risulta, nel caso C-III, inferiore di circa il 20% rispetto ai casi C-I e C-II. Infatti, lavorando a velocità superiori, è possibile immagazzinare la stessa quantità di energia con un differenziale di velocità di soli 12 krpm invece che 15 krpm. Sempre in riferimento al caso C-III e, in particolare, alla Figura 3.12, è possibile notare la maggiore durata della fase di avvio della SPM, la quale deve raggiungere un valore di velocità più elevato rispetto ai casi precedenti.

Risulta ora importante confrontare le efficienze di carica e scarica ottenute nei tre casi; in particolare, l'efficienza di carica $\varepsilon_c\%$ è stata valutata tenendo conto della variazione dell'energia immagazzinata, di quella dissipata per effetto Joule E_J e delle perdite nel nucleo E_c durante l'intero processo. Analogamente, le stesse quantità sono state considerate durante la fase di scarica per valutarne la corrispondente efficienza $\varepsilon_s\%$. Le evoluzioni delle energie sopra citate sono riportate da Figura 3.15 a Figura 3.17, mentre i valori di efficienza ottenuti sono riassunti in TABELLA 3.3.

In particolare, le efficienze medie di carica e scarica sono state calcolate tramite le seguenti equazioni:

$$\varepsilon_c \% = \frac{E_s|_{t=80+t_c} - E_s|_{t=80}}{[E_s|_{t=80+t_c} - E_s|_{t=80}] + [E_J|_{t=80+t_c} - E_J|_{t=80}] + [E_c|_{t=80+t_c} - E_c|_{t=80}]} \cdot 100 \quad (3.40)$$

$$\varepsilon_s \% = 1 - \frac{[E_J|_{t=160+t_s} - E_J|_{t=160}] + [E_c|_{t=160+t_s} - E_c|_{t=160}]}{|E_s|_{t=160+t_s} - E_s|_{t=160}|} \cdot 100$$

Facendo riferimento alla fase di carica nel caso C-I, si può osservare che si è raggiunto un buon valore di efficienza complessiva 97.7%, in quanto le perdite per effetto Joule e quelle nel nucleo risultano relativamente basse. Anche il valore di efficienza nella fase di scarica risulta molto simile, come indicato sempre nella TABELLA 3.3. In riferimento alle fasi di carica e scarica nel caso C-II, nonostante queste risultino più brevi

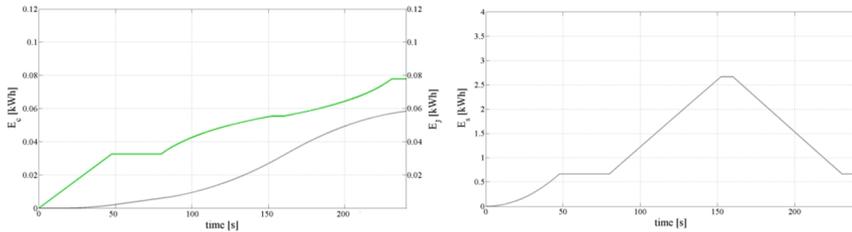


Figura 3.15. Evoluzione dell'energia persa per effetto Joule (in verde, sulla sinistra), a vuoto (in grigio, sulla sinistra) e dell'energia immagazzinata (in grigio, sulla destra) nel caso C-I.

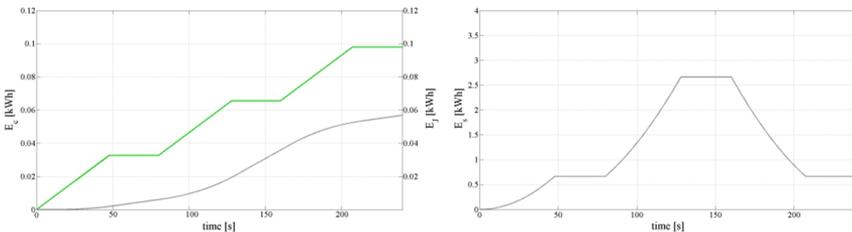


Figura 3.16. Evoluzione dell'energia persa per effetto Joule (in verde, sulla sinistra), a vuoto (in grigio, sulla sinistra) e dell'energia immagazzinata (in grigio, sulla destra) nel caso C-II.

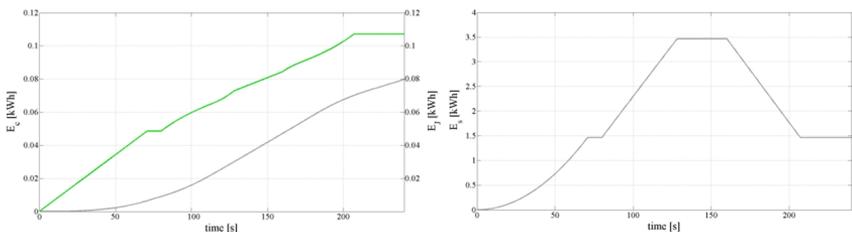


Figura 3.17. Evoluzione dell'energia persa per effetto Joule (in verde, sulla sinistra), a vuoto (in grigio, sulla sinistra) e dell'energia immagazzinata (in grigio, sulla destra) nel caso C-III.

TABELLA 3.3
EFFICIENZA DI CARICA E SCARICA

Processo di carica				Processo di scarica				
	C-I	C-II	C-III		C-I	C-II	C-III	
t_c	72	48	48.6	t_s	72	48	48.6	s
$E_s(80)$	667	667	1465.8	$E_s(160)$	2667	2667	3465.8	Wh
$E_s(80,t_c)$	2667	2667	3465.8	$E_s(160,t_s)$	667	667	1465.8	Wh
$E_c(80)$	6.4	6.4	9.72	$E_c(160)$	34.7	38.6	49.9	Wh
$E_c(80,t_c)$	30.5	21.6	32.5	$E_c(160+t_s)$	58.5	53.6	72.7	Wh
$E_J(80)$	32.7	32.7	48.5	$E_J(160s)$	55.5	65.5	84.4	Wh
$E_J(80,t_c)$	55.6	65.5	72.6	$E_J(160+t_s)$	77.9	97.9	107.1	Wh
ε_c	97.70	97.65	97.71	ε_s	97.74	97.68	97.77	%

di circa 24 s ciascuna rispetto al caso C-I, le efficienze corrispondenti sono leggermente inferiori; questo è riconducibile principalmente al fatto che le perdite per effetto Joule nel caso C-II risultano superiori rispetto al caso C-I, in quanto la PMSM opera a potenze più elevate e, quindi, con valori di corrente superiori, anche se per un tempo minore. Considerando ora il caso C-III, le efficienze risultano molto elevate, addirittura uguali o leggermente superiori al caso C-I. Questo si verifica perché la traiettoria di funzionamento nel caso C-III si sviluppa all'interno di una regione ad alta efficienza, come riscontrabile in base alla mappa mostrata in Figura 3.11. Si può quindi affermare che il caso C-III, nonostante comporti il deflussaggio della PMSM, risulta caratterizzato dalle migliori efficienze di carica e scarica. In questo contesto è comunque importante sottolineare che l'iniezione di una componente di corrente deflussante penalizza le prestazioni energetiche della PMSM in regime stazionario; infatti, una volta raggiunta la velocità massima di riferimento, tale componente di corrente deve essere mantenuta costante anche in presenza di richieste di coppia e potenza molto modeste, come ben evidenziato in Figura 3.14. Di conseguenza, nel caso in cui l'energia debba essere immagazzinata per periodi di tempo relativamente lunghi, l'analisi dell'efficienza dovrebbe riguardare non solo il regime dinamico, ma anche quello stazionario. Tuttavia, per l'applicazione considerata in questo lavoro di tesi (veicoli elettrici), si è assunto che l'energia immagazzinata dal HS-FESS a seguito di una frenatura rigenerativa sia immediatamente restituita per una

successiva accelerazione del veicolo; in questo caso le prestazioni dinamiche e l'efficienza di carica/scarica rappresentano i parametri principali sui quali basare l'analisi delle prestazioni, più che l'efficienza in fase di standby.

In conclusione, è possibile calcolare anche la cosiddetta *round-trip efficiency*, ossia il prodotto tra l'efficienza di carica e quella di scarica, come riportato nella seguente equazione:

$$\varepsilon_{round-trip} \% = \varepsilon_c \cdot \varepsilon_s \cdot 100 \quad (3.41)$$

I risultati ottenuti nei tre casi esaminati sono riassunti in TABELLA 3.4, dalla quale è possibile osservare valori sempre superiori al 95%, in accordo con la specifica di progetto imposta nel Capitolo 2. In particolare, l'efficienza migliore si ottiene nel caso C-III, come del resto atteso in base ai risultati riportati in TABELLA 3.3.

TABELLA 3.4
ROUND- TRIP EFFICIENCY

	C-I	C-II	C-III	
<i>$\varepsilon_{round-trip}$</i>	95.49	95.38	95.53	%

Capitolo 4

*“Pro pagas mizzas de liras, et tale olta pro niente,
Isclavas eternamente tantas pobulassiones,
E migliares de persones servint a unu tirannu.
Poveru genere humanu, povera sarda zenia!”*

“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, VI° otava”

Frantziscu Inniàtziu Mannu – 1794

*“For a few thousand livres, and sometimes for nothing,
Are enslaved eternally whole populations:
And thousands of persons serve a single tyrant.
Poor human species, poor Sardinian race !”*

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Studio e realizzazione del prototipo del HS-FESS

4.1 Introduzione

In questo capitolo vengono descritte le procedure di dimensionamento elettro-meccanico del sistema HS-FESS propedeutiche alla realizzazione di un prototipo in scala, al fine di consentire la validazione delle scelte progettuali (vedasi Capitolo 2).

Il prototipo in scala è stato sviluppato nell'ambito del progetto di ricerca "Sviluppo e realizzazione di un volano elettromagnetico ad alta velocità per veicoli elettrici" (Identificativo: CRP-60404) finanziato tramite la legge regionale 7 agosto 2007, n. 7 " promozione della ricerca scientifica e dell'innovazione tecnologica in Sardegna" tenendo in conto i criteri di fattibilità tecnico/economico imposti dal budget del progetto.

4.2 Dimensionamento del prototipo di HS-FESS elettrico

Come già sottolineato in precedenza, le specifiche progettuali del prototipo in scala hanno tenuto conto di criteri di fattibilità tecnico/economico imposti dal budget di progetto.

Quindi, tenuto in conto anche degli aspetti legati alla sicurezza degli addetti alla sperimentazione si è deciso limitare la velocità massima del prototipo a 6 krpm. Questo, per ovvie ragioni, è un limite in termini di energia accumulabile e quindi un limite sull'energia specifica, così come visto nel Capitolo 2.

Inoltre, sul prototipo a bassa velocità non sarà possibile valutare gli effetti delle alte velocità di rotazione e quindi sulle perdite, come verrà meglio illustrato successivamente. La Figura 4.1 riporta il layout generale del prototipo realizzato grazie all'ausilio del software *Solid Works*.

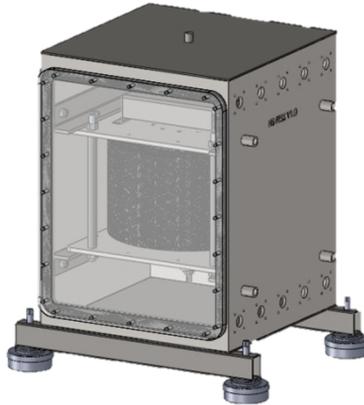


Figura 4.1. Rappresentazioni del layout generale del prototipo

Il prototipo ha come obiettivo quello di riprodurre più fedelmente possibile la configurazione studiata mantenendo un elevato rapporto energia accumulata/potenza. Il prototipo così fatto consente quindi di validare la procedura di dimensionamento e le tecniche di controllo proposte.

Tenendo conto di quanto detto sono state redatte le seguenti specifiche di progetto:

- ✓ Energia netta accumulata E_d pari a 0.013 kWh
- ✓ Potenza massima pari a 1 kW;
- ✓ Potenza continuativa pari a 0.5 kW.
- ✓ Massima velocità di rotazione pari a 6 krpm.

Il volano è stato realizzato rispettando le principali caratteristiche del HS-FESS, come discusso nel Capitolo 2. Per questo motivo si è deciso di realizzare il volano con lo stesso materiale (fibra di carbonio) utilizzato per il FESS ad alta velocità, imponendo le specifiche riportate in TABELLA 4.1.

Quindi, in base alle (2.20), (2.21) e la (2.22), si sono ottenute le diverse combinazioni di raggio esterno e di altezza del volano tali da consentire di accumulare 0.013 kWh. In particolare, in Figura 4.2, si riporta l'andamento dell'energia specifica $E_{specific}$, raggio esterno r_o e altezza l_s del volano imponendo le specifiche di progetto riportate in TABELLA 4.1.

TABELLA 4.1
SPECIFICHE DI PROGETTO DEL PROTOTIPO

E_d	.013	kWh
ω_{max}	6	krpm
ρ_s	1620	kg/m ³
k_r	.6	-
k_ω	2	-

Quindi si è imposto anche per il prototipo il parametro x pari a 0.55, il quale garantisce una energia specifica iniziale pari a 0.76 Wh/kg. Il valore di r_o ottenuto è pari a 160 mm, il quale soddisfa la condizione di funzionamento (2.24) essendo $r_{o,max}$ addirittura maggiore ai 2 metri. Come illustrato nel Capitolo 2, il dimensionamento della PMSM e della struttura in acciaio contribuiscono all'aumento del momento di inerzia totale e quindi dell'energia accumulabile. Per il prototipo, a seguito del dimensionamento della PMSM, il momento di inerzia risulta pari 0.42 kgm² e l'energia accumulata pari a 0.017 kWh, ossia un incremento di circa il 32% rispetto alla specifica di progetto iniziale.

Per questo motivo, si è ridotto il raggio r_o del volano ad un valore tale per cui si riottiene il valore di momento di inerzia desiderato. Il valore così ottenuto è r_o pari a 150 mm. Infine, il nuovo valore di energia specifica ottenuto, tenendo conto della PMSM e della struttura in acciaio, è pari a 0.361 Wh/kg, per un peso totale della struttura di circa 36 kg (involucro e convertitore elettronico di potenza non sono stati considerati nel computo del peso). In TABELLA 4.2 si riportano le principali grandezze

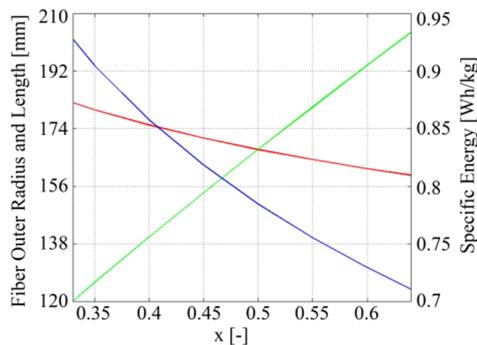


Figura 4.2. Parametri del volano al variare del parametro x : r_o (rosso), l_s verde, E_d energia specifica (blu)

TABELLA 4.2
PARAMETRI GEOMETRI PRELIMINARI E DEFINITIVI DEL VOLANO

<i>Parametro</i>	<i>Dimensionamento preliminare</i>	<i>Dimensionamento definitivo</i>	<i>Unità di misura</i>
E_d	0.013	.013	kWh
J_s	.3161	.3161	kg·m ²
$\omega_{max} - \omega_{min}$	3-6	3-6	krpm
ρ_s	1620	1620	kg/m ³
k_r	.6	.67	-
x	.55	.6	-
r_o	166	150	mm
r_i	100	100	mm
l_s	180	180	mm
<i>Peso totale</i>	17.1	36*	kg
$E_{specific}$.76	.361*	Wh/kg

*L'involucro e il convertitore di potenza non sono stati considerati.

preliminari e definitive riguardanti il volano.

Il dimensionamento della PMSM ha consistito, come già illustrato nel Capitolo 2, nello studio del circuito magnetico e della distribuzione degli avvolgimenti.

In parallelo, si è proceduto alla verifica strutturale del rotore costituito da acciaio e fibra di carbonio con particolare riferimento all'accoppiamento tra i due materiali con l'obiettivo di verificare le sollecitazioni meccaniche ed eventuali limiti funzionali. La verifica, riportata in Appendice B, è stata eseguita dal gruppo di lavoro del professore Franco Aymerich, afferente presso il dipartimento di Ingegneria Meccanica dell'Università di Cagliari, coinvolto nel progetto di ricerca intitolato "Sviluppo e realizzazione di un volano elettromagnetico ad alta velocità per veicoli elettrici". Al fine di riprodurre il più verosimilmente possibile la configurazione della PMSM studiata nel Capitolo 2, si è scelto di adottare 2 coppie polari e la distribuzione "Halbach Array" per i magneti permanenti in Neodimio-Ferro-Boro. Questi ultimi sono caratterizzati da una induzione residua B_r pari a 1.2 [T] e rappresentano un buon compromesso tecnico/economico rispetto a quelli utilizzati nel Capitolo 2 (B_r pari a 1.4 [T]).

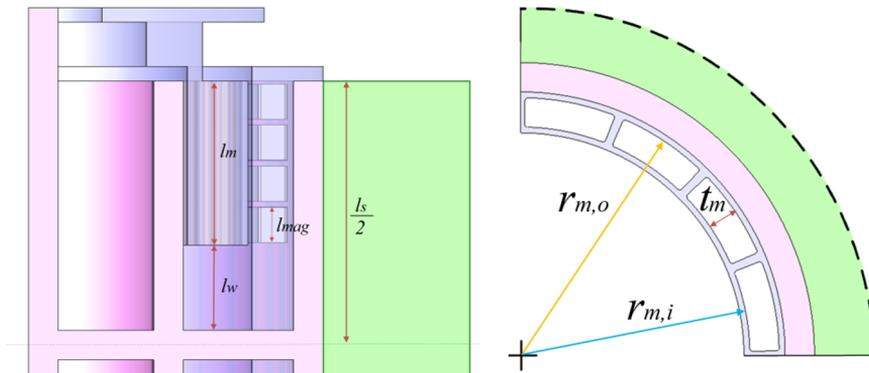


Figura 4.3. Sulla sinistra, sezione assiale della PMSM, l_w rappresenta l'altezza necessaria per la richiusura degli avvolgimenti, l_{mag} l'altezza dei magneti, l_m la lunghezza attiva della PMSM e l_s l'altezza complessiva del volano. Sulla destra, raggi interno $r_{m,i}$ ed esterno dei magneti $r_{m,o}$, lunghezza radiale t_m del magnete.

Infatti, i magneti scelti garantiscono, ad un costo inferiore, soddisfacenti valori di densità di coppia e potenza. Al fine di utilizzare la stessa configurazione assiale, si è deciso di predisporre i magneti di altezza l_{mag} pari a 12 mm e una intercapedine minima (setto in policarbonato) tra i magneti lungo la direzione assiale, come illustrato in Figura 4.3, di 2 mm. Questo consente, con una lunghezza attiva di macchina l_m pari a 56 mm, di predisporre assialmente 4 file di magneti per un totale di 64 magneti per ciascuna PMSM.

Di seguito, si è proceduto al dimensionamento del raggio interno $r_{m,i}$ ed esterno $r_{m,o}$ dei magneti. Considerando un intercapedine per la struttura in policarbonato di 2 mm rispetto alla struttura in acciaio lungo la direzione radiale, si è imposto il raggio $r_{m,o}$ pari a 88 mm. Considerando la (2.28) e imponendo B_g pari a 0.2 [T], la lunghezza radiale t_m ottenuta è pari a 10 mm, ossia raggio $r_{m,i}$ uguale a 78 mm, come illustrato in Figura 4.3; questo risultato è stato confermato dalla FEA effettuata tramite il software JMAG, come riportato in Figura 4.4. In questa figura si può osservare, rispettivamente, l'induzione magnetica B_g calcolata nel raggio medio r_g del traferro (pari a 75 mm) e la distribuzione delle linee di campo magnetico su un polo magnetico.

Verificato che il valore dell'induzione magnetica al traferro sia pari a quello desiderato, occorre valutare l'eventuale saturazione della struttura in acciaio dovuta alla induzione magnetica.

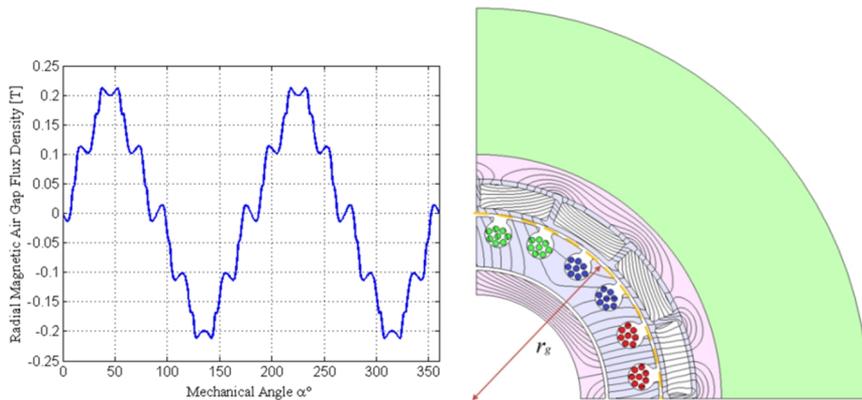


Figura 4.4. Sulla sinistra, la componente radiale dell'induzione magnetica. Sulla destra, la distribuzione linee di campo magnetico in un polo della PMSM

A tal proposito è stata effettuata l'analisi 3D dell'induzione magnetica nella struttura in acciaio (Figura 4.5); tale analisi evidenzia l'assenza di problemi di saturazione della struttura in acciaio, in quanto il valore massimo dell'induzione magnetica è pari a 0.45 T.

Per quanto riguarda la distribuzione degli avvolgimenti, considerata la velocità di rotazione ridotta (6 krpm), si è deciso di optare per una soluzione con un solo strato, così come riportato in Figura 4.6, che consente di semplificare la realizzazione dell'avvolgimento stesso garantendo una soddisfacente qualità della distribuzione di avvolgimento. Quindi, si è deciso di imporre un numero di spire per cava per polo e per

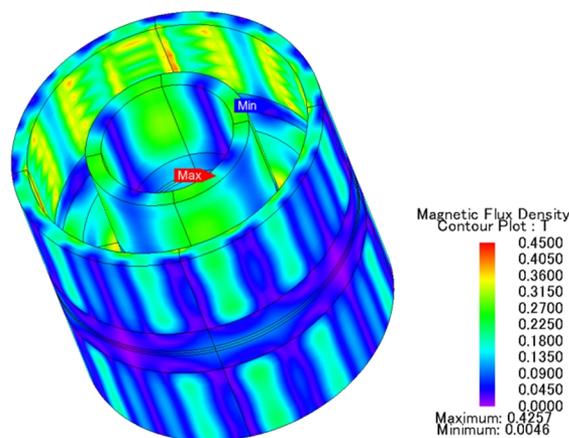


Figura 4.5. Induzione magnetica nella struttura in acciaio

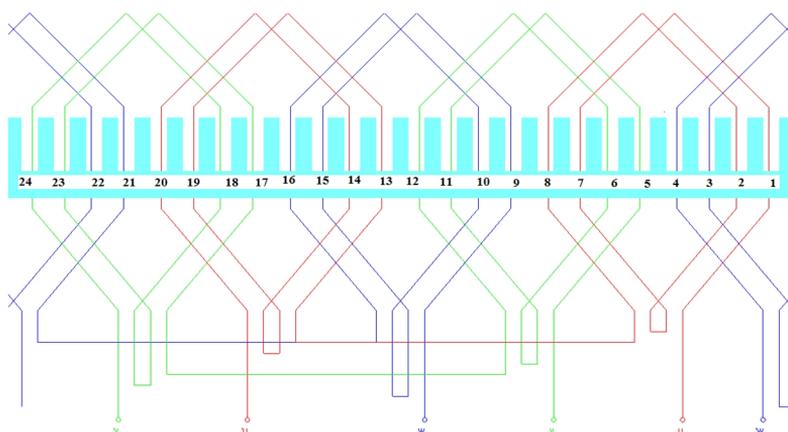


Figura 4.6. Distribuzione degli avvolgimenti trifase in configurazione a singolo layer: fase U (rosso), fase V (verde), fase W (blu).

fase N_{pq} pari a 8 a cui corrisponde un flusso magnetico concatenato A_c con un solo conduttore pari a 1.16 mWb. Quindi, tramite la (2.29), si ottiene il valore di tensione indotta di prima armonica pari a 17.5 V; l'evoluzione della tensione indotta viene riportata in Figura 4.7 alla velocità di rotazione di 6 krpm. Quindi, data la massima potenza meccanica desiderata su ciascuna una PMSM ($P_{m,nom}$ pari a 0.5 kW), è possibile ricavare il corrispondente valore di corrente di picco, pari a 19 A. In Figura 4.8, quindi, si riporta, l'evoluzione della potenza elettromeccanica $P_{m,nom}$ e della coppia elettromagnetica T alla velocità di rotazione di 6 krpm imponendo una alimentazione con una terna equilibrata di correnti sinusoidali con valore massimo di 19 A.

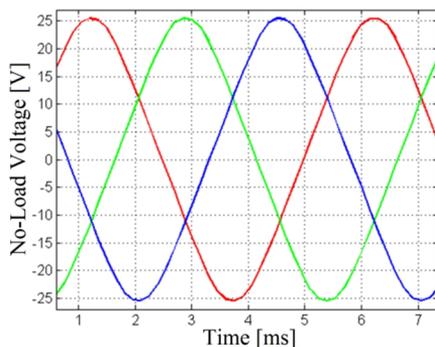


Figura 4.7. Tensione indotta a vuoto alla velocità di 6 krpm, fase U(rosso), fase V (verde), fase W (blu) (5).

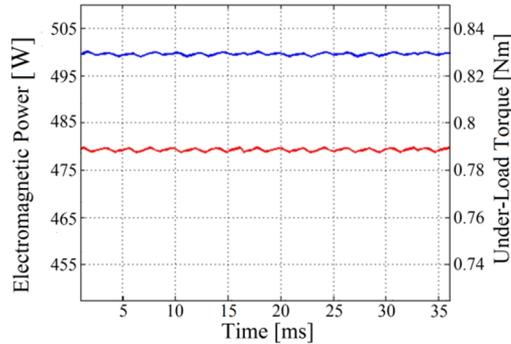


Figura 4.8. Potenza elettromeccanica $P_{m,nom}$ e coppia elettromeccanica T alla velocità di 6 krpm.

La scelta dei conduttori, come illustrato nel Capitolo 2, incide sulle perdite a carico e sulle perdite a vuoto. Per riprodurre la configurazione proposta e in base alla massima corrente per fase ammissibile, l'avvolgimento è stato realizzato con dei conduttori *litz wire*, questi conduttori hanno le seguenti caratteristiche: n_f pari a 80 e diametro esterno d_o pari a 0.2 mm, resistenza elettrica specifica R_{Litz} di ogni singolo filo pari a 0.5441 [Ω/m]. La resistenza elettrica, valutata in base alla (2.37), imponendo lunghezza del conduttore di fase l_c pari a 12 m, è pari a 79 m Ω . In prima approssimazione, facendo riferimento alla (2.35), le perdite per correnti parassite sono circa 240 mW, ossia circa il 0.048% della potenza nominale di ciascuna PMSM. Questo risultato è confermato dalle simulazioni eseguite su JMAG, come riportato in Figura 4.9 (evoluzione delle le perdite per correnti parassite per tutta la fase alla velocità di 6 krpm). La stessa procedura si può ripetere per stimare le perdite per

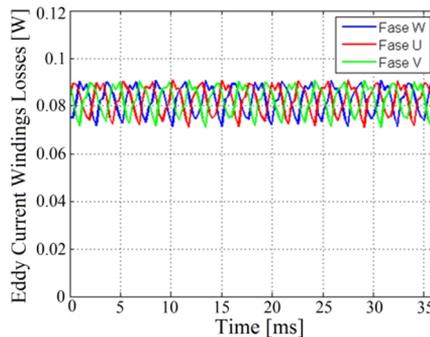


Figura 4.9. Perdite a vuoto della PMSM alla velocità di 6 krpm: Perdite per correnti parassite negli avvolgimenti

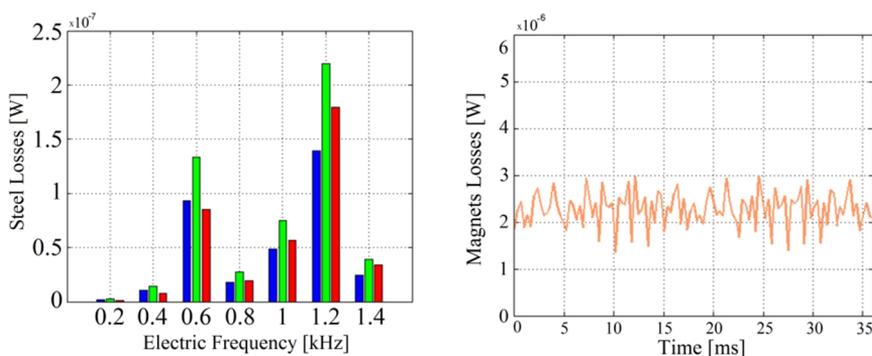


Figura 4.10. Perdite a vuoto della PMSM alla velocità di 6 krpm: Perdite per isteresi nella struttura in acciaio (blue, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nella struttura in acciaio (verde, sulla sinistra), perdite per correnti parassite in eccesso nella struttura in acciaio (in rosso, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nei magneti (arancione, sulla destra)

isteresi e correnti parassite, le perdite addizionali nella struttura in acciaio e le perdite per correnti parassite nei magneti. I risultati, riportati in Figura 4.10, evidenziano che queste perdite hanno un peso irrilevante, infatti grazie alla configurazione adottata, all'utilizzo dei *litz wire* e alla bassa velocità di rotazione del prototipo progettato, le perdite a vuoto risultano trascurabili, nell'ordine del 0.048% della potenza nominale. Per quanto riguarda invece l'efficienza complessiva della PMSM, occorre analizzare le perdite a carico. Questi si ottengono alimentando la macchina con la corrente nominale (CASO A-I) e stimando le perdite per isteresi, per correnti e le perdite addizionali nell'acciaio, insieme alle perdite per correnti parassite nei magneti e negli avvolgimenti ad una velocità di 6 krpm. I risultati ottenuti sono riportati in Figura 4.11 e Figura 4.12.

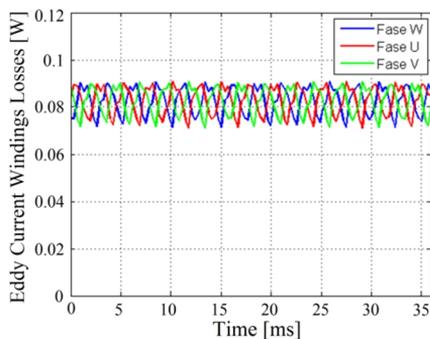


Figura 4.11. Perdite a carico della PMSM alla velocità di 6 krpm: Perdite per correnti parassite negli avvolgimenti

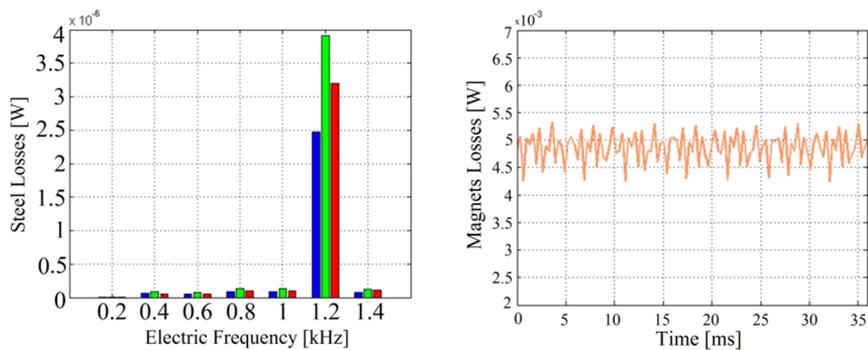


Figura 4.12. Perdite a carico della PMSM alla velocità di 6 krpm: Perdite per isteresi nella struttura in acciaio(blue, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nella struttura in acciaio (verde, sulla sinistra), perdite per correnti parassite in eccesso nella struttura in acciaio(in verde, sulla sinistra), perdite per correnti parassite nei magneti (arancione, sulla destra)

Si può osservare che, i valori ottenuti, sono superiori rispetto alle perdite a vuoto, ma ancora molto bassi, quindi trascurabili rispetto la potenza nominale; infatti risultano il 0.0485% rispetto alla potenza nominale. Questo significa che le perdite a carico possono essere considerate pari alle sole perdite per effetto Joule P_r , le quali presentano un valore pari a 42.77 W, ossia il 8.55% della potenza nominale.

Questo risultato è stato ottenuto grazie all'adozione dei *litz wire*, i quali sono stati scelti al fine di riprodurre la configurazione proposta nel Capitolo 2 e non per massimizzare l'efficienza. Infatti, per questo regime di velocità, si potrebbero non usare i *litz wire* (specifici per applicazioni ad alta velocità) ma dei conduttori standard i quali garantirebbero perdite a vuoto contenute e valori di resistenza in continua inferiori.

Infatti, i limiti imposti sulla velocità di rotazione massima non consentono di ottenere elevati valori di densità di potenza con conseguenze sull'efficienza complessiva del sistema. Ad esempio, considerando una velocità di rotazione massima pari a 10 krpm, la potenza complessiva aumenterebbe del 66% e quindi le P_r rappresenterebbero solo il 2.57% della potenza nominale della PMSM. Inoltre, se si considera il funzionamento alla potenza continuativa alla velocità di rotazione massima le perdite risultano pari a 10.7 W, ossia il 2.14% della PMSM nominale.

4.3 Valutazione delle prestazioni del prototipo (simulazioni)

Per calcolare la mappa di efficienza del prototipo si è utilizzato un circuito equivalente della PMSM a parametri concentrati e costanti, nella quale il parametro R_c risulta trascurabile, come riportato in Figura 4.13.

L'efficienza nel funzionamento da motore e generatore, tenendo conto dei vincoli sul valore massimo della corrente, sul valore massimo della tensione e sulla coppia/ potenza, in base alla (3.38), può essere calcolata rispettivamente:

$$\varepsilon_m = \frac{P_m}{P_m + P_r} = \frac{\omega_e \Lambda i_q}{\omega_e \Lambda i_q + r |i_{dq}|^2} \quad (4.1)$$

$$\varepsilon_g = 1 - \frac{P_r}{P_m} = 1 - \frac{r |i_{dq}|^2}{\omega_e \Lambda |i_q|}$$

In Figura 4.14 è riportata la mappa di efficienza ottenuta utilizzando la tecnica di controllo “*maximum torque per ampere*” (MTPA). Da una attenta analisi della mappa sopradetta si evince che i valori più elevati di efficienza si ottengono sempre in corrispondenza dell'intorno della velocità nominale, come tipicamente avviene per le applicazioni a bassa velocità di rotazione.

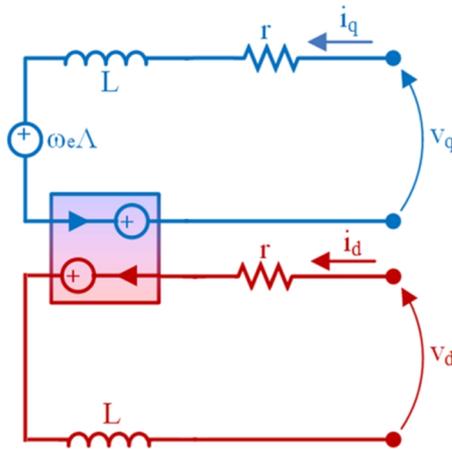


Figura 4.13. Circuito a parametri concentrati della PMSM riferito agli assi dq .

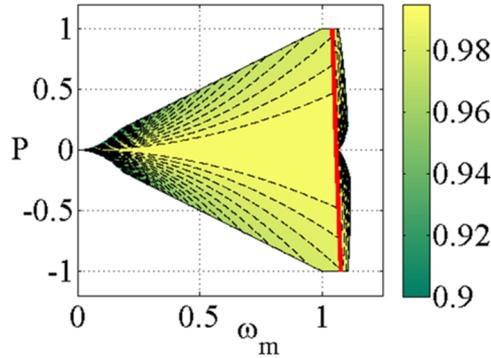


Figura 4.14. Mappa di efficienza della PMSM sul piano (ω_m, P_m) Maximum Efficiency Per Power locus (MEPP, rosso).

La mappa di efficienza evidenzia che la PMSM sviluppata per il prototipo può operare con successo oltre la sua velocità nominale, raggiungendo di fatto una velocità superiore rispetto a quella nominale, garantendo così i vari vantaggi illustrati nel capitolo 2. Considerando solo le perdite a vuoto di tipo elettromagnetiche, così come riportato nella relazione (3.6), il tasso di auto scarica è pari al 50% ($\omega_{m,f}$ pari al 50% della $\omega_{m,i}$) in un tempo pari ad 2 giorni e del 90% ($\omega_{m,f}$ pari al 90% della $\omega_{m,i}$) in circa una settimana così come riportato in Figura 4.15. Sempre in Figura 4.15, si riporta l'evoluzione della potenza e della coppia per ciascuna PMSM durante il funzionamento a vuoto.

Infine, in TABELLA 4.3 si riportano le principali grandezze della PMSM ottenute.

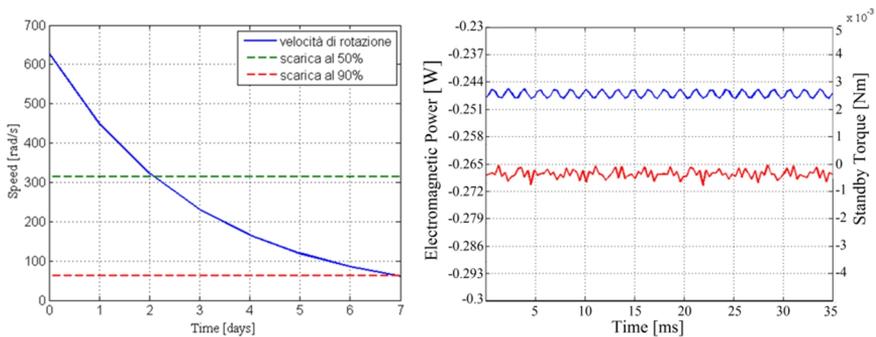


Figura 4.15. Sulla sinistra, andamento velocità in evoluzione libera. Sulla destra, potenza elettromeccanica $P_{m,nom}$ (blue) e coppia elettromeccanica (red) alla velocità di 6 krpm

TABELLA 4.3
PARAMETRI DELLA PMSM

$P_{m,c}$.250	kW	q	2	-
$P_{m,nom}$	500	kW	n_l	1	-
$V_{ph,1}$	12.4	V	N_{pq}	8	-
I_{ph}	19	A	A_c	1.16	mWb
B_g	.2	T	L	25	μH
$fasi$	3	-	A	19	mWb
t_m	10	mm	r	70	$m\Omega$
p	2	-	l_c	12	m
Numero di cave	24	-	l_m	56	mm

4.4 Realizzazione e assemblaggio del prototipo

La realizzazione e l'assemblaggio del prototipo è stata eseguita in collaborazione con l' Ing. Diego Serrao. La prima fase della costruzione del prototipo è consistita nella realizzazione di parte della struttura rotoria in acciaio AISI304. Questa lavorazione è stata realizzata dalla ditta "Costruzione e riparazioni meccaniche - Officina Elio Palazzo di Santoriello Antonietta & Figli s.a.s", come illustrato in Figura 4.16. In particolare, la superficie esterna della struttura rotoria da accoppiare al materiale composito è stata realizzata con una tolleranza di lavorazione $r6$ che comporta le seguenti caratteristiche dimensionali:



Figura 4.16. Immagini della parte centrale del rotore realizzata in acciaio AISI304

- ✓ Diametro nominale: 200 mm;
- ✓ Limite superiore: 200,106 mm;
- ✓ Limite inferiore: 200,077 mm;
- ✓ Scostamento superiore: 0,106 mm
- ✓ Scostamento inferiore: 0,077 mm
- ✓ Ampiezza tolleranza: 0,029 mm

Questo aspetto costruttivo è di notevole importanza per il successivo accoppiamento della struttura in acciaio con il materiale composito scelto, le cui principali caratteristiche sono riportate in TABELLA 4.4. Infatti, risulta di fondamentale importanza che il materiale composito aderisca perfettamente con la struttura in acciaio, al fine di evitare un distacco dovuto alle forze presenti durante la rotazione. In particolare, lo studio di questo specifico aspetto è stato condotto in collaborazione con il gruppo di lavoro del professore Franco Aymerich, afferente presso il dipartimento di Ingegneria Meccanica dell'Università di Cagliari. L'accoppiamento tra acciaio e composito può essere fatto per forzamento o per avvolgimento diretto. Per effettuare la scelta migliore, sono state condotte diverse simulazioni e valutazioni di

TABELLA 4.4
SPECIFICHE DELLE FIBRE DI CARBONIO PYROFIL™ TR50S 12K

<i>Tow Tensile</i>		Strength	4,90	<i>GPa</i>
		Modulus	240	<i>GPa</i>
<i>Density</i>			1620	<i>kg/m³</i>
<i>Yield</i>			800	<i>mg/m</i>
<i>Tensile</i>	0°	Strength	2950	<i>MPa</i>
		Modulus	142	<i>GPa</i>
	90°	Strength	79	<i>MPa</i>
		Modulus	9	<i>GPa</i>
<i>Compressive</i>		Strength	1600	<i>MPa</i>
		Modulus	130	<i>GPa</i>
<i>Flexural</i>	0°	Strength	3000	<i>MPa</i>
		Modulus	130	<i>GPa</i>
	90°	Strength	140	<i>MPa</i>
		Modulus	9	<i>GPa</i>
<i>Short-Beam Shear</i>		Strength	90	<i>MPa</i>



Figura 4.17. Sulla sinistra, avvolgimento della fibra usando il *filament winding* ed il *wet lay-up*. Sulla destra, dettaglio sulla ruota in contropinta che consente una miglior gestione della resina e una complessiva realizzazione dell'anello esterno.

tipo tecnico/economico. La scelta definitiva è ricaduta proprio sull'avvolgimento diretto in quanto il forzamento presenta, oltre ad un incremento dei costi di produzione, maggiori rischi di danneggiamento del materiale composito. La soluzione scelta, nonostante risulti teoricamente meno performante, garantisce, alla velocità massima di rotazione, una buona adesione tra il materiale composito e la struttura in acciaio. Per realizzare l'avvolgimento in composito è stato utilizzato un sistema motorizzato a bassa velocità di rotazione (dai 30 ai 60 rpm) realizzato ad hoc in cui il particolare mandrino è stato montato con due spallamenti in plexiglass per consentire una più precisa disposizione della fibra di carbonio. La Figura 4.17 mostra il sistema precedentemente descritto. Il dispositivo utilizzato per realizzare l'avvolgimento prevede anche una vasca per il contenimento della resina epossidica che, una volta miscelata con il catalizzatore, ha un tempo di lavorabilità limitato. Per tale ragione, devono essere opportunamente controllate sia le percentuali resina/catalizzatore sia la temperatura di lavoro da cui dipende la velocità di catalizzazione. Inoltre, un altro aspetto importante che riguarda sempre la temperatura, è quello legato alla fase di consolidamento: avendo scelto una resina che ha una fase di post-cura molto lenta e che ha come temperatura iniziale quella ambiente, è stato necessario anche controllare la temperatura della sala in cui si è eseguito l'avvolgimento per evitare

processi di catalizzazione della resina non uniformi. La tensione applicata al filo in fibra di carbonio e la quantità di resina usata per impregnare la fibra è stata controllata manualmente ma con una parziale innovazione del sistema classico di avvolgimento; un cilindro in materiale metallico, libero di ruotare è stato inserito in contropinta rispetto al rotore, come mostrato nella Figura 4.17. La ruota in contropinta ha permesso una ottimizzazione ancora migliore del processo in quanto una leggera compressione durante l'avvolgimento della fibra aiuta ad omogeneizzare il corpo cilindrico, limitando la quantità d'aria intrappolata all'interno dei vari strati e consentendo una migliore uniformità nell'affiancamento dei lembi della fibra disposta manualmente. La Figura 4.18 mostra il rotore prima della fase di post-cura che è stata eseguita in autoclave, la quale è stata utilizzata come un forno in cui si è imposto un ciclo di consolidamento della resina strutturato in modo da raggiungere molto lentamente il plateau di 70 °C per un tempo totale di 10 ore. I due transitori di riscaldamento e raffreddamento (dalla temperatura ambiente di plateau e viceversa) hanno una durata di circa 1 ora ciascuna. Il ciclo termico utilizzato consente di limitare il più possibile qualsiasi tipo di tensione interna durante la post-cura legata alla diversa dilatazione termica molto diversa dell'accoppiamento composito acciaio. Questa fase di verifica del bilanciamento dopo la fase di post-cura è stata necessaria in quanto non risulta possibile raggiungere un livello di precisione tale da evitare piccoli squilibri di massa del componente finito. Il processo di



Figura 4.18. Dopo l'avvolgimento, la fase di post-cura è stata eseguita in autoclave.



Figura 4.19. Struttura in acciaio e materiale composito

accoppiamento descritto è stato eseguito dalla ditta “SMM Compositi” di Carta Vittorio mentre la caratterizzazione dei materiali compositi utilizzati è stata eseguita con test distruttivi nel laboratorio di Materiali Compositi del DIMCM presso l’Università di Cagliari: il risultato dell’accoppiamento è riportato in Figura 4.19.

Realizzato l’accoppiamento tra il materiale composito e la struttura in acciaio, al fine di concludere l’assemblaggio della parte rotante, occorre posizionare i magneti all’interno della struttura in acciaio. Per posizionare all’interno del rotore i magneti si è deciso di realizzare degli anelli in policarbonato, come illustrato in Figura 4.20, nella quale sono presenti gli alloggi per i magneti. Gli anelli hanno un altezza di 14 mm, le pareti



Figura 4.20. Sulla sinistra, alloggi magneti in policarbonato. Sulla destra, magneti disposti nell’alloggio in policarbonato

divisorie tra i magneti hanno spessore di circa 1 mm. Per limitare i costi e i tempi di realizzazione si è deciso di far realizzare gli anelli con un sistema di prototipazione rapida che si basa sulla deposizione per stratificazione. I magneti invece, sono stati ordinati e acquistati dall'azienda "Sura Magnets" avente sede in Svezia, la quale ha realizzato i magneti secondo specifica con le direzioni di magnetizzazione calcolate per implementare la configurazione *Array Halbach*. I magneti sono stati quindi disposti negli alloggiamenti presenti sugli anelli seguendo l'*Array Halbach* come proposto nel Capitolo 2 ed illustrato sempre in Figura 4.20. Inoltre, per posizionare con una buona precisione i magneti sono stati realizzati degli anelli che fungessero di battuta da posizionare sul fondo del rotore. Gli anelli hanno sulla base un incavo per consentire l'inserimento di un estrattore per agevolare le operazioni di rimozione dei magneti nel caso in cui si volessero apportare delle modifiche. Quindi, posizionati e incollati i magneti nei rispettivi anelli in policarbonato, si è proceduto con l'inserimento di quest'ultimi all'interno del rotore, procedendo come mostrato in Figura 4.21. In particolare, in Figura 4.22, si riporta, sulla sinistra, lo spaccato della parte rotante assemblata e, sulla destra, un'immagine degli anelli inseriti nel rotore bloccati tramite quattro barre filettate vincolate all'estremità tramite dado ad una flangia in acciaio.

Realizzata e assemblata la parte rotante, si è proceduto all'assemblaggio



Figura 4.21. Assemblaggio alloggiamento magneti con la struttura in acciaio

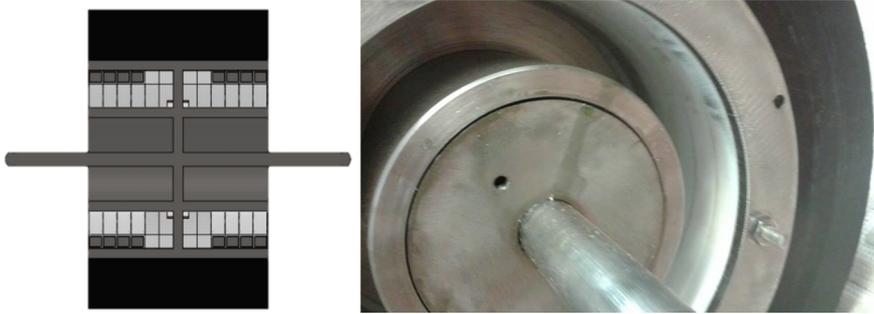


Figura 4.22. Assemblaggio gruppo magneti nel rotore

della parte fissa del prototipo, ossia lo statore, l'encoder per la misura della velocità angolare, i cuscinetti e infine l'involucro.

Anche lo statore, illustrato in Figura 4.23, come gli anelli per i magneti, è stato realizzato in policarbonato in quanto presenta ottime proprietà meccaniche e termiche. Il cilindro in policarbonato ha nella sua parte esterna 24 cave semiaperte in cui sono alloggiati gli avvolgimenti, quest'ultimi realizzati mediante conduttori *litz wire* (Figura 4.23) acquistati dalla società "Elektrisola". Il risultato finale è riportato in Figura 4.24.

Per la misura della velocità angolare si è scelto di utilizzare un *encoder* modello ROC 425 della società "HEIDENHAIN"; l'albero dell'encoder risulta fissato tramite un giunto elastico all'asse del rotore di rotazione

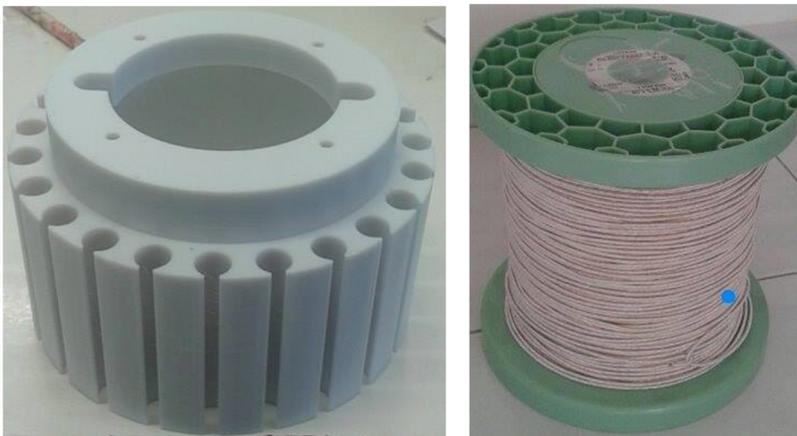


Figura 4.23. Sulla sinistra, statore in policarbonato, sulla destra, bobina di conduttori *litz-wire*.

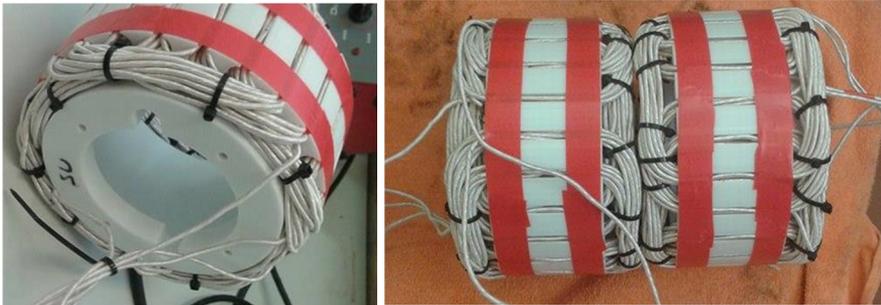


Figura 4.24. Cablaggio statori

opportunamente rastremato. L'Encoder è stato poi fissato, attraverso una opportuna flangia ed una piastra di adattamento, alla struttura della macchina. Tutto questo consente di garantire la corretta distanza tra Encoder-Giunto elastico-Albero di rotazione, come illustrato in Figura 4.25.

Come descritto nel Capitolo 1, i cuscinetti rappresentano una parte fondamentale di un sistema FESS, in quanto incidono sull'affidabilità del sistema e sul tasso di auto scarica. Nel contesto del progetto, considerate le velocità di rotazione massima e i costi, si è optato per una soluzione basata sui cuscinetti a sfera. Questi consentono di eseguire i primi test di funzionalità del prototipo con un investimento ridotto e senza introdurre l'elevata complessità di controllo tipica dei cuscinetti magnetici attivi (AMB). Quindi, eseguiti i primi test, si può poi optare per una eventuale sostituzione di questi cuscinetti con altri più performanti in termini di minori perdite per attrito. I cuscinetti scelti sono gli LCJT20-XL-N aventi

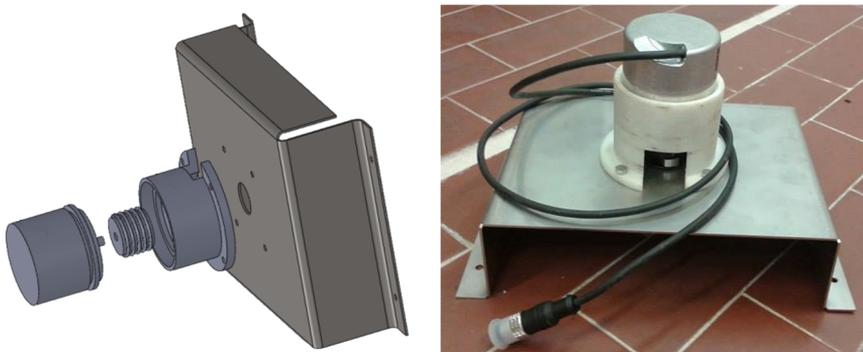


Figura 4.25. Encoder, giunto elastico e flangia adattatrice

TABELLA 4.5

CUSCINETTI SCELTI SONO GLI LCJT20-XL-N

Tipologia supporto	esente da manutenzione
Tipo di carico applicato	Assiale: 500 N Radiale: 200 N
Tipo di movimento	rotazione
Temperatura di esercizio	120°C
Montaggio	Fissaggio a parete
Tipo di lubrificazione	Grasso
Affidabilità nel tempo	90 %
Carico equivalente statico	370.00 N
Carico dinamico equivalente	890.12 N
Durata complessiva in ore (nominale)	5944 h
Lh10	
Numero di giri equivalente	10 krpm

le proprietà riportate in TABELLA 4.5. La Figura 4.26 mostra i cuscinetti scelti. Infine, si è proceduto alla realizzazione dell'involucro che deve garantire il contenimento meccanico e la tenuta per il vuoto. L'involucro, illustrato in Figura 4.27, è stato realizzato dalla RE.M.IN. S.r.l. (VIII Strada Z.I. Macchiareddu 09010 UTA (CA)) a partire da una lamiera in acciaio inossidabile sagomata e forata utilizzando un taglio laser a controllo numerico per garantire un'elevata precisione della lavorazione. La lamiera è stata piegata successivamente e saldata tramite saldatrice a filo continuo. Sull'involucro sono praticate due aperture, la prima per il posizionamento di un vetro multistrato, classe di sicurezza C2 (Vetro antiproiettile, Figura 4.28), con telaio in acciaio Inox; la seconda come



Figura 4.26. Cuscinetto LCJT20-XL-N

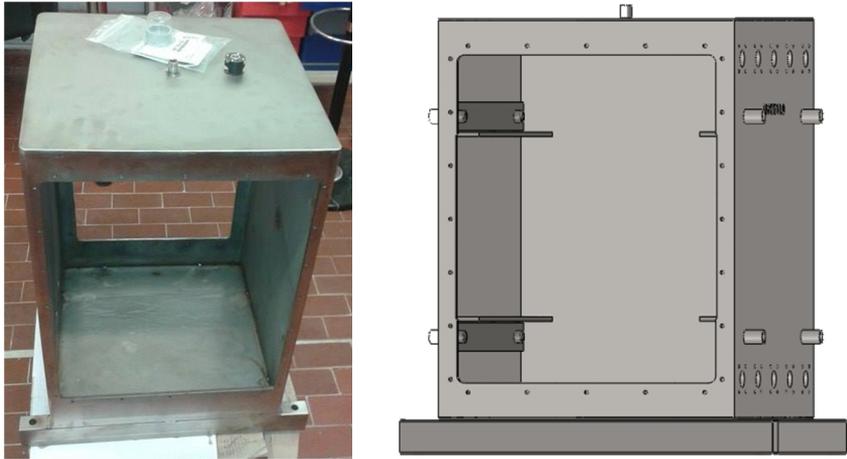


Figura 4.27. Involucro in acciaio

accesso per il montaggio delle componenti interne.

Inoltre, l'involucro prevede anche dei fori per l'alloggiamento dei connettori passanti che devono garantire, oltre l'interfaccia con il mondo esterno (potenza e controllo), anche la tenuta del vuoto. Sempre nell'involucro, sono state realizzate più uscite per l'allaccio, tramite valvola, alla pompa per il vuoto e del vacuometro.

Per connettere la parte rotante con lo statore e cuscinetti sono state realizzate delle piastre quadrate in AISI304 di spessore pari a 8 mm in cui



Figura 4.28. Fissaggio vetro classe sicurezza C2 con l'involucro in acciaio

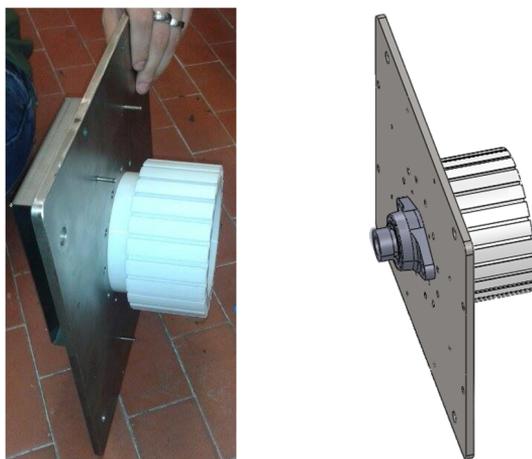


Figura 4.29. Fissaggio blocco morsetti

sono presenti due fori filettati necessari per fissare i supporti in cui sono alloggiati i cuscinetti. I 4 fori nella parte esterna sono utilizzati, invece, per il fissaggio dello statore mentre, più esternamente, sono stati effettuati 10 fori passanti isolati internamente e coassiali rispetto alle cave dello statore per consentire il passaggio dei cavi dell'avvolgimento. I fori esterni sono utilizzati per il fissaggio di una barra DIN nella quale sono montati i morsetti per le connessioni elettriche. Sulla piastra sono presenti anche i fori per il fissaggio della lamiera utilizzata per il posizionamento dell'encoder, per l'ancoraggio dell'involucro e per il fissaggio dei tubi che fungono da distanziali. La piastra di supporto è stata realizzata con l'ausilio di un pantografo a controllo numerico che ha spianato e realizzato i fori; con questo tipo di lavorazioni è stato possibile ottenere un elevato parallelismo tra le facce della piastra ed una precisione superiore ai 0,1 mm tra le posizioni dei centri dei fori. Lo statore, dopo esser stato cablato, viene fissato alla piastra di supporto, come illustrato in Figura 4.29, per mezzo di quattro viti M4. Il fissaggio con le viti garantisce la coassialità dello statore rispetto all'asse di rotazione del rotore. Nella parte opposta della piastra di supporto è fissato il cuscinetto CS01 per mezzo di due viti M10. Per connettere lo statore, la piastra alla parte rotante, si infila lo statore sull'albero del rotore fino al raggiungimento della tacca di posizionamento presente su di esso, a questo punto si fissa il cuscinetto all'albero ruotando la ghiera eccentrica del cuscinetto e serrando il grano presente su di essa.



Figura 4.30. Posizionamento barre filettate e distanziali

Successivamente si procede con il posizionamento delle barre filettate e dei distanziali utilizzati per mantenere nella corretta posizione i due statori come illustrato in Figura 4.30. I distanziali sono ottenuti tramite l'operazione di troncatura effettuata al tornio per garantire che le sue estremità risultino parallele. Si procede quindi con il fissaggio e connessione dei morsetti e della barra DIN. Infine, prima dell'inserimento del prototipo all'interno dell'involucro, dei profili per il supporto del prototipo vengono fissati all'involucro, come indicato nella Figura 4.31.

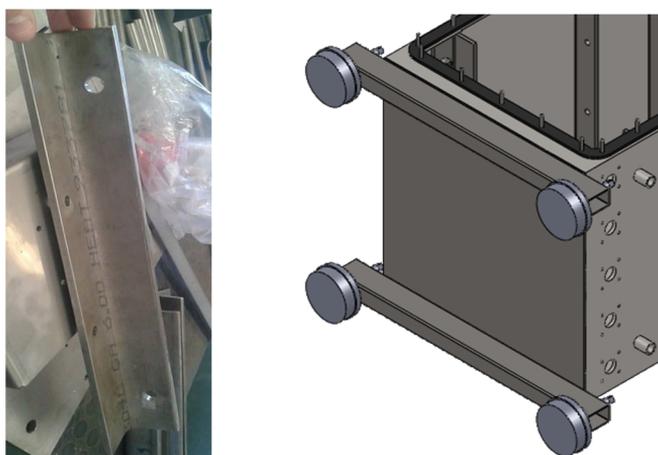


Figura 4.31. Sulla sinistra, profili di supporto e, sulla destra, smorzatori snodati

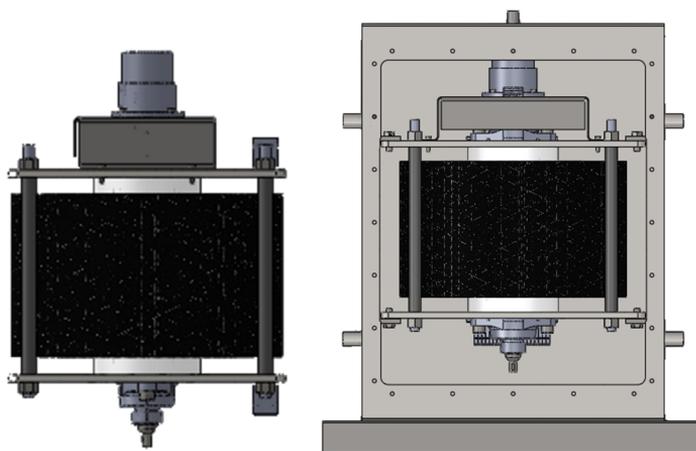


Figura 4.32. Inserimento macchina elettrica nell'involucro

Queste profili ad “L”, fissati tramite due viti M10, sono utilizzati con funzione di appoggio. Infine, per disaccoppiare l'intero sistema dal pavimento nei confronti delle vibrazioni generate dalla rotazione del rotore, sono montati sull'involucro quattro piedi smorzatori snodati e regolabili in altezza in modo da poter mettere a livello il prototipo, come evidenziato sempre in Figura 4.31. Quindi, montati i quattro piedi smorzatori e i supporti, si procede con l'inserimento della macchina elettrica all'interno dell'involucro come illustrato in Figura 4.32. Dopo il fissaggio del prototipo si procede con il cablaggio dei cavi ai connettori posti sulla parete laterale dell'involucro ed al loro fissaggio, a seguito dei test di continuità. Conclusi il montaggio dei connettori, si procede con il fissaggio e sigillatura del vetro posto nella parte anteriore dell'involucro. Esso consente di osservare il volano all'interno dell'involucro durante le fasi di test, il fissaggio è effettuato per mezzo di una flangia forata e fissata con viti M5 mentre la sigillatura viene realizzata per mezzo di apposito mastice poliestere. L'apertura realizzata nella parte posteriore dell'involucro è stata predisposta per effettuare eventuali operazioni di manutenzione, essa è chiusa per mezzo di una flangia forata che viene fissata tramite viti M5, tra l'involucro e la flangia è presente una guarnizione in neoprene per garantire la tenuta. La Figura 4.33 sottostante mostra il prototipo assemblato.



Figura 4.33. Prototipo assemblato

Capitolo 5

*“Naschet su Sardu soggettu a milli cumandamentos,
Tributos e pagamentios chi faghet a su signore,
In bestiamen et laore in dinari e in natura,
E pagat pro sa pastura, e pagat pro laorare”*

“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, VIII° otava”

Frantziscu Inniàtziu Mannu - 1794

*“The Sardinian is born [subject] to a thousand hard commands,
Tributes and exactions to be paid to his lord,
In cattle or in labor, in money or in produce,
He both pays for pasturage, and pays for sowing it”*

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Conclusioni

L'analisi dei sistemi d'accumulo ad elevata potenza ed energia specifica utilizzati per i veicoli elettrici ed elettrici ibridi ha evidenziato che i sistemi d'accumulo elettrici a volano ad alta velocità rappresentano un'ottima soluzione soprattutto per il recupero di energia durante la frenatura rigenerativa. Infatti, oltre l'elevata potenza ed energia specifica, essi non presentano alcuna reazione chimica, nessuna emissione di gas, nessuna produzione di materiali di scarto e presentano un numero elevato di cicli di carica/scarica, alte efficienze, manutenzione ridotta e flessibilità di progettazione e gestione. Tuttavia, il loro utilizzo risulta attualmente ancora limitato ad alcune specifiche applicazioni: questo è riconducibile al loro costo di produzione ed ai problemi di sicurezza che derivano dal loro impiego, legati al possibile cedimento strutturale dell'intera parte rotante.

In questo contesto, è stata sviluppata una configurazione innovativa di un sistema di accumulo a volano ad alta velocità (*High-Speed Flywheel Energy Storage System*, HS-FESS) mediante l'utilizzo di una Macchina Elettrica Sincrona a Magneti permanenti (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM) opportunamente integrata con il volano; in particolare, la PMSM è risultata la macchina elettrica più adatta per questa applicazione in virtù dell'elevata efficienza, elevata densità di potenza e ridotte perdite rotoriche, proprietà che la rendono particolarmente idonea per la soluzione integrata. D'altra parte, le maggiori criticità riscontrate nelle PMSM risiedono nei problemi di natura termica e meccanica dei magneti permanenti e nella ridotta capacità di limitare la tensione indotta al di sopra della velocità nominale.

L'HS-FESS elettrico proposto consiste principalmente in una configurazione caratterizzata da una doppia PMSM *slotless* integrata nel volano in materiale composito. La configurazione proposta consente di minimizzare la quantità di materiale ferromagnetico utilizzato, il quale risulta interamente in rotazione: questo consente di avere un'ulteriore riduzione delle perdite per isteresi e correnti parassite. L'HS-FESS

proposto è in grado di accumulare 2 kWh e presenta un'energia specifica pari a 16 Wh/kg e una potenza specifica di 1600 W/kg. Il tasso di auto-scarica risulta del 50% in circa due ore: considerata l'elevata frequenza di frenate ed accelerazioni di un autobus ad uso urbano, tale valore risulta accettabile. Infatti, l'energia recuperata in frenata dal HS-FESS può essere riutilizzata immediatamente per l'accelerazione successiva. Uno degli aspetti più importanti del HS-FESS proposto consiste nella possibilità di implementare una gestione alternativa della doppia PMSM di tipo serie/parallelo, permettendo quindi, in base alla velocità di rotazione, una gestione ottimale dei livelli di corrente e tensione richiesti. Questo significa che, all'aumentare della velocità di rotazione del volano, è possibile commutare da un collegamento serie ad uno parallelo in modo da ottenere, a parità di velocità di rotazione, tensioni indotte dimezzate.

L'analisi delle prestazioni ha evidenziato che il sistema HS-FESS risulta caratterizzato da un rendimento energetico di carica e scarica mediamente superiore al 95% per differenti scenari di carica e scarica. In particolare, lo scenario in cui la PMSM opera nella regione a potenza costante risulta caratterizzato dalle migliori efficienze di carica e scarica. Questo si verifica perché la traiettoria di funzionamento si sviluppa all'interno di una regione ad alta efficienza. In particolare, un'attenta gestione dei vincoli operativi della PMSM e l'impiego di un'opportuna strategia di controllo ha consentito di operare all'interno di una regione ad alta efficienza oltre la velocità nominale, raggiungendo una velocità massima superiore del 20% rispetto a quella nominale. Tale risultato comporta inoltre la possibilità di accumulare addirittura circa il 58% in più dell'energia netta e, quindi, di incrementare del 58% anche l'energia specifica. In aggiunta, la regione in cui il sistema può operare ad una potenza continuativa è stata estesa del 34%.

In conclusione, è stato realizzato un prototipo caratterizzato da un'energia netta accumulabile pari a 130 Wh, potenza nominale di 1 kW e velocità di rotazione massima di 6 krpm. Il prototipo ha consentito di validare le scelte progettuali presentate e discusse in questo lavoro di tesi e sarà inoltre utilizzato per verificare l'efficacia delle strategie di controllo utilizzate.

Appendici

*“Custa, populos, est s'ora d'estirpare sos abusos!
A terra sos malos usos! A terra su dispotismu!
Gherra, gherra a s'egoismu! Gherra, gherra a sos oppressores!
Custos tirannos minores est pretzisu umiliare.”*

“Su patriottu Sardu a sos feudatarios, XLVI° otava”

Frantziscu Inniàtziu Mannu - 1794

*“People! This is the right time to extirpate all abuses!
Down with bad customs! Down with despotism!
War, war against egoism! War, war against oppressors!
These petty tyrants must be humiliated now!”*

from "The Island of Sardinia"

John Warre Tyndale - 1849

Appendice A: software JMAG

JMAG è un software di simulazione per lo sviluppo e la progettazione di dispositivi elettrici la cui prima versione risale al 1983. Esso è stato sviluppato come strumento per il supporto alla progettazione di dispositivi tra i quali motori e generatori elettrici, attuatori, antenne, trasformatori, elettrovalvole, dispositivi elettronici e di riscaldamento ad induzione. Attualmente, JMAG supporta aziende, università e istituti di ricerca di tutto il mondo al fine di promuovere la progettazione e lo sviluppo dei loro prodotti e, in particolare, risulta uno dei software più utilizzati nell'ambito dello sviluppo dei veicoli elettrici.

Esso è costituito da differenti *tools* specifici per la progettazione (JMAG DESIGNER, JMAG EXPRESS, JMAG VTB) e si può interfacciare con diversi software, tra i quali CAD, CAE e MATLAB;. L'architettura di JMAG è riportata in Figura A.1. Nel contesto di questa tesi di ricerca, JMAG è stato utilizzato come strumento di progettazione del HS-FESS e, in particolare, ha consentito di eseguire delle analisi dettagliate delle perdite di natura elettromagnetica del sistema sia durante il funzionamento a vuoto sia durante il funzionamento a carico.

Infatti, JMAG DESIGNER ha consentito di valutare le perdite per isteresi, per correnti parassite e le perdite addizionali. In particolare, il diagramma di flusso per la valutazione delle perdite è riportato in Figura A.2 [58].

Per quanto riguarda la struttura in acciaio, le perdite sono valutate grazie al confronto tra la distribuzione dell'induzione magnetica ottenuta tramite la FEA e opportune curve fornite dai costruttori. Queste forniscono la densità di perdite nel materiale in funzione della frequenza per diversi valori di induzione magnetica, come illustrato in Figura A.3.

In particolare, le perdite per isteresi nell'acciaio sono ottenute tramite la seguente equazione:

$$Hysteresis Losses [W] = \sum_{e=1}^{n \text{ element}} \left\{ \sum_{k=1}^N \alpha (|B_k|) \cdot f_k \right\} \cdot V_e \quad (A.1)$$

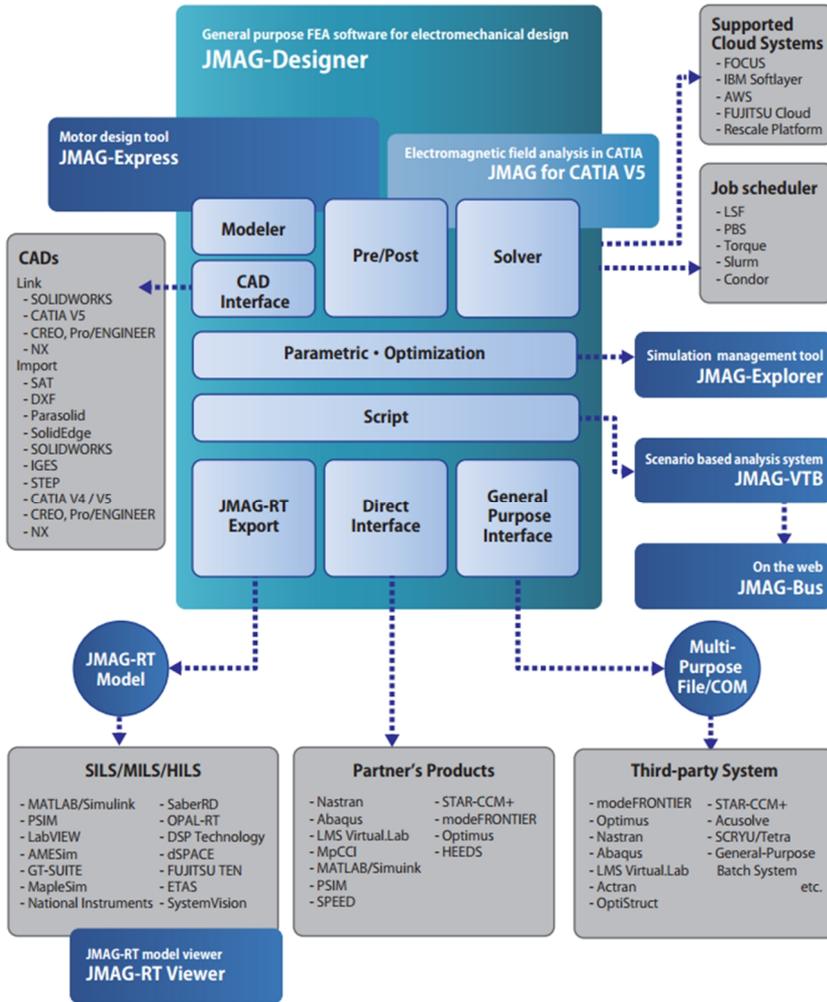


Figura A.1. Architettura del software JMAG.

dove α è coefficiente ottenuto dal metodo di “separazione di frequenza”, V_e è il volume di un singolo elemento della *mesh*, $n_{element}$ è il numero dei singoli elementi della *mesh*, N è il massimo ordine armonico.

In particolare, f_k è la frequenza dell’armonica k , mentre B_k è il valore dell’induzione magnetica dell’armonica k ottenuto tramite la seguente equazione:

$$|B_k| = \sqrt{B_{1k} \cdot B_{1k}^* + B_{2k} \cdot B_{2k}^* + B_{3k} \cdot B_{3k}^*} \quad (A.2)$$

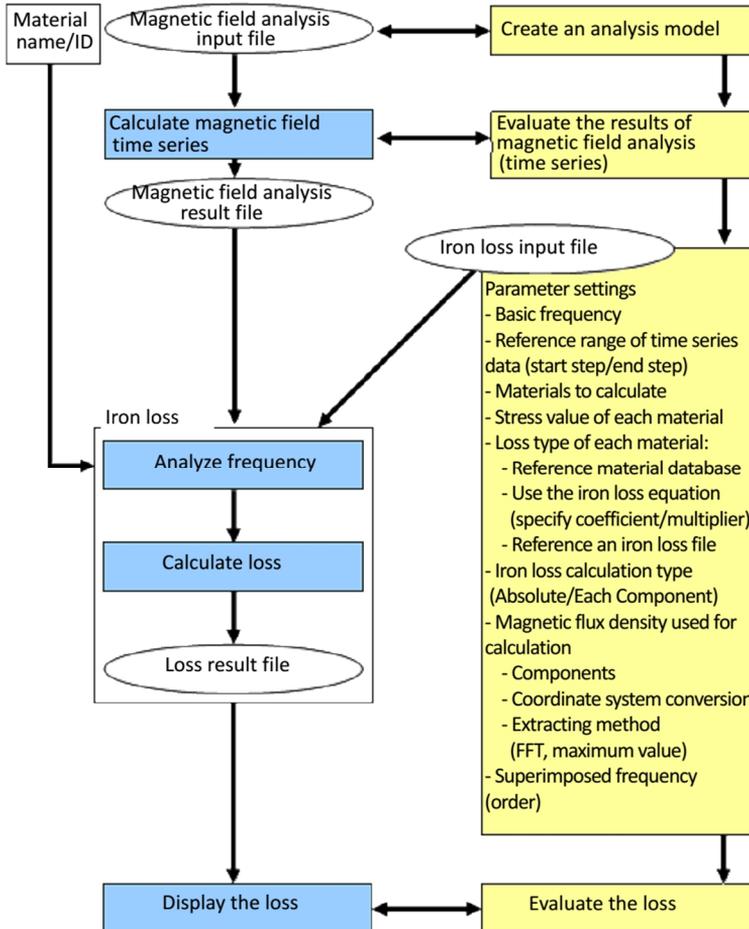


Figura A.2. Processo di valutazione delle perdite del software JMAG DESIGNER.

dove B_{1k} è la componente del vettore induzione magnetica dell'armonica k lungo la direzione X, B_{2k} quella lungo la direzione Y, B_{3k} quella lungo la direzione Z. Infine * è l'operatore matematico che consente di calcolare il complesso coniugato.

Invece, le perdite per correnti parassite nell'acciaio sono ottenute tramite la seguente equazione:

$$Eddy\ Current\ Losses\ [W] = \sum_{e=1}^{n\ element} \left\{ \sum_{k=1}^N b(|B_k|, f_k) \cdot f_k^2 \right\} \cdot V_e \quad (A.1)$$

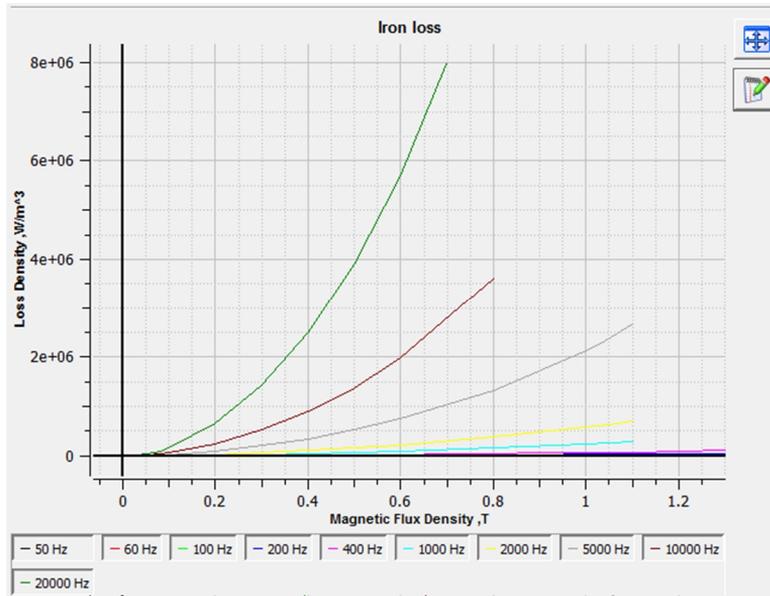


Figura A.3. Figura 1 Esempio di curva fornita dai costruttori per il calcolo delle perdite nei materiali.

dove b è coefficiente ottenuto dal metodo di “separazione di frequenza”.

Per quanto riguarda le perdite addizionali, queste sono calcolate sottraendo dalle perdite complessive nel ferro le perdite per correnti parassite e per isteresi, per ogni ordine di armonicità.

Invece, riguardo la valutazione delle perdite per correnti parassite nei magneti e negli avvolgimenti, JMAG DESIGNER consente di valutare queste perdite in base sia ai valori di distribuzione della induzione magnetica ottenuto tramite la FEA sia alle proprietà elettromagnetiche del materiale e alla sua geometria [58].

Appendice B: Analisi strutturali sul rotore del prototipo

La verifica strutturale della componente in acciaio del rotore e l'analisi dell'efficacia dell'accoppiamento acciaio/materiale composito è stata condotta sotto la responsabilità del professore Franco Aymerich, afferente al dipartimento di Ingegneria Meccanica Chimica e dei Materiali dell'Università di Cagliari. La struttura in acciaio del rotore è stata modellizzata e il modello è stato successivamente validato, applicando differenti sollecitazioni, tramite il software agli elementi finiti *Abaqus*. Per l'analisi si è scelto un approccio totalmente tridimensionale con elementi strutturali a 8 e 10 nodi a integrazione ridotta che permettono una maggiore comprensione dello stato di sollecitazione interna del rotore. Una volta eseguita la modellazione si è proceduto ad effettuare della valutazioni preliminari sulla geometria per diversi stati di sforzo e velocità di rotazione. Dall'analisi dei materiali e dalla geometria della struttura, risulta che i carichi applicati sono molto bassi rispetto a quelli massimi gestibili, come si può osservare nella Figura B.1. I contour plot di Figura B.1, che considerano sempre la sollecitazione equivalente di *Von Mises*, mostrano infatti come i valori massimi delle sollecitazioni, anche se non trascurabili, raggiungono valori prossimi ai 100 MPa. Questi risultano molto minori del limite di snervamento del materiale impiegato, anche nei punti più sollecitati, per una velocità di rotazione pari a 6 krpm.

L'analisi successiva ha riguardato l'intera struttura costituita

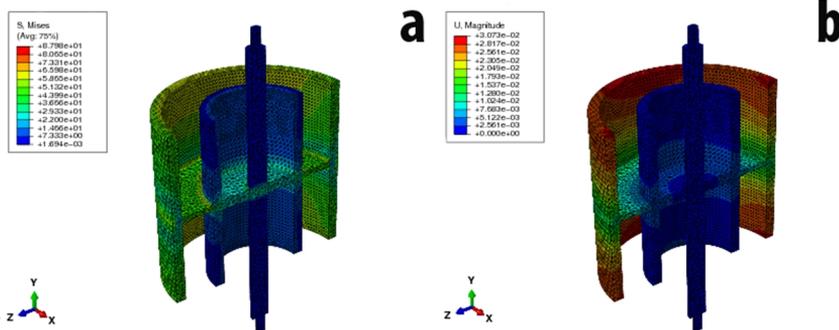


Figura B.1. Distribuzione delle sollecitazioni interne di Von Mises per una velocità di rotazione di 6 krpm

dall'integrazione del materiale composito in fibra di carbonio con la componente in acciaio del rotore. Per effettuare l'analisi strutturale del cilindro in composito si è scelto di utilizzare la stessa tipologia di *mesh* impiegata per la componente in acciaio del rotore tenendo però in conto che il materiale composito non è strutturalmente omogeneo. Per questo motivo la *mesh* viene modificata al fine di rappresentare il più fedelmente possibile la deposizione delle fibre di carbonio, realizzata tramite *winding* (avvolgimento). Nella parte sinistra della Figura B.2, è possibile osservare uno spaccato delle due parti (acciaio e composito), mentre sulla destra viene mostrato il cilindro in composito con il sistema di riferimento locale utilizzato. La scelta del sistema locale per attribuire le proprietà del materiale consente di comparare in modo esatto gli sforzi circonferenziali, radiali e assiali ed evidenziare le criticità.

Si è deciso di concentrare le analisi principalmente sulla analisi statica sfruttando la possibilità del software utilizzato di applicare un carico centrifugo su tutti i singoli nodi della *mesh* impiegata in funzione della velocità di rotazione. Questo approccio è stato scelto in modo da analizzare in dettaglio la parte più critica in cui il volano, in rotazione alla velocità massima, deve resistere allo stato di sforzo. Nella TABELLA B.1 sono riportati i valori delle costanti elastiche utilizzate per la simulazione del materiale composito, le quali sono state ottenute da una caratterizzazione sperimentale in laboratorio. Inoltre, la dinamica e i transitori sono stati trascurati in quanto le coppie presentano valori

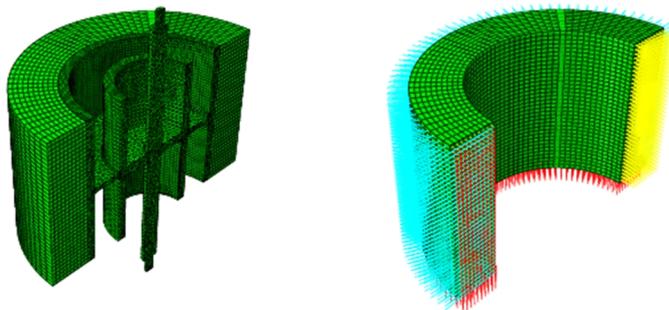


Figura B.2. Spaccato del corpo metallico interno e dell'anello esterno in materiale composito (sinistra) e definizione dell'orientazione locale del carbonio per la corretta valutazione dello stato tensionale (destra).

TABELLA B.1
 PROPRIETÀ ELASTICHE DEL MATERIALE COMPOSITO

E_1 [GPa]	$E_2 = E_3$ [GPa]	$\nu_{12}=\nu_{23}=\nu_{13}$	$G_1=G_2=G_3$ [GPa]
142.0	9.0	0.261	3.97

modesti e le fasi di accelerazione e decelerazione sono abbastanza lente. In Figura B.3 sono riportati alcuni stati di sforzo per il solo cilindro in composito considerando le diverse componenti della sollecitazione lungo la direzione circonferenziale, assiale e radiale e assumendo la continuità fra la parte esterna e la struttura in acciaio interna (non è stato simulato il forzamento fra i due corpi).

Lo sforzo maggiore (σ) si verifica lungo la direzione circonferenziale ed è legato principalmente alla rotazione del volano. Le σ circonferenziali, sebbene elevate, sono ben tollerate dalle fibre di carbonio, disposte tutte con una orientazione relativa di 0° . Più critiche invece sono le sollecitazioni radiali e assiali. Trascurando quelle assiali, in cui la matrice ha caratteristiche meccaniche sufficienti per resistere a tensioni simili anche senza inserire nella struttura dei rinforzi fibrosi, su quelle radiali occorre fare un'analisi più approfondita. A causa della mancanza di "rinforzo", queste sollecitazioni devono essere sopportate dalla matrice che ha solitamente valori di rottura compresi fra i 20 ed i 40 MPa. Si possono utilizzare dei particolari tipi di resine che consentirebbero sostanziali incrementi di resistenza lungo la direzione radiale di

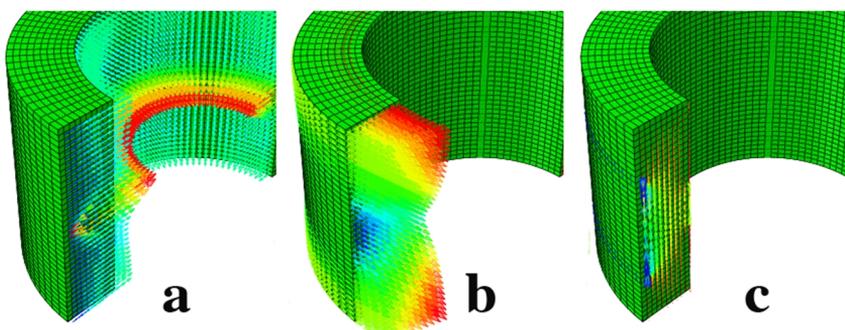


Figura B.3. Plot vettoriale dello stato di tensione interna per l'anello esterno del rotore realizzato in materiale composito: sforzo radiale (a), circonferenziale (b), assiale (c)

circa il 20-25% ma a discapito della fase di consolidamento del manufatto durante il processo di fabbricazione del prototipo. Sperimentalmente, e in accordo con il produttore della resina, si è verificato che il valore limite di tensione per questo materiale è compreso fra i 30 e i 35 MPa e risulta quindi chiaro che essendo le sollecitazioni radiali pari a circa 5.5 MPa questi valori garantiscono rassicuranti margini di sicurezza.

Bibliografia

- [1] J. Dixon, "Energy storage for electric vehicles", in Proc. 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Vina del Mar (Chile), Mar. 14-17, 2010, pp. 20–26.
- [2] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, A. Emadi "Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: State-of-the-Art Review and Future Trends" in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, May 10, 2016, pp 1.
- [3] J. Abrahamsson, "Kinetic Energy Storage and magnetic Bearings", PhD Thesis, University of Uppsala, Sweden, 2012.
- [4] https://www.google.it/search?q=gyrobus&espv=2&biw=1920&bih=955&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahUKEwjOwZjarYzPAhWKfRoKHRd4Ay4Q_AUIBigB&dpr=1#imgrc=zaRoNxJ3plUQsM%3A
- [5] R. Pena-Alzola, R. Sebastian, J. Quesada, A. Colmenar, "Review of flywheel based energy storage systems", in Proc. 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), Malaga (Spain), May 11-13, 2011, pp 6.
- [6] J. Abrahamsson, H. Bernhoff, "Magnetic bearings in kinetic energy storage systems for vehicular applications" in Journal of. Electrical Systems, Feb. 7, 2011, pp 225-236.
- [7] M. A. Pichot, J. P. Kajs, B. R. Murphy, A. Ouroua, B. M. Rech, R. J. Hayes, J. H. Beno, G. D. Buckner, and A. B. Palazzolo "Active magnetic bearings for energy storage systems for combat vehicles" in IEEE Transactions on Magnetics (Volume:37 ,Issues 1). Aug 7, 2002, pp 318 – 323.
- [8] C. Zhang, T. D. Nguyen; K. J. Tseng; S. Zhang "Stiffness Analysis and Levitation Force Control of the Active Magnetic Bearing for a Partially-Self-Bearing Flywheel System" in IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET), Kandy (Sri Lanka), 6-9 Dec. 6-9, 2010, pp 1-6.
- [9] Mohamed I. Daoud, A. S. Abdel-Khalik; A. Massoud; S. Ahmed; Nabil H. Abbasy "A Design Example of An 8-pole Radial AMB for Flywheel Energy Storage" in XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Marseille (France), March 2012, pp 1153-1159.
- [10] N. Tănase, A. M. Morega, "Passive magnetic bearings for flywheel energy storage - Numerical design. Passive magnetic bearings design" in International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova (Romania), Oct. 23-25, 2014, pp 1-4.
- [11] T. D. Nguyen, K. J. Tseng, S. Zhang, C. Zhang "A flywheel cell for energy storage system" in IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (2008), Singapore (Singapore), Nov. 24-27, 2008, pp 214-219.
- [12] H. Mitsuda, A. Inoue, B. Nakaya, M. Komori "Improvement of Energy Storage Flywheel System With SMB and PMB and Its Performances" in IEEE Transactions on Applied Superconductivity (Year: 2009, Volume: 19, Issue: 3), pp 2091-2094.
- [13] M. Komori; Y. Uchimura, " Improving the dynamics of two types of flywheel energy storage systems with SMBs" in IEEE Transactions on Applied Superconductivity (Year: 2005, Volume: 15, Issue: 2) , pp 2261-2264.
- [14] Y. H. Han, K. J. Park, B. J. Park, S. Y. Jung, S. C. Han, W. R. Lee, Y. C. Bae, "Results and Analysis of an Accident in 35-kWh SFES" in IEEE Transactions on Applied Superconductivity (Year: 2013, Volume: 23, Issue: 6).
- [15] J. G.R. Hansen, D. U. O'kain, "An assessment of flywheel high power energy storage technology for hybrid vehicles", Oak Ridge national Laboratory, report for U.S. Department of Energy (DOE), <http://www.osti.gov/bridge>, Dec, 2011.

- [16] R. F. Thelen; A. Gattozzi; D. Wardell; A. Williams "A 2-MW Motor And ARCP Drive for High-Speed Flywheel" in Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2007 (APEC 07), Anaheim (USA), Feb. 25, 2007, pp 1690-1694.
- [17] <http://www.motortrend.com/news/volvo-s60-flywheel-kers-prototype-first-drive/>
- [18] Y. Yali, W. Yuanxi, S. Feng, "The latest development of the motor/generator for the flywheel energy storage system", in *Proc. 2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*, Jilin (China), Aug. 19-22, 2011, pp. 1228–1232.
- [19] http://www.intelligentpowersolutions.com/pages/products/energy_storage.html
- [20] H. Hofmann; S. R. Sanders, "Synchronous reluctance motor/alternator for flywheel energy storage systems" in *IEEE Power Electronics in Transportation 1996*, Oct. 24-25, 1996, pp 199-206.
- [21] X. Fu, "A Novel Design for Flywheel Battery of Electric Vehicles" in *International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA)*, Changsha (China), Oct. 13-14, 2010, pp 107-111.
- [22] P. P. Acarnley, B. C. Mecrow, J. S. Burdess, J. N. Fawcett, P. G. Dickinson, J. G. Kelly, "An integrated flywheel/machine energy store for road vehicles" in *IEEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines*, London, (England), Jun. 18, 1997, pp 9/1-9/6.
- [23] C. Zhang; K. J. Tseng; T. D. Nguyen; S. Zhang, "Design and loss analysis of a high speed flywheel energy storage system based on axial-flux flywheel-rotor electric machines" in *Conference Proceedings IPEC, 2010*, Singapore (Singapore), Oct. 27-29, 2010, pp 886-891.
- [24] Flywheel Energy Systems Inc. 25C Northside Road Ottawa, Ontario, "Report: 1.5 kW Electromechanical battery System" for CANMET Energy Technology Centre, Natural Resources Canada, Jan. 2000.
- [25] J. Abrahamsson, M. Hedlund, T. Kamf, H. Bernhoff, "High-Speed Kinetic Energy Buffer: Optimization of Composite Shell and Magnetic Bearings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 3012–3021, Jun. 2014.
- [26] J. Abrahamsson, J. Gonçalves de Oliveira, J. de Santiago, J. Lundin and H. Bernhoff "On the Efficiency of a Two-Power-Level Flywheel-Based All-Electric Driveline" *energies* ISSN 1996-1073, www.mdpi.com/journal/energies
- [27] S.R. Holm, H. Polinder, J.A. Ferreira, "Optimization of a flywheel PMSM with an external rotor and a slotless stator" in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju Island, (Korea), Dec. 2004.
- [28] R. Holm, H. Polinder, "Modeling and optimization of a permanent-magnet machine in a flywheel", Lambert Academic Publishing AG & CO. KG, 2010.
- [29] F. N. Werfel, U. F. Delor, T. Riedel, R. Rothfeld, D. Wippich, B. Goebel, G. Reiner; N. Wehlau, "A Compact HTS 5 kWh/250 kW Flywheel Energy Storage System" in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Jul. 23 2007, pp 2138-2141.
- [30] <http://www.autoblog.com/2010/02/11/video-porsche-911-gt3-r-hybrid-uses-williams-f1-flywheel-kers/#slide-307266>
- [31] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, A. Boglietti, "High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2946–2959, Jun. 2014.
- [32] H. Akagi; H. Sato, "Control and performance of a flywheel energy storage system based on a doubly-fed induction generator-motor for power conditioning" in *30th Power Electronics Specialists Conference, 1999 (PESC)*, Jun. 27, 1999, pp 32-39.
- [33] R. Cardenas, R. Pena, G. Asher, J. Clare, "Control strategies for energy recovery from a flywheel using a vector controlled induction machine" in *Power Electronics Specialists Conference, 2000(PESC)*. 2000, Jun 18, 2000, pp 454-459.
- [34] S.-Y. Hahn, W.-S. Kim, J.H. Kim, C.-S. Koh, S.-Y. Hahn, "Low speed FES with induction motor and generator" in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity (Year: 2002, Volume: 12, Issue: 1)*, pp 746-749.

- [35] S. Kato, M.-m. Cheng; H. Sumitani; R. Shimada, "Semiconductor Power Converterless Voltage Sag Compensator and UPS Using a Flywheel Induction Motor and an Engine Generator" in Power Conversion Conference 2007, Nagoya (Japan), Apr. 2-5, 2007, pp 1680-1685.
- [36] A. Rajapakshe, U. K. Madawala, D. Muthumani, "A model for a fly-wheel driven by a grid connected Switch Reluctance Machine" in IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies 2008, Singapore (Singapore), Nov. 24-27, 2008, pp 1025-1030.
- [37] C. M. Colson, M. H. Nehrir, R. K. Sharma, B. Asghari, "Improving Sustainability of Hybrid Energy Systems Part I: Incorporating Battery Round-Trip Efficiency and Operational Cost Factors" in *IEEE Transactions on Sustainable Energy* (Volume: 5, Issue: 1, Jan. 2014) pp. 37 - 45, Aug. 2013.
- [38] A. Pesaran "USA Battery Requirements for Plug-In Hybrid Electric Vehicles – Analysis and Rationale" in *Sustainability: the future of the transportation conference*, Dec 2007.
- [39] S. Schoenung, Energy Storage Systems Cost Update "A Study for the DOE Energy Storage Systems Program" in *SANDIA REPORT*, Apr. 2011.
- [40] I. Hadjipaschalis, A. Poullikkas, V. Efthimiou "Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications" in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pp 1513–1522, Sep. 2009.
- [41] D. Lu, N. Kar, "A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines", in Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille (France), Sept. 1-3, 2010, pp. 1-6.
- [42] S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella, F. Pogni, "Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design", in Proc. the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Birmingham (UK), Aug. 30-Sept. 1, 2011, pp. 1-11.
- [43] H. Liu; Z. Zhu, E. Mohamed, Y. Fu, X. Qi, "Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 942-952, Feb. 2012.
- [44] P.-Y. Lin, Y.-S. Lai, "Voltage Control Technique for the Extension of DC-Link Voltage Utilization of Finite-Speed SPMSM Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3392-3402, Sept. 2012.
- [45] M. Ehsani, Y. Gao, A. Emadi, "*Modern electric Hybrid Electric, and Fuel cell vehicles*", CRC Press, 2009
- [46] A. Damiano, F. Deiana, G. Fois, G. Gatto, I. Marongiu, A. Serpi, A. Perfetto "Performance Comparison between Two-phase-on and Three-phase-on Operation of Brushless DC Drives" in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2014)*, pp 489-494, 18-20 June 2014.
- [47] A. Serpi, G. Fois, F. Deiana, G. Gatto, I. Marongiu "Performance Improvement of Brushless DC Machine by Homopolar Current" in *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2015)*, pp. 003804–003809, 9-12 Nov. 2015.
- [48] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, NW, 2010.
- [49] Z.Q.Zhu and D.Howe, "Halbach Permanent Magnet Machines and Applications: a Review," *IEEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 148 issue.4, 2001, pp. 299 – 308.
- [50] Serpi A., Deiana F.;Gatto G.; Marongiu I., "Performance analysis of PMSM for High-Speed Flywheel Energy Storage Systems in Electric and Hybrid Electric Vehicles" in *IEEE international Electric Vehicle Conference (IEVC) 2014*, in Florence, Dec. 17-19, 2014.
- [51] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24 , no. 1, pp. 621-630, Jan. 1988.
- [52] A. Krings, S. Nategh, A. Stening, H. Grop, O. Wallmark, J. Soulard, "Measurement and Modeling of Iron Losses in Electrical Machines" in *5th International Conference Magnetism and Metallurgy (WMM)*, Ghent (Belgium), Jan. 20-22, 2012.
- [53] S.-M. Jang, K.-J. Ko, J.-H. Park and S.-H. Lee, "D" in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEM)*, Wuhan (China), Oct.17-20, 2008, pp. 3146-3151.

-
- [54] A. Serpi, "A Flux-Weakening Predictive Control Algorithm for Extended Constant-Power Operation of Surface-Mounted PM Machines", in *Proc. XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014)*, Berlin (Germany), Sept. 2-5, 2014, pp. 658-664.
- [55] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, A. Serpi, A. Peretto, "A Novel Flux-Weakening Approach for Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines", in *Proc. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 2547-2552.
- [56] D.S. Maric, S. Hiti, C.C. Stancu, J.M. Nagashima, D.B. Rutledge, "Two flux weakening schemes for surface-mounted permanent-magnet synchronous drives. Design and transient response considerations", in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 1999)*, Bled (Slovenia), Jul. 12-16, 1999, vol. 2, pp. 673-678.
- [57] R. Nalepa, T. Orłowska-Kowalska, "Optimum Trajectory Control of the Current Vector of a Nonsalient-Pole PMSM in the Field-Weakening Region," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2867-2876, Jul. 2012.
- [58] Engineering Technology Division-JSOL Corporation, "User's Manual Solver-JMAG Version 12", Third Edition: February 2013