



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



Dipartimento
di Ingegneria Industriale

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA
TESI DI LAUREA MAGISTRALE

MOLTIPLICATORE DI GIRI MAGNETICO
A FLUSSO ASSIALE PER LA RICARICA
DI SISTEMI DI ACCUMULO CINETICO

RELATORE: Chiar.mo Prof. ANDREA TORTELLA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

LAUREANDO: FABIO GRAZIOTTIN

ANNO ACCADEMICO 2014-2015

INDICE

Sommario	pag. 1
1. Capitolo 1. Introduzione	3
1.1 Backgroud	3
1.2 Evoluzione Storica	4
1.3 Conversione di Velocità e Trasmissione di Coppia di un IM	13
2. Capitolo 2. IM a Flusso Assiale	17
2.1 Sistema di Ricarica IM-Volano	17
2.1.1 Principio di Funzionamento di un Volano	17
2.1.2 Struttura del Sistema di Ricarica	19
2.2 Modellizzazione 2D	21
2.2.1 Modello Rettificato	21
2.2.2 Modello Analitico	22
2.2.2.1 Tensore degli Sforzi di Maxwell	22
2.2.2.2 Principio dei Lavori Virtuali	29
2.2.3 Modello FEM	31
2.2.3.1 Introduzione all'Analisi agli Elementi Finiti	31
2.2.3.2 Sviluppo del Modello FEM	31
2.2.4 Verifica del Modello FEM	37
2.2.4.1 Induzioni B_y e B_x	38
2.2.4.2 Equilibrio Forze	41
3. Capitolo 3. Procedura di Dimensionamento	43
3.1 Specifiche Progettuali	43
3.1.1 Specifiche Progettuali del Volano	43
3.1.2 Specifiche Progettuali dell'IM	44
3.2 Dimensionamento Preliminare	49
3.2.1 Analisi Statica	50
3.2.1.1 Forze Tangenziali ed Assiali	51
3.2.1.2 Induzioni e Spettri Armonici	55
3.2.1.3 Calcolo Coppia	60
3.2.2 Analisi Dinamica	61
4. Capitolo 4. Analisi Parametrica	67
4.1 Introduzione	67
4.2 Variazione dei Parametri Geometrici	67
4.2.1 Diametro Esterno	68
4.2.2 Dimensione Modulatori	69
4.2.3 Geometria Magneti	71
4.2.4 Spessori Gioghi	73
4.3 Perdite nel Nucleo	75
4.3.1 Rotore Superiore	75
4.3.2 Rotore Inferiore	76
4.3.3 Modulatori	79
4.3.4 Calcolo Perdite e Rendimento	81
4.4 Configurazione Ottimizzata	87

Conclusioni	95
Ringraziamenti	97
Bibliografia	99
Appendice	103
A.1 Procedura di Dimensionamento Preliminare	103
A.2 Approvvigionamento Terre Rare	110

SOMMARIO

Con questa tesi si cercherà di eseguire uno studio di fattibilità concernente la possibilità di ricaricare un volano, a bordo di un veicolo per il trasporto urbano, tramite un ingranaggio magnetico a flusso assiale quindi non rendendo necessario il ricorso a linee aeree di contatto per la ricarica elettrica. L'idea si basa sulla capacità "contactless" dell'ingranaggio di trasmettere coppia e simultaneamente eseguire una conversione di velocità con un elevato rendimento, rispetto alla loro controparte meccanica. L'interazione stabile tra i campi, prodotti dai magneti permanenti allocati sui rotori, è garantita dalla presenza dei modulatori di flusso. L'affidabilità di questa tecnologia è dimostrata dalle numerose applicazioni in campo ingegneristico, sebbene la quasi totalità riguardi ingranaggi a flusso radiale.

Nonostante l'interesse sia maturato abbastanza recentemente, l'evoluzione degli ingranaggi magnetici risale già ai primi del Novecento. Per questo motivo, si è ritenuto opportuno, prima di descrivere il loro principio di funzionamento, di presentare uno stato dell'arte di questa tecnologia.

Dopo un dimensionamento di massima eseguito con una procedura analitica ricavata dalla letteratura, la verifica del progetto e l'analisi parametrica sono state condotte con un software agli elementi finiti (Ansys Maxwell©). Nella prima parte si presenterà un modello capace di semplificare, garantendo un buon grado di precisione, l'analisi dinamica dell'ingranaggio. Nella seconda, invece, si ricaveranno le specifiche progettuali, dallo stato dell'arte dei volani, per poi procedere al dimensionamento preliminare con un'analisi accurata agli elementi finiti. Infine nell'ultima parte si eseguirà un'ottimizzazione, attraverso un'analisi parametrica dell'ingranaggio, al fine di soddisfare al meglio gli obiettivi prefissati.

Nell'Appendice si tratterà, oltre che della procedura implementata in MATLAB© impiegata per il dimensionamento preliminare, anche un approfondimento riguardante il problema attuale dell'approvvigionamento delle terre rare e il relativo scenario futuro.



CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

1.1 BACKGROUND

Dagli anni 80' del secolo scorso, vi è stato un notevole interessamento, sia in ambito accademico sia in quello industriale, verso gli ingranaggi magnetici (IM) o “magnetic gears”. Tale attenzione si è manifestata a seguito della commercializzazione di nuovi magneti permanenti molto performanti, le cosiddette “Terre Rare”, che hanno permesso di migliorare le prestazioni degli ingranaggi magnetici considerevolmente. Infatti, il loro sviluppo risale già ai primi del Novecento, tuttavia al tempo erano adoperati magneti di bassa qualità che non permettevano il raggiungimento di limiti soddisfacenti (in termini di coppia) e per tal ragione sono stati tralasciati per più di ottant'anni.

Dagli anni 90' ad oggi invece gli ingranaggi magnetici hanno vissuto una vera e propria “rinascita”. I loro riscontri applicativi sono stati numerosi, grazie ai notevoli vantaggi che questa tecnologia è stata in grado di conseguire ed offrire rispetto agli ingranaggi meccanici, specialmente nell'ambito della generazione e della propulsione elettrica ad alta capacità.

Un ingranaggio magnetico a confronto con il corrispettivo meccanico comporta i seguenti miglioramenti [1]:

- *ridotta manutenzione*
- *trasferimento di potenza senza contatto tra le parti*
- *migliore realizzabilità*
- *elevata densità di coppia*
- *minori rumori e vibrazioni*
- *riduzione delle componenti meccaniche di trasmissione.*
- *riduzione delle perdite per attrito e della fatica meccanica*

Tuttavia essendo il costo delle terre rare elevato e volatile, per problematiche di natura geopolitiche oltre che industriale (vedasi Appendice), essi sono stati impiegati finora in applicazioni di nicchia, o comunque ad alto rendimento, ove il loro elevato costo è in grado di esser ammortizzato con una certa redditività.

In questa tesi, si cercherà di analizzare ed ottimizzare una possibile implementazione degli IM a configurazione assiale, che sfrutta la loro elevata densità di coppia e l'assenza di contatti, ai fini del trasporto pubblico urbano (bus).

Il trasporto pubblico urbano nelle città, in particolare nei centri storici, in questi ultimi decenni è stato oggetto di numerosi mutamenti, perpetrati da quadri normativi e regolamentatori più severi e complessi per quanto concerne le linee di alimentazione aeree nelle città e, più in generale, le nuove costruzioni nelle aree a maggior pregio paesaggistico ed architettonico. Queste nuove disposizioni derivanti da una maggior coscienza ambientalista e da un più sviluppato “senso estetico Winchelmanniano” dell'opinione pubblica, ergo di riflesso della politica, hanno comportato una

revisione del trasporto pubblico ed indirizzato la ricerca verso soluzioni più efficienti, meno impattanti visivamente ed il più possibile funzionali ai bisogni dell'utenza. L'idea di sfruttare gli IM abbinati a sistemi di energy-storage a bordo (volani) per l'alimentazione totale o parziale del trasporto pubblico elettrificato, s'inserisce proprio in questo scenario.

Di seguito è presentata una panoramica riassuntiva riguardante l'evoluzione degli IM da inizio del Novecento fino ad oggi. Successivamente, si descriverà il principio di funzionamento generale che permette a qualsiasi tipologia di ingranaggio magnetico di trasmettere coppia ed eseguire al contempo una conversione di velocità.

1.2 EVOLUZIONE STORICA

Il principio di funzionamento basilare degli ingranaggi magnetici è del tutto simile a quello degli ingranaggi meccanici. Infatti, i primi prototipi di IM erano, in pratica, degli ingranaggi meccanici le cui cave e denti erano sostituiti, rispettivamente, con polarità alternate nord e sud a magnete permanente. La trasmissione della potenza in questi IM avveniva attraverso l'interazione tra le diverse polarità presenti in entrambe le ruote, analogamente alle cave e ai denti negli ingranaggi meccanici. Si ritiene opportuno fare un breve excursus storico sugli IM, sviluppati nel corso dell'ultimo Secolo, poiché in questo modo è possibile comprendere le motivazioni che hanno condotto a sviluppare le configurazioni attuali.

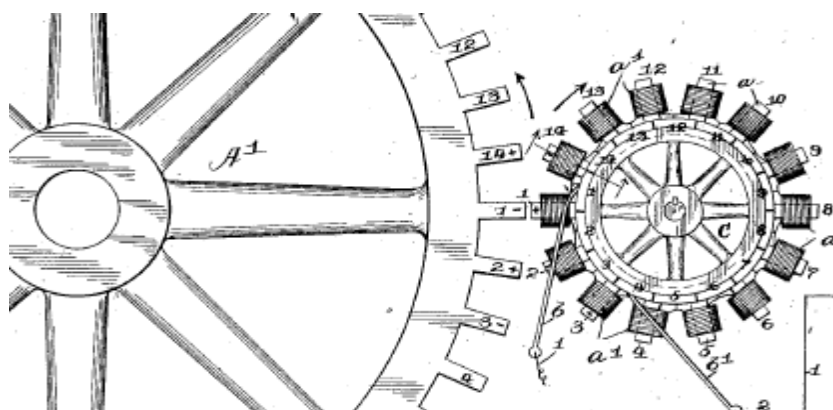


Fig. 1.1 - Primo IM della storia. [2]

Il primo prototipo di IM fu realizzato da Armstrong [2] nel 1901 (brevettato nel 1913) e consisteva in un IM di tipo cilindrico composto di due ingranaggi. In quello principale erano allocati i magneti, mentre in quello secondario i pezzi di acciaio ,Fig. 1.1. Man mano che i magneti erano fatti ruotare si aveva l'interazione tra i due ingranaggi ed il relativo trasferimento di potenza.

Tuttavia i problemi principali di questo tipo di IM, ed anche in parte dei successivi, risiedevano nella bassa densità di coppia, nell'elevato ingombro e nelle perdite.

In seguito abbiamo nel corso della prima metà del Novecento, tutta una serie di nuove tipologie di IM sempre più evolute con miglioramenti dal punto di vista prestazionale. Nonostante il migliorarsi della tecnica, è solo dagli anni ottanta che si hanno i primi esempi di IM realmente interessanti. Infatti, nel 1980 Hesmondhalgh et al. [3] proposero un IM composto da più elementi ,Fig. 1.2, che sfruttava il principio della riluttanza variabile per il trasferimento della coppia. Sebbene tale progetto conseguisse un effettivo incremento della densità di coppia, la relativa complessità e la bassa efficienza non gli permisero un successivo sviluppo.

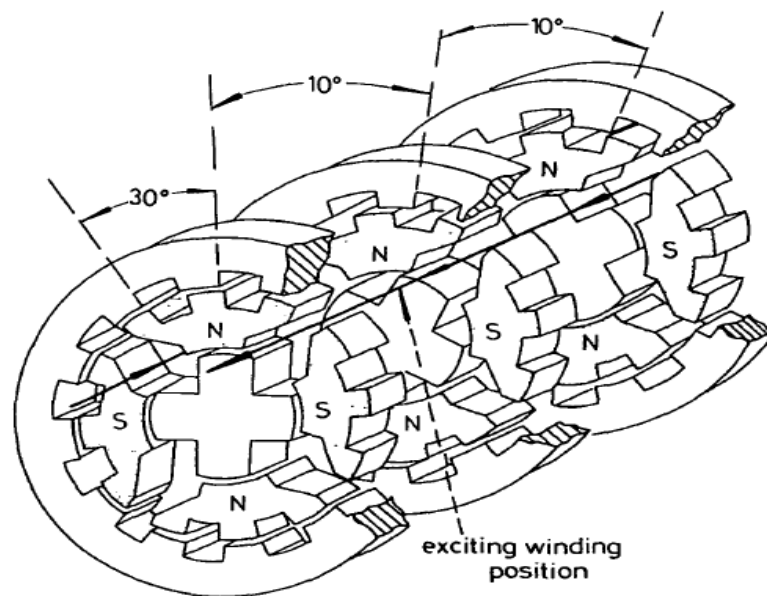


Fig. 1.2 - IM Multi-elemento. [3]

Nel 1987 Tsurumoto e Kikuchi [4] presentarono un progetto innovativo, poichè furono gli inventori dell'IM a dischi cilindrici a configurazione assiale ,Fig. 1.3. Tali IM sfruttavano magneti di Samario-Cobalto che permisero di raggiungere un trasferimento di coppia pari a 5 Nm.

In articoli, pubblicati in anni successivi, lo stesso Tsurumoto teorizzò che impiegando piatti di acciaio o giochi su cui disporre i magneti, la coppia poteva essere incrementata di 3.2 volte.

Nel 1993 uno studio [5] riguardo a un IM che sfruttava il principio della vite senza fine Archimedeo fu pubblicato ,Fig. 1.4. Nonostante il design innovativo, tale concept, era caratterizzato da una bassa densità di coppia dovuta all'ampio traferro. Inoltre la complessità della struttura e gli eventuali elevati costi di assemblaggio ne scongiurarono l'implementazione. Sempre di questa tipologia anche ad asse sghembo (skew) [6], ne fu vagliata una possibilità, tuttavia i problemi presentati nel primo design furono peggiorati, nonostante i costi di produzione che furono abbattuti.

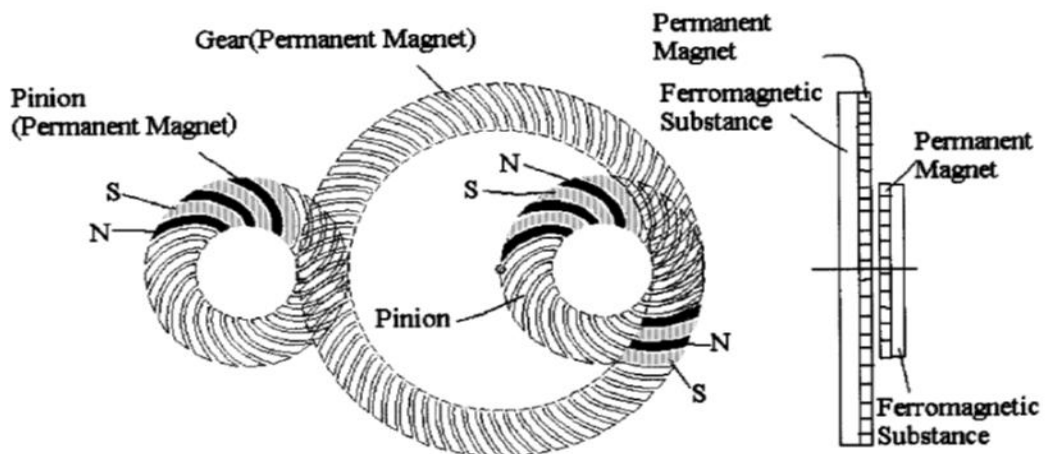


Fig. 1.3 - Esempio di IM cilindrico a flusso assiale. [4]

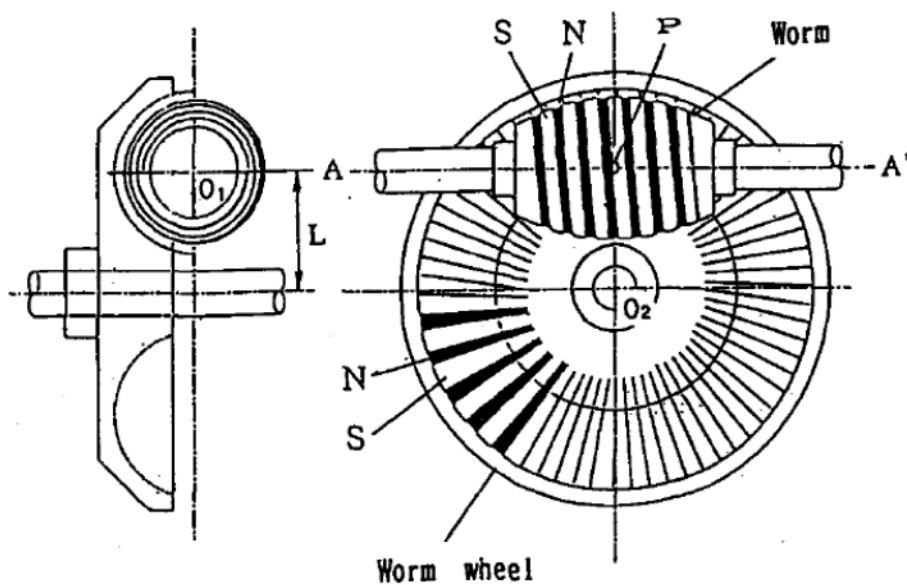


Fig. 1.4 - Esempio di IM a vite senza fine. [5]

Nel 1996 fu pubblicato il progetto [7] di un IM ad assi perpendicolari, Fig. 1.5. Anche in questo caso ne fu costruito un prototipo per le valutazioni, ma anch'esse furono insoddisfacenti.

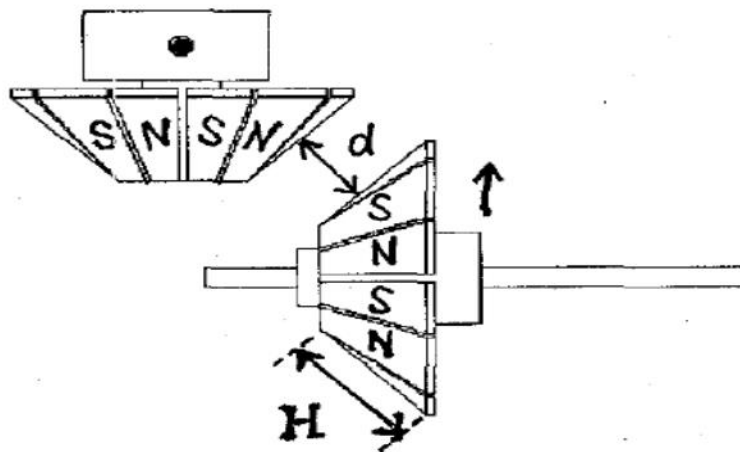


Fig. 1.5 - Esempio di IM ad assi perpendicolari. [6]

Nel 1997 Yao et al. [8], descrissero l'accoppiamento tra IM di tipo cilindrico. A tale scopo fu condotta un'analisi agli elementi finiti, sia in 2D sia in 3D. La conclusione di tale ricerca fu che per traferri di 2 mm la coppia poteva essere incrementata aumentando il numero di poli mentre essa è inversamente proporzionale a tale numero quando invece si superava la quota di dieci. Nelle sue successive pubblicazioni dimostrò che la coppia, per un determinato traferro, è massima per un certo numero di poli, e che tale valore deve essere incrementato quando si aumenta il rapporto tra raggio e spessore dei magneti, mentre deve essere diminuito quando si aggiunge un giogo.

Nel 1997 Furlani [9] presentò una formula per calcolare l'accoppiamento tra due ingranaggi cilindrici. Tale formulazione si basa su un modello 2D ed è espressa come somma finita di funzioni elementari.

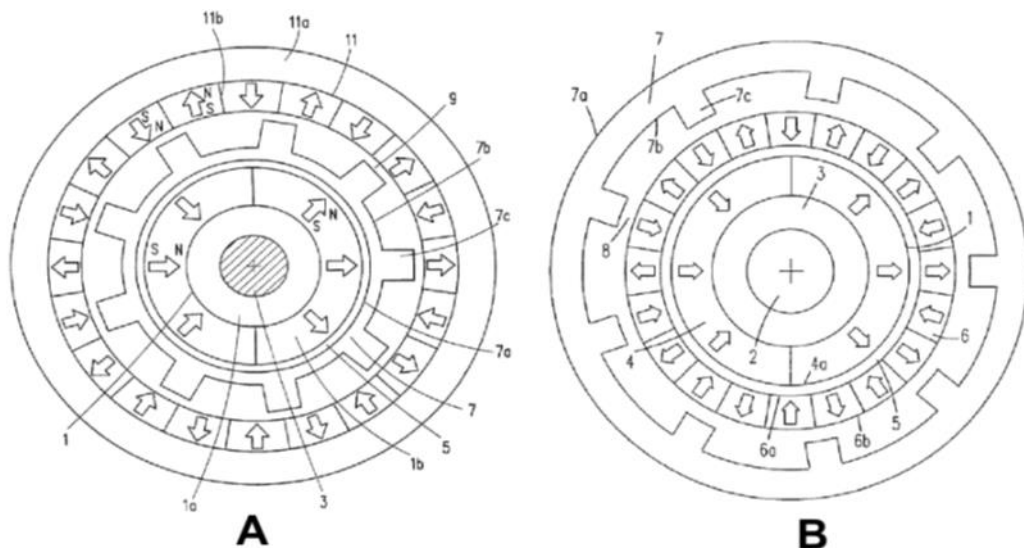


Fig. 1.6 - IM coassiale con diverse disposizioni dei modulatori connessi. [10]

Nello stesso anno Ackerman et al. [10] brevettarono un IM coassiale, (il primo progetto di IM coassiale risale già al 1960), in cui i modulatori erano connessi tra loro ,Fig. 1.6.

Ma è nel 2001 che Atallah et al. [11] pubblicarono un articolo riguardante un “nuovo” IM di tipo coassiale. La struttura era molto simile a quella del progetto di Ackerman ,Fig. 1.7, solamente che in questo caso i modulatori non erano connessi tra loro. In quest’articolo fu indagata la relazione tra numero di poli e numero di modulatori per determinare il rapporto di trasmissione. Tale pubblicazione affermava inoltre che mediante lo sfruttamento di terre rare, questa tipologia di IM poteva arrivare a 100 kN/m^3 .

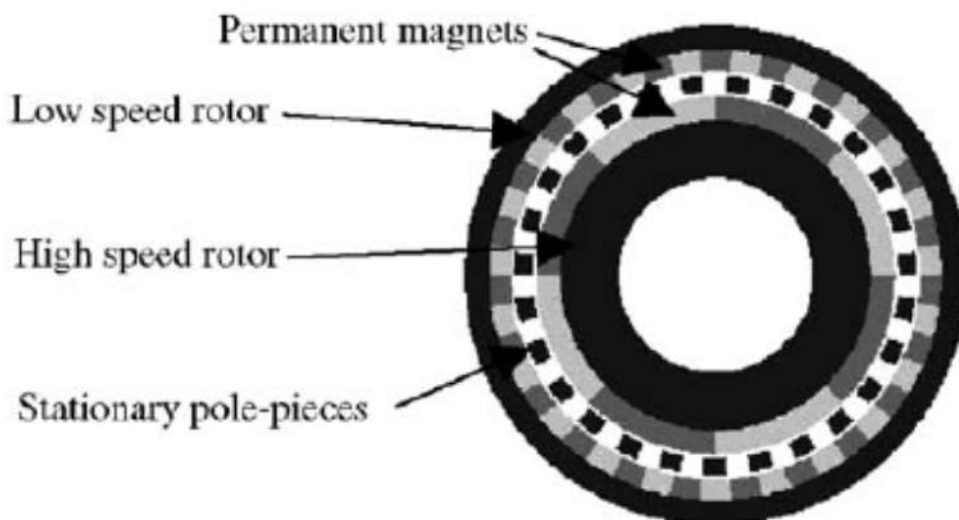


Fig. 1.7 -- IM coassiale con modulatori sconnessi. [11]

In seguito a tale pubblicazione ne furono presentate altre da altri team di ricerca, che adottavano la medesima struttura coassiale, ma con soluzioni costruttive differenti. Nel 2003 Rasmussen et al. [12] presentarono un progetto che adoperava la disposizione “Spoke” dei magneti nel rotore interno.

Nel 2002 [13] fu scritto un interessante articolo concernente, l'impiego di magneti superconduttori, come sostituti delle terre rare. Un modello matematico tridimensionale fu sviluppato ed anche un prototipo sperimentale. Tuttavia i risultati ottenuti nelle due prove non convergevano. L'impiego di questi magneti permetteva di incrementare considerevolmente la densità di coppia se comparati con le terre rare ciò nonostante la complessità di taglia ed il fatto che necessitava un continuo raffreddamento ne hanno portato ad abbandonare l'idea.

Nel 2004 Atallah et al. [14] pubblicarono un articolo con una serie di miglioramenti al progetto già presentato nel 2001, e con il quale si affermava di poter raggiungere un'efficienza del 97% per quanto riguarda la trasmissione di potenza.

Sempre nel 2004 fu brevettata la prima macchina elettrica compatta [15], ad opera di Razzel e Cullen, che integrava un IM coassiale in un generatore a magneti permanenti.

Nel 2005 fu pubblicato un interessante articolo, l'autore era sempre Atallah [16], in cui fu concepito per la prima volta un IM lineare, Fig. 1.8. Tale IM fu in seguito costruito e testato. I risultati ottenuti dimostrarono che esso poteva raggiungere un valore di densità di coppia pari a 1.7 MN/m^3 . Infine fu dichiarato, sempre nel medesimo articolo, che con la combinazione di una macchina e un IM lineare si poteva ottenere un'elevata densità di coppia.

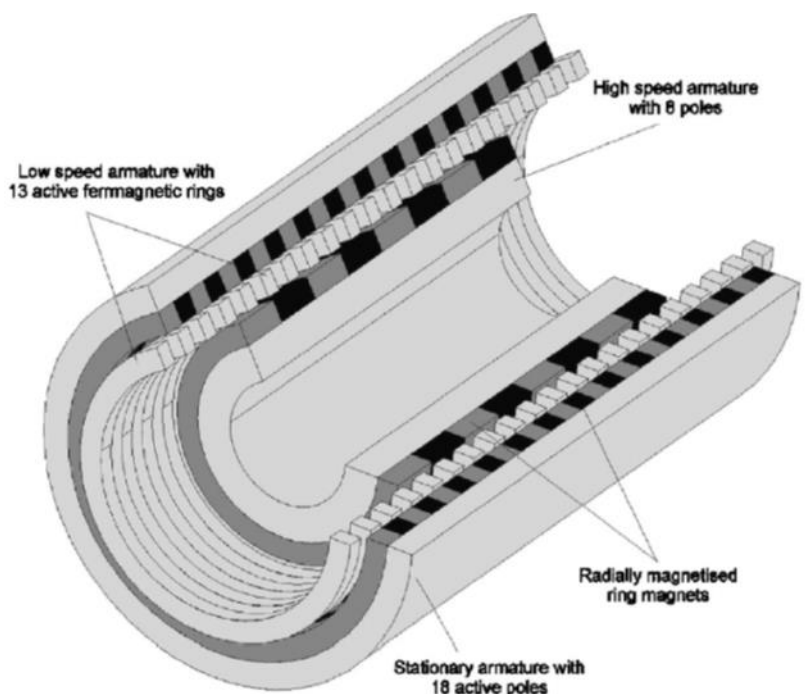


Fig. 1.8 - IM lineare. [16]

Nel 2006 Mezani et al. [17], pubblicarono un lavoro riguardante un IM a flusso assiale, Fig. 1.9, basato sui lavori precedenti di Atallah. Questo IM era particolarmente adatto per applicazioni che richiedevano un isolamento tra albero d'ingresso e d'uscita (es: pompe). In quest'articolo si dichiarava che un IM di tale tipologia poteva raggiungere una densità di coppia pari a 70 kN/m^3 e che le forze assiali presenti non erano così elevate da considerarle pericolose per la struttura stessa.

Nel 2007 Rens et al. [18] presentarono per la prima volta il concept di un IM armonico, Fig. 1.10. Questa tipologia di IM sfruttava l'elevata velocità d'ingresso del rotore per deformare il rotore flessibile a bassa velocità facendolo, così, ruotare all'interno dello statore. La variazione di tipo

sinusoidale del traferro permetteva la modulazione del campo prodotto dai magneti sul rotore a più bassa velocità e quindi una maggior facilità nella trasmissione di coppia.

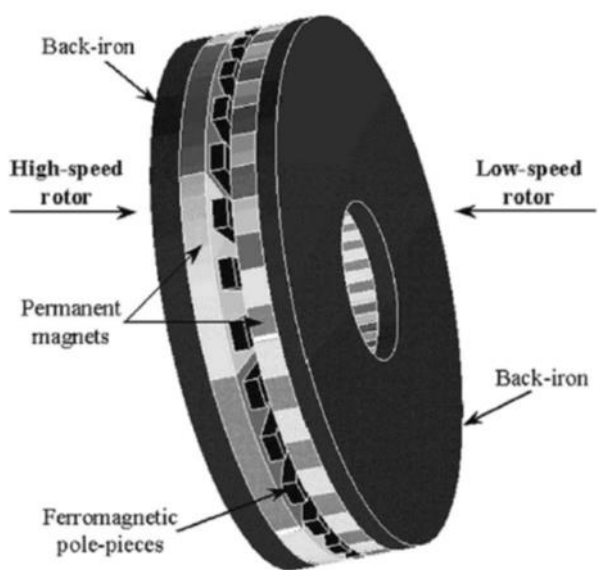


Fig. 1.9 - IM a flusso assiale [17]

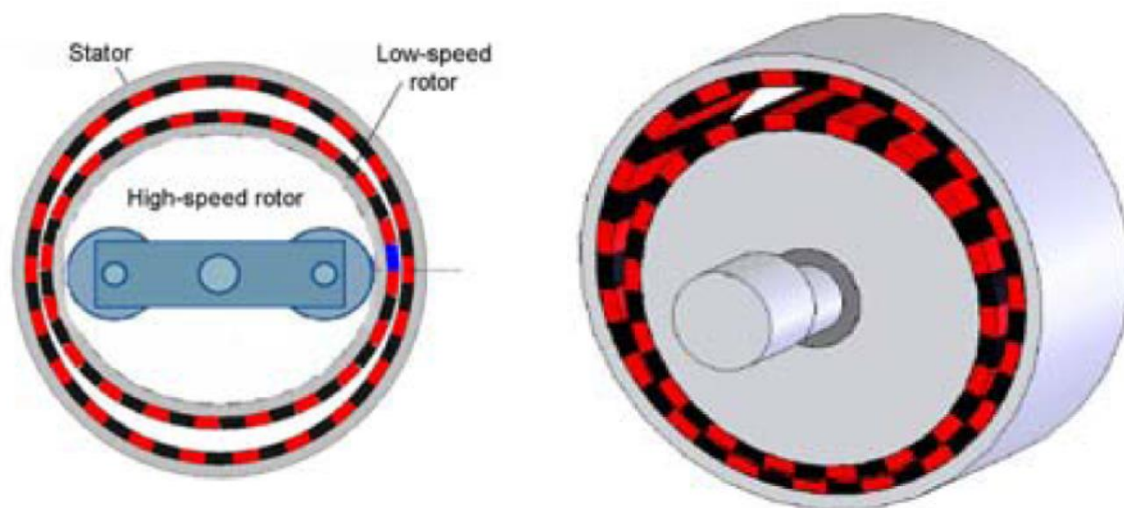


Fig. 1.10 - Esempio di IM armonico (a sinistra con rotore flessibile, a destra con rotore rigido). [18]

Successivamente fu introdotta la variante di tale IM con rotore a bassa velocità rigido e non più flessibile ottenendo così un miglior design ed una maggior praticabilità. Tuttavia la complessità di tale IM rimaneva comunque alta. Infine fu proposto sempre da Rens et al. [18] un IM armonico a più stadi che eliminava la necessità di un accoppiamento flessibile e conseguentemente raggiungeva una densità di coppia dell'ordine dei 110 KN/m^3 . Negli anni seguenti furono introdotte diverse migliorie a questa tipologia di IM.

Sempre nel 2007 il team di Chau [19] costruì un motore PM DC brushless integrato in un IM coassiale, Fig. 1.11. Questo motore fu inizialmente proposto per applicazioni di trazione.

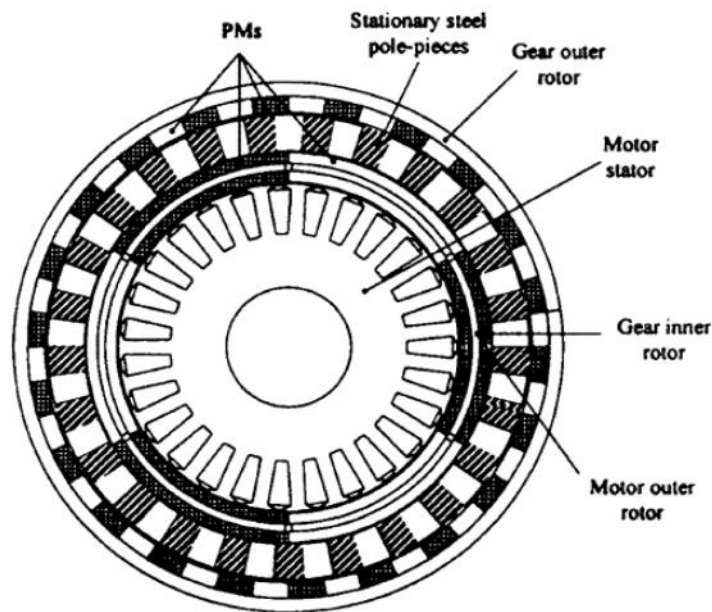


Fig. 1.11 - Magnetic Geared PM Machine (con rotore esterno). [19]

Nel 2009 Jian et al. [20] proposero la medesima configurazione per le applicazioni eoliche.

Nel 2007 Atallah [21] brevettò un IM integrato in una macchina PM brushless, e la denominò PSEUDO MACHINE.

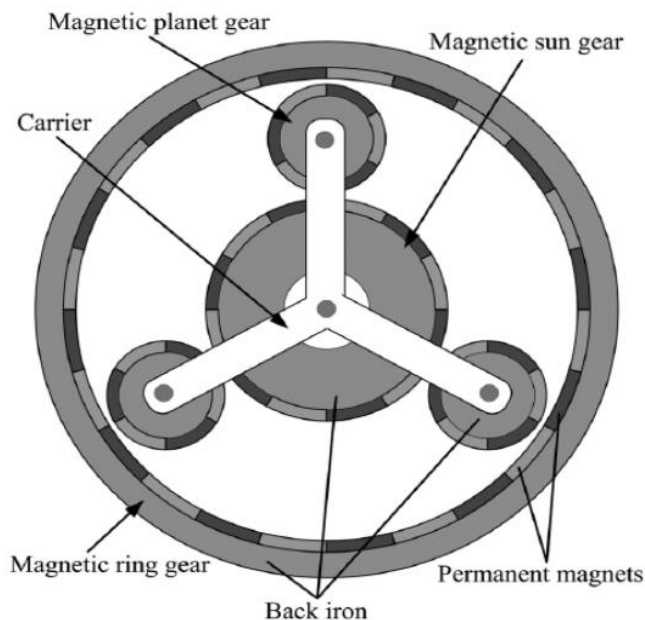


Fig. 1.12 - IM a sistema planetario. [22]

Nel 2008 Haung ed il suo team scrissero un articolo [22] dettagliato riguardante lo sviluppo di un IM a sistema planetario, Fig. 1.12. Questo IM era del tutto simile alla sua controparte meccanica, pertanto si era munito di un sole, dei pianeti e di un anello circolare che racchiudeva il tutto. Solamente che in tale progetto i denti furono sostituiti con i magneti permanenti. Nel report si affermava che un così siffatto IM può raggiungere livelli di densità di coppia pari a 100 KN/m, e la quasi totale eliminazione della Cogging Torque.

Nel 2008 fu proposta da Yong et al. [23] una nuova tipologia IM ibrida. In cui si manteneva la struttura coassiale, solamente che i due rotori erano entrambi interni, Fig. 1.13. In quest'articolo è spiegata sia la procedura di dimensionamento che i vari vantaggi che essa comporta.

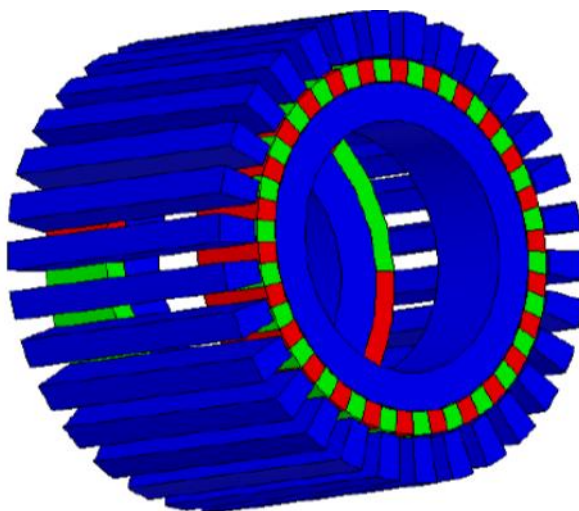


Fig. 1.13 - IM con configurazione ibrida. [23]

Nel 2009 Jian et al. [24] pubblicarono un lavoro nel quale si dimostrava la possibilità di incrementare la densità di coppia adottando una configurazione Halbach dei magneti, Fig. 1.14, conseguendo inoltre una riduzione della Cogging Torque e delle perdite nel ferro.

Nel 2009 Frank et al. [25] [26] scrissero due differenti report, in erano descritte due possibili applicazioni degli IM coassiali: la propulsione navale e la generazione eolica.

Infine negli anni successivi sono stati pubblicati diversi articoli riguardanti le possibili applicazioni degli IM, dalla propulsione navale, all'automotive etc.

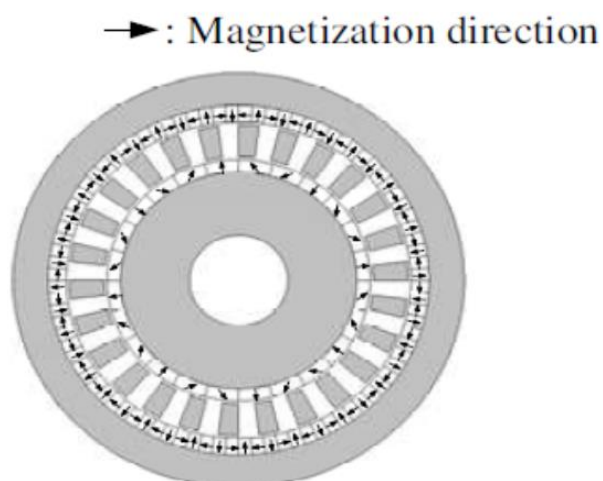


Fig. 1.14 - IM coassiale con configurazione Halbach dei magneti. [24]

Tutto ciò a dimostrazione del grande interesse che questa tecnologia ha suscitato, nonostante alcune sfide tecnologiche che devono essere ancora affrontate. A conferma di ciò si riportano, qui sotto, in Tab. 1.1 [27]; una tabella che compara le diverse caratteristiche dei vari IM sopra elencati nel corso

dell'ultimo secolo mentre, in Fig. 1.15, [28] si illustra, attraverso il numero di pubblicazioni negli anni, il trend d'interessamento verso gli IM fino al 2010.

Tab. 1.1 – Tabella comparativa tra le diverse tipologie di IM menzionate.[27]

GEAR TYPE	TRANSMISSION RATE	OPERATING PRINCIPLE	COMPLEXITY	UTILIZATION OF PMs	TORQUE DENSITY [kNm/m ³]	
MECHANICAL SPUR GEAR	1.4-28000	MECHANICAL MESHING	NO	NA	100-200	
MULTIELEMENT MG	24:1	VARIABLE RELUCTANCE	YES	ELECTRICAL EXCITATION	3.96	
INVOLUTE MG	3:1	MAGNETIC MESHING			LOW	1.7
MAGNETIC WORM GEAR	33:1					0.74
MAGNETIC SKEW GEAR	1.7:1					0.15
PARALLEL-AXIS MG	4:1		NO	11.6		
PERPENDICULAR-AXIS MG	1:1			3		
MAGNETIC PLANETARY GEAR	3:1			97.3		
MAGNETIC TORQUE COUPLER	1:1			HIGH		51.9

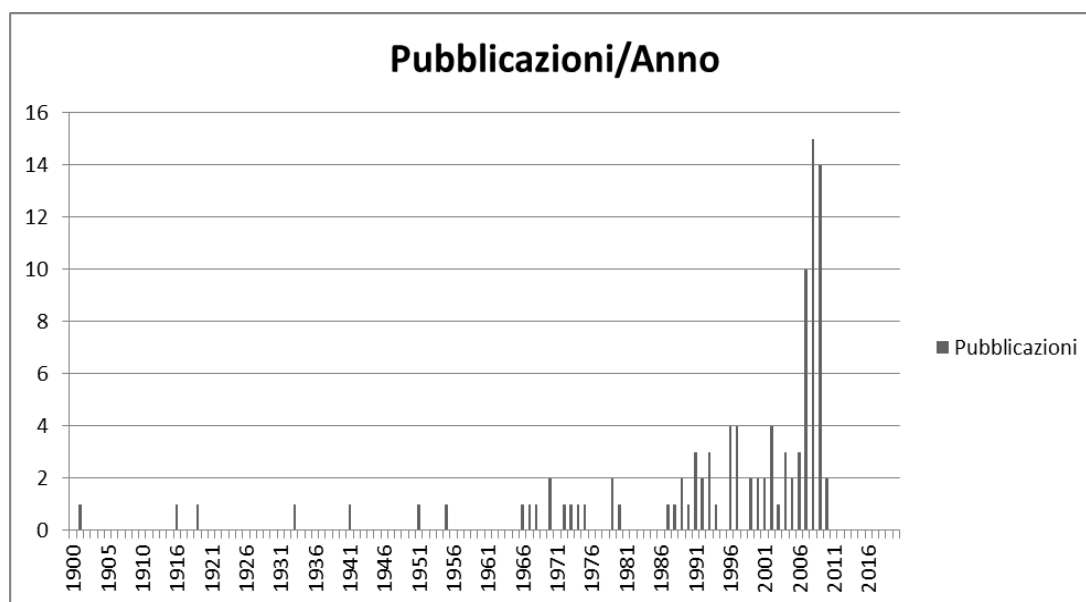


Fig. 1.15 - Grafico riportante il numero di pubblicazioni per anno. [28]

Per un maggior approfondimento storico si rimanda al Capitolo 1 della tesi [28] presente nella bibliografia, da cui è stata ricavata questa succinta descrizione dell'evoluzione storica.

1.3 CONVERSIONE DI VELOCITA' E TRASMISSIONE DI COPPIA DI UN IM

Il principio di conversione di velocità che opera l'IM si basa sull'introduzione dei modulatori di flusso. Infatti, com'è noto, per avere una variazione di velocità è necessario avere un diverso numero di coppie polari (p) su entrambi i rotori essendo:

$$\omega_{mecc} = \frac{\omega_{elettrica}}{p}$$

Tuttavia affinché vi sia interazione tra i campi prodotti dai magneti permanenti e quindi sviluppo di forza a diversa velocità, bisogna che entrambi presentino una distribuzione spaziale con stessa armonica fondamentale. Ciò è permesso dalla presenza delle salienze, che attraverso il loro effetto di modulazione consentono di ottenere uno spettro armonico, prodotto da uno dei due rotori, caratterizzato dallo stesso numero di poli dell'altro rotore.

Per comprendere l'effetto di modulazione delle salienze si consideri Fig. 1.16, in cui è rappresentato un generico layout di IM a configurazione assiale.

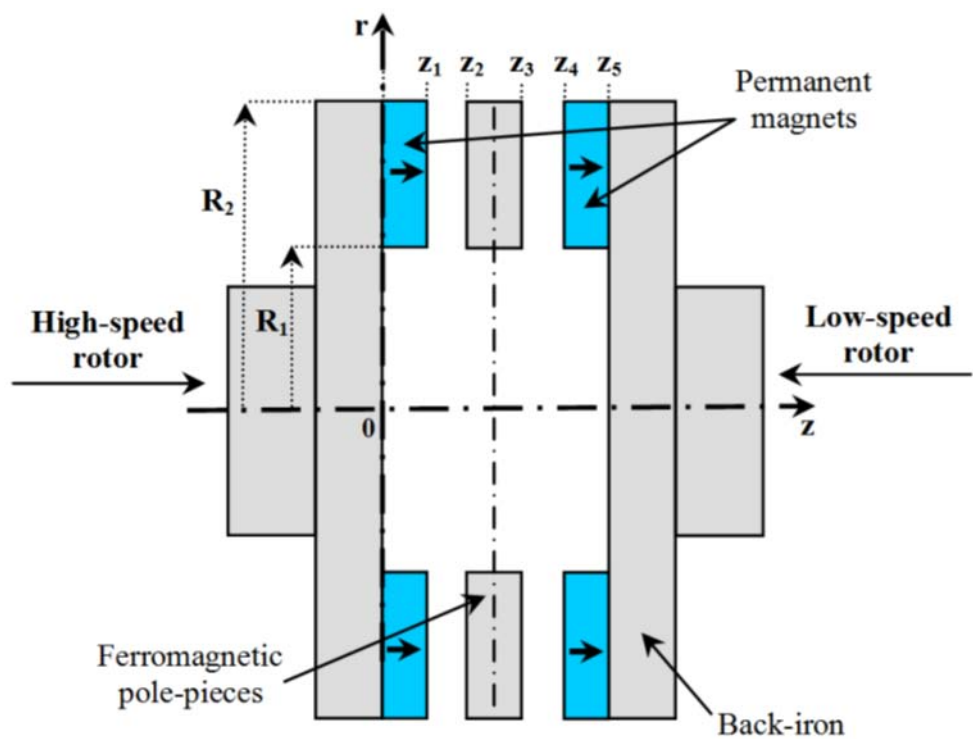


Fig. 1.16 - Rappresentazione di un IM a configurazione assiale [29]

Fissato il sistema di riferimento (z, θ) la componente assiale dell'induzione, prodotta da uno dei due rotori, nel caso non vi fossero le salienze, può essere scritta in questa forma [23,30]:

$$B_{zA}(z, \theta) = \sum_{m=1}^{\infty} b_{zm}(z) \cos(mp_r(\theta - \omega_r t + \theta_0)) \quad \text{con } m = 1,3,5 \dots \quad (1.1)$$

Mentre la funzione di modulazione si può esprimere come:

$$\Lambda_z(z, \theta) = \lambda_{z0}(z) + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{zk}(z) \cos(kQ(\theta - \omega_q t)) \quad \text{con } j = 1, 2, 3 \dots \quad (1.2)$$

Dove si indicano con i seguenti simboli:

- p_r : numero di coppie polari su un generico rotore
- Q : numero di modulatori
- ω_r : velocità angolare di un generico rotore
- ω_q : velocità angolare dei modulatori
- $b_{zm}, \lambda_{z0}, \lambda_{zk}$: coefficienti di Fourier
- θ : generica posizione angolare
- θ_0 : posizione angolare rotorica iniziale

L'induzione risultante è ottenuta come:

$$B_z(z, \theta) = B_{zA}(z, \theta) \cdot \Lambda_z(z, \theta) \quad (1.3)$$

Sostituendo la (1.1) e la (1.2) nella (1.3) si ottiene la seguente espressione per l'induzione:

$$\begin{aligned} B_z(z, \theta) = & \lambda_{z0}(z) \sum_{m=1}^{\infty} b_{zm}(z) \cos(mp_r(\theta - \omega_r t) + mp_r\theta_0) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} b_{zm}(z) \lambda_{zk}(z) \cos\left((mp_r + kQ)\left(\theta - \frac{mp_r\omega_r + kQ\omega_q}{mp_r + kQ} t\right) + mp_r\theta_r\right) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} b_{zm}(z) \lambda_{zk}(z) \cos\left((mp_r - kQ)\left(\theta - \frac{mp_r\omega_r - kQ\omega_q}{mp_r - kQ} t\right) + mp_r\theta_r\right) \quad (1.4) \end{aligned}$$

Da questa formulazione (1.4) si può facilmente ricavare che il numero di poli nello spettro armonico dell'induzione prodotta da uno dei due rotori è pari a: [11]

$$p_{m,k} = |mp_r + kQ| \quad (1.5)$$

$$m = 1, 3, 5, \dots, \infty \quad (\text{ordine armonica considerata})$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm \infty$$

Inoltre la velocità angolare della distribuzione spaziale d'induzione, prodotta dai magneti allocati su un generico rotore è così determinata:

$$\omega_{m,k} = \frac{mp_r}{mp_r + kQ} \omega_r + \frac{kQ}{mp_r + kQ} \omega_q \quad (1.6)$$

Dalla (1.6) si può notare che la velocità angolare $\omega_{m,k}$ della distribuzione spaziale, per l'introduzione delle salienze ($k \neq 0$), è diversa dalla velocità angolare del rotore che alloggia i magneti permanenti. Al fine della trasmissione di coppia a velocità diverse è necessario che il numero di coppie polari dell'altro rotore sia uguale a quello della distribuzione spaziale con $k \neq 0$. Il rapporto di trasmissione, inteso come rapporto tra la velocità in ingresso e quella in uscita, si calcola nel seguente modo:

$$Gr = \frac{mp_r}{|mp_r + kQ|} \quad (1.7)$$

In [11] è stato dimostrato che la combinazione ($m=1$, $k=-1$) permette di ottenere la massima capacità dell'ingranaggio magnetico di trasmettere coppia. A seconda della modalità operativa prescelta il rapporto di trasmissione può essere negativo o positivo. Per questi motivi, considerando il nostro caso specifico, in cui si considererà come velocità d'ingresso quella del rotore lento, mantenendo fissi i modulatori, il G_r risulterà negativo, ossia i rotori ruoteranno in direzione opposte. Difatti, se si procede al calcolo del G_r con tali ipotesi si riscontra:

$$Gr = \frac{\omega_{rl}}{\omega_{rv}} = \frac{p_{rl} - Q}{p_{rl}} = -\frac{p_{rv}}{p_{rl}} \quad (1.8)$$

Attraverso la (1.8) è possibile determinare il numero di salienze opportune:

$$Q = p_{rl} + p_{rv} \quad (1.9)$$

Infine si vuole sottolineare, che sebbene, queste considerazioni di carattere generali, siano state fatte considerando un ingranaggio a flusso assiale, possono essere estese a qualunque tipologia di IM.



CAPITOLO 2

IM A FLUSSO ASSIALE

In questo capitolo si descriveranno dapprima la struttura del sistema di ricarica IM-Volano e quindi le motivazioni tecniche che hanno condotto alla scelta di un IM a flusso assiale. In seguito si esporrà la modellizzazione 2D impiegata per il dimensionamento dell'IM. A tal fine si presenteranno due metodi analitici in 2D; il primo sviluppato da T.Lubin, S.Mezani e A.Rezzoug, è basato sulla soluzione delle equazioni di Maxwell per il caso magnetostatico attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell [29,31]. Ciò ha permesso agli autori di sviluppare una procedura di dimensionamento preliminare di un IM a flusso assiale, usata in questa tesi e descritta più dettagliatamente in Appendice. Tale procedura, prevedendo la distribuzione di campo con una certa accuratezza nella zona dei modulatori, permette la determinazione della forza e della coppia prodotta. Il secondo metodo invece sfrutta il principio dei lavori virtuali, ossia la forza è calcolata come derivata dell'energia rispetto a uno spostamento dei rotori. Infine si presenterà la modellizzazione 2D sviluppata per esser implementata in un software agli elementi finiti e la relativa convalida.

2.1 SISTEMA DI RICARICA IM-VOLANO

2.1.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN VOLANO

I volani sono riconducibili a masse rotanti che accumulano energia alla presenza di coppia accelerante e la rilasciano con coppia frenante, realizzando così una batteria inerziale. Nella pratica una batteria a volano assorbe energia da una sorgente elettrica, la immagazzina sotto forma di energia cinetica ed all'occorrenza la fornisce al carico a seconda delle necessità. Una caratteristica fondamentale delle batterie a volano sono le modalità operative dei cicli di scarica e ricarica, che possono essere variabili. La gestione di accumulo (accelerazione) e di scarica (decelerazione) è eseguita attraverso una macchina elettrica ed un convertitore elettronico.

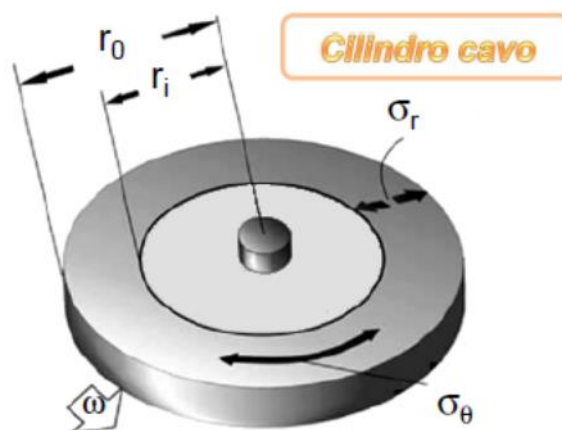


Fig. 2.1 - Rappresentazione di un volano a cilindro cavo. [32]

L'energia cinetica rotazionale che può essere immagazzinata in un volano è calcolata nel seguente modo:

$$E_{cin} = \frac{1}{2} J \omega_r^2 \quad (2.1)$$

Dove abbiamo che ω_r è velocità angolare mentre J è il momento d'inerzia riferito all'asse di rotazione. In riferimento alla Fig.4.1 in cui si rappresenta un volano a cilindro cavo, si può calcolare J nel seguente modo:

$$J = \int r^2 dm = \frac{1}{4} m (r_0^2 + r_i^2) \quad (2.2)$$

Con m, la massa del volano. Da queste espressioni emerge che conviene aumentare la velocità angolare rispetto alla massa, se si vuole ottenere elevati livelli di energia.

Naturalmente la velocità massima ω_{max} che un volano è in grado di raggiungere dipende dal materiale di cui è costituito [33]. Infatti supponendo di avere un cilindro cavo isotropo in cui la massa è concentrata tutta sulla parete esterna, è possibile calcolare il massimo sforzo tangenziale come:

$$\sigma_{max} = \rho r^2 \omega_{max}^2 \quad (2.3)$$

La (4.3) permette di affermare che la velocità massima dipende dalla capacità del volano di sopportare gli sforzi e tale resistenza dipende dalla ρ ossia dalla densità del materiale considerato. Mediante la (4.3) si può determinare la massima energia specifica riferita alla massa:

$$e_{m,max} = K \frac{\sigma_{max}}{\rho} \quad (2.4)$$

K è il fattore di forma, che varia secondo la geometria del volano, nel caso di cilindro cavo esso è pari a 0.5. In generale [32] conviene avere materiali ad alta resistenza meccanica ed a bassa densità di massa.

Si riportano ora due tabelle riassuntive, nella prima Tab. 2.1 sono illustrati i principali materiali, oggi in commercio, usati per la fabbricazione di volani e relative caratteristiche mentre nella seconda Fig. 2.2 sono elencati diversi valori di K a seconda delle geometrie valutate.

Tab. 2.1 - Principali materiali esistenti in commercio.[33]

MATERIALE	ρ [kg/m ³]	σ_{max} [MPa]	$e_{m,max}$ [Wh/kg]
Acciaio 4340	7800	1800	32
Lega Alluminio (AlMnMg)	2700	600	31
Titanio (TiAl6Zr5)	4500	1200	37
GFRP (glass fiber reinforced polymer - 60% E-glass)	2000	1600	111
CFRP (carbon fiber reinforced polymer - 60% Carbonio HT)	1500	2400	222







Flywheel Type	Shape	K
Constant selection		1.000
Constant-stress disk	—	0.931
Approx. constant section		0.834
Conic disk		0.806
Flat unpierced disk		0.606
Thin rim		0.500
Rod or circular brush	—	0.333
Flat pierced disk		0.305

Fig. 2.2 - Valori di K al variare della geometria del volano. [34]

I materiali compositi sono quelli che presentano le migliori caratteristiche, tuttavia sono caratterizzati da un costo molto elevato rispetto all'acciaio o all'alluminio.

Data la totale energia cinetica che un volano è in grado di immagazzinare, non è possibile sfruttare pienamente l'energia accumulata, a causa di una limitazione sulla coppia (C). Ipotizzando di lavorare a potenza costante si ha la seguente espressione della potenza:

$$P_{out} = C\omega_r \quad (2.5)$$

A parità di potenza, al diminuire della velocità aumenta la coppia, tuttavia essendo la coppia dipendente dalla taglia del motore, non è possibile superarne un certo valore. Per questo è necessario introdurre una limitazione sulla ω_r corrispondente alla ω_{min} . Si definisce con s il rapporto tra la velocità minima e quella massima. Attraverso tale rapporto si può calcolare l'effettiva energia utilizzabile dal volano:

$$s = \frac{\omega_{min}}{\omega_{max}} \rightarrow E_u = E_{cin}(1 - s^2) \quad (2.6)$$

Normalmente è consigliato adottare un $s > 0.2$ [35].

2.1.2 STRUTTURA DEL SISTEMA DI RICARICA

Come è già stato asserito nell'introduzione, si vuole valutare la fattibilità un sistema abbinato IM-Volano che permetta ad un eventuale veicolo, per il trasporto urbano, di compiere un certo tragitto in autonomia, senza l'obbligo di un'alimentazione via cavo. Si consideri i Bus, la tipologia di veicolo di riferimento.

Come si vede in Fig. 2.3, che sintetizza la struttura del sistema, il motore ed una parte dell'IM sono posizionati a terra. Precisamente il motore di trascinamento è posto ad una certa profondità, mentre il rotore lento, calettato ad esso, ed i modulatori fissi sono posti in prossimità del piano stradale e protetti dagli agenti atmosferici mediante uno spessore di materiale amagnetico (materiale plastico). In questo modo si cerca di minimizzare lo spazio d'aria tra modulatori e rotore veloce, situato a bordo del veicolo e che costituisce il captatore. Una possibile soluzione, per ridurre ulteriormente tale spazio d'aria è di prevedere una torretta di ricarica "rialzata" rispetto al manto stradale, che permetta di avvicinare maggiormente i modulatori al rotore secondario. Lo scopo del motore primario è quello di mettere in rotazione il rotore lento (prime mover) e portarlo alla velocità base di funzionamento.

Attraverso le salienze ed il loro effetto di modulazione, il rotore lento trasmette una coppia accelerante, nella misura fissata dal rapporto di trasmissione, al rotore veloce. A tal fine sono necessari sistemi di controllo della posizione, poiché la trasmissione di coppia tra i due rotori può avvenire efficacemente quando sono entrambi perfettamente allineati e sincronizzati. Con la trasmissione di coppia, il rotore veloce inizia a ruotare con una certa velocità, anch'essa fissata dal rapporto di trasmissione, permettendo così, mediante l'albero, la ricarica del volano in un certo tempo stimato.

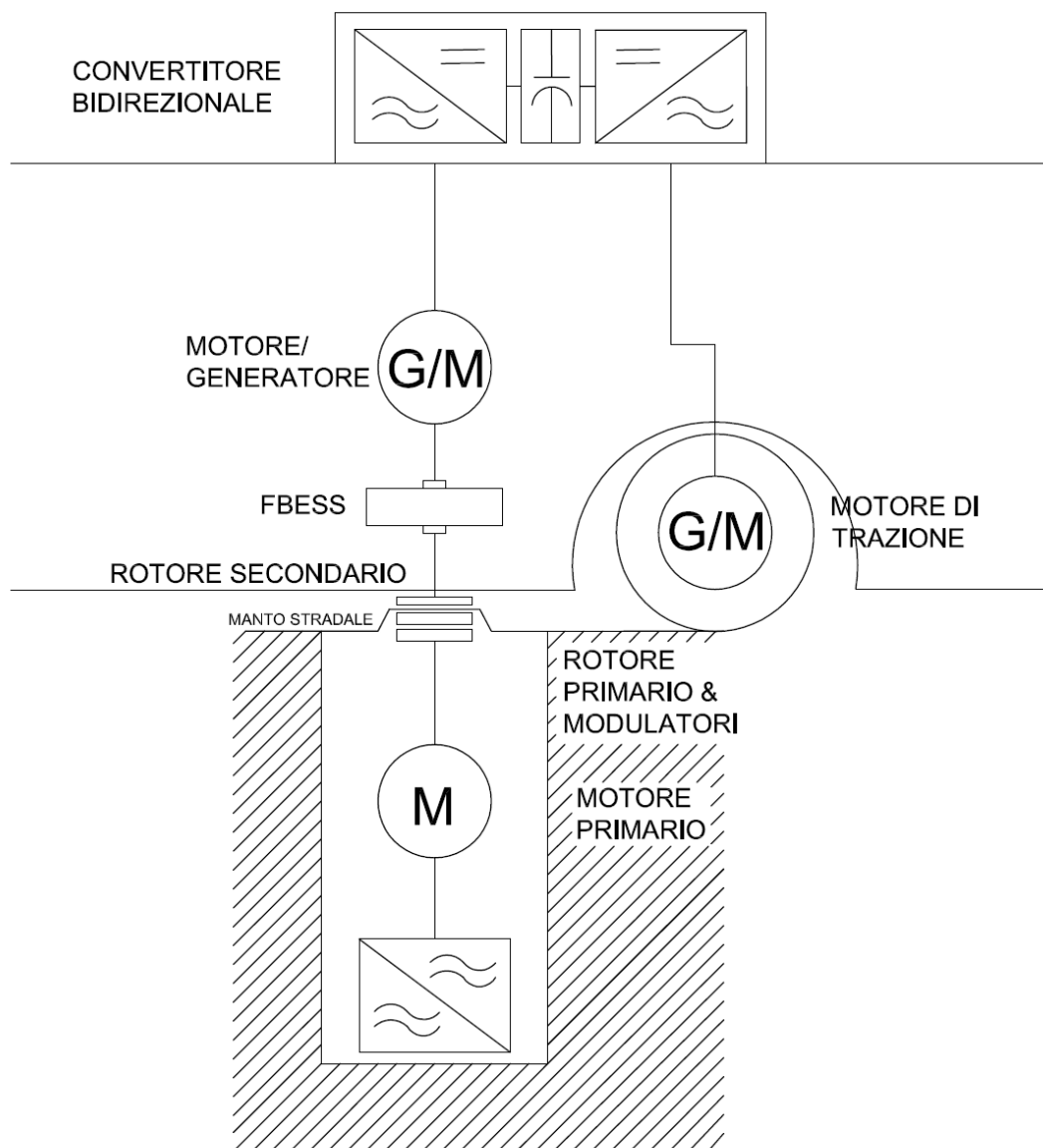


Fig. 2.3 - Struttura schematizzata del sistema di ricarica IM-Volano.

Queste postazioni di ricarica, idealmente, dovrebbero essere disseminate lungo tutto il tragitto che il bus deve compiere. In Italia l'alimentazione per il trasporto pubblico urbano è esercita in corrente continua (750 V) e pertanto richiede sistemi di distribuzione e trasformazione appositi. Con il sistema di ricarica IM-Volano sarebbe possibile alimentare il motore tramite la rete pubblica in AC, in questo modo si conseguirebbe un notevole risparmio in termini di infrastrutture.

In questa tesi ci si focalizzerà sull'analisi e dimensionamento dell'ingranaggio magnetico, essendo l'organo centrale di tutto l'azionamento.

2.2 MODELLIZZAZIONE 2D

2.2.1 MODELLO RETTIFICATO

Una delle difficoltà maggiori quando si analizza una macchina rotante in 2D, è quella di crearne una sua copia rettificata di lunghezza idealmente infinita. Ciò significa trasformare difatti un movimento rotazionale in un traslazionale attraverso una serie di approssimazioni. Data una certa configurazione assiale, Fig. 2.4, caratterizzata da un diametro esterno D e da un interno d , è possibile calcolare la lunghezza della sua corrispondente configurazione rettificata attraverso la seguente relazione:

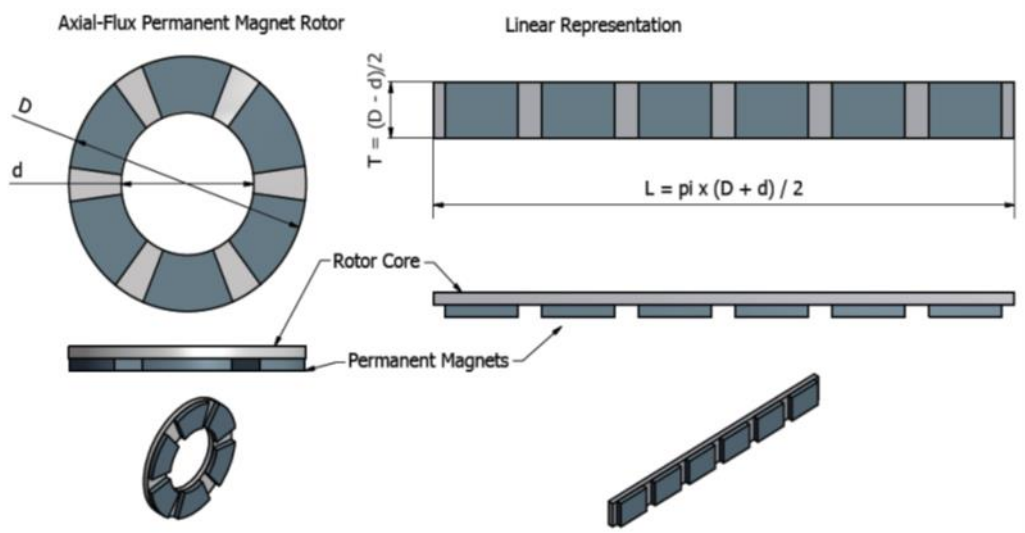


Fig. 2.4 - Rappresentazione lineare di una configurazione assiale. [28]

$$L = \pi \frac{(D + d)}{2} = \pi D_m \quad (2.5)$$

Mentre per quanto riguarda lo spessore, esso è pari a:

$$T = \int_r^R dr = \frac{(D - d)}{2} \quad (2.6)$$

Il raggio medio R_m necessario per il calcolo della coppia a partire dalla forza, è così definito:

$$R_m = \frac{(D + d)}{4} \quad (2.7)$$

Infatti, una volta effettuata l'analisi agli elementi finiti, e determinata la forza agente sul rotore in [N/m], la coppia risultante è pari a:

$$C_r = F_{xr} R_m T \quad (2.8)$$

La (2.8) è una relazione di estrema importanza, poiché sarà una dell'equazione cardine per il dimensionamento dell'IM.

2.2.2 MODELLO ANALITICO

2.2.2.1 TENSORE DEGLI SFORZI DI MAXWELL

Il modello in questione si basa sulla risoluzione delle equazioni differenziali, ricavate da quelle di Maxwell, attraverso il metodo della separazione delle variabili. Queste equazioni sono scritte applicando la teoria del “Sub-domain Method”, ossia suddividendo l’IM in diversi sottodomini, ciascuno caratterizzato da una propria equazione differenziale e dalle opportune condizioni al contorno.

Considerando il caso Magnetostatico, abbiamo il seguente sistema di equazioni di Maxwell:

$$\begin{cases} \nabla \times (\bar{\mathbf{H}}) = \bar{\mathbf{J}} \\ \nabla \cdot (\bar{\mathbf{B}}) = 0 \\ \bar{\mathbf{B}} = \mu \bar{\mathbf{H}} \end{cases} \quad (2.9)$$

Il problema consiste nel determinare un campo H, tale per cui il suo rotore sia pari alla densità di corrente, e un’induzione B, legata al campo H dalla legge del materiale, la cui divergenza sia pari a 0 (B è un campo solenoidale). Si può pertanto introdurre il Vettore Potenziale Magnetico A,

$$\bar{\mathbf{B}} = \nabla \times (\bar{\mathbf{A}}) \quad (2.10)$$

Sostituendo tale espressione nella prima equazione del sistema, sfruttando la legge del materiale, ottengo la relazione:

$$\nabla \times \nabla \times \bar{\mathbf{A}} = \mu \bar{\mathbf{J}} \quad (2.11)$$

Poiché il modello analizzato è in 2D ($\partial/\partial z = 0$), allora le grandezze in questione presentano le seguenti componenti lungo gli assi:

$$\bar{\mathbf{B}} = (B_x, B_y, 0)$$

$$\bar{\mathbf{H}} = (H_x, H_y, 0)$$

$$\bar{\mathbf{J}} = (0, 0, J_z)$$

$$\bar{\mathbf{A}} = (0, 0, A_z)$$

Infatti B e H hanno solo due componenti nel piano cartesiano, ed essendo il rotore di una grandezza perpendicolare alla grandezza stessa, ciò significa, che J ed A hanno solo componente lungo z. Si definisce il rotore di A nel seguente modo:

$$\nabla \times \bar{\mathbf{A}} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ 0 & 0 & A_z \end{vmatrix} \quad (2.12)$$

Per determinarne il suo valore si deve calcolare il determinante della matrice (2.12):

$$\nabla \times \bar{\mathbf{A}} = \bar{i} \frac{\partial A_z}{\partial y} - \bar{j} \frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (2.13)$$

Da cui l’equazione del problema magnetico in 2D (2.11) può essere riscritta in questa forma:

$$\nabla \times \nabla \times \bar{\mathbf{A}} = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} = -\mu J_z = \bar{\nabla}^2 \mathbf{A} \quad (2.14)$$

dove $\bar{\nabla}^2$ è chiamato il Laplaciano vettore. La (2.14) rappresenta l'equazione differenziale che deve essere scritta ed adattata per ciascun sottodominio dell'IM analizzato. Tuttavia, nel nostro caso non si considera la densità di corrente \mathbf{J} , bensì la Magnetizzazione \mathbf{M} (essendoci unicamente magneti) che ha componente solo lungo l'asse y (perpendicolare), per questo motivo posso esprimere la loro dipendenza attraverso il rotore:

$$\bar{\mathbf{J}} = \nabla \times \bar{\mathbf{M}} \quad (2.15)$$

$$\bar{\mathbf{M}} = (0, M_y, 0) \text{ dove } M_y = \pm \frac{Br}{\mu_0}$$

$$\nabla \times \bar{\mathbf{M}} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 \\ 0 & M_y & 0 \end{vmatrix} = \bar{k} \frac{\partial M_y}{\partial x} \quad (2.16)$$

E pertanto, alla fine, la (2.14) riscrivendola diviene:

$$\nabla \times \nabla \times \bar{\mathbf{A}} = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} = -\mu \frac{\partial M_y}{\partial x} = \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \quad (2.17)$$

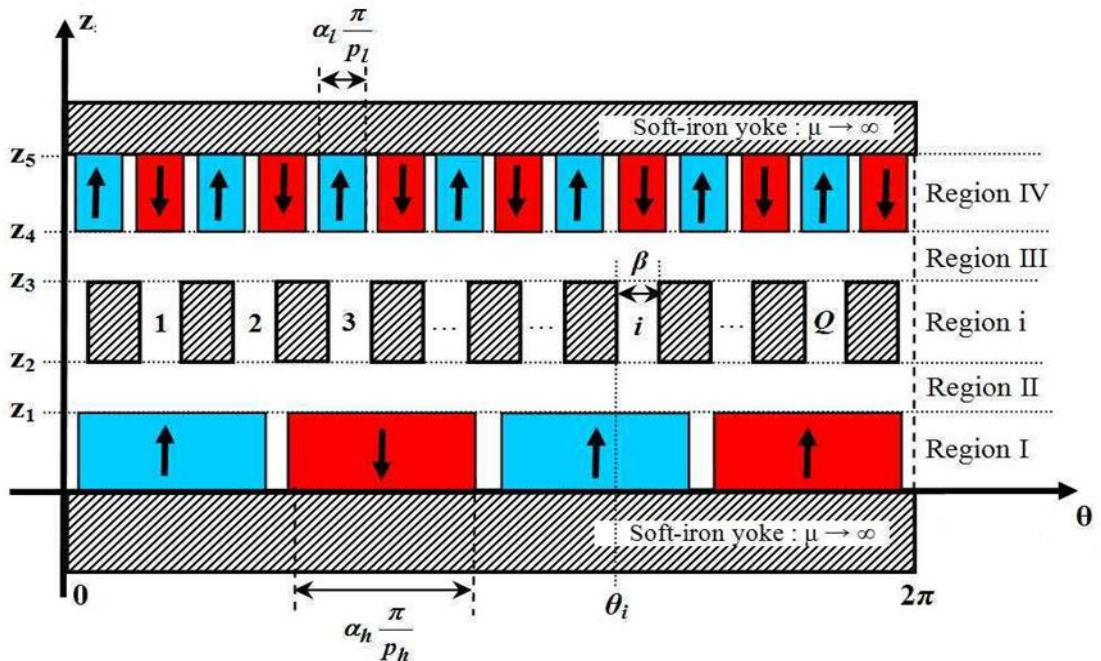


Fig. 2.5 - Rappresentazione rettificata dell'IM, in cui le coordinate (x,y) sono state sostituite con (θ,z) . Il rotore inferiore è quello a più alta velocità mentre quello superiore a più bassa. [29]

La scelta di adottare un modello 2D, è dovuta al fatto che la determinazione del campo magnetico in una rappresentazione 3D sarebbe molto complessa e dispendiosa dal punto di vista computazionale a causa della presenza dei modulatori. Per questa ragione si preferisce "srotolare" l'IM, linearizzandolo in corrispondenza del raggio medio R_m , permettendo di ridefinire la coordinata: $x = R_m \theta$, conseguendo così un'ulteriore semplificazione del modello

Come si vede dalla rappresentazione rettificata qui riportata Fig.2.5, l'IM è stato suddiviso in cinque differenti sottodomini o regioni, caratterizzati da una propria altezza z . In base alla regione valutata si può scrivere in opportuna maniera l'equazione (2.17) con le relative condizioni al contorno. Tuttavia prima di iniziare con la caratterizzazione è necessario riportare le due ipotesi di base assunte:

1. **Le parti ferromagnetiche (modulatori e gioghi) sono considerate con permeabilità infinita.**
2. **La permeabilità relativa dei magneti è assunta unitaria.**

REGIONE i ($1 < i < Q$): è il sottodominio caratterizzante la zona dei Q-esimi modulatori e Q-esime cave, in cui non si ha la presenza di magneti, per cui M è pari a zero. Essa è definita da un'altezza uguale a $(z_3 - z_2)$ e da un angolo di apertura di cava β . Per la determinazione del campo in questa regione è necessario risolvere la (2.17) scritta come equazione differenziale di Laplace (magnetizzazione nulla):

$$\frac{1}{R_m^2} \frac{\partial^2 A_i}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_i}{\partial z^2} = 0 \text{ con } \begin{cases} z_2 < z < z_3 \\ \theta_i < \theta < \theta_i + \beta \end{cases} \quad (2.18)$$

Definendo con: $\theta_i = -\frac{\beta}{2} + \frac{2\pi i}{Q} + \theta_0$ la generica posizione dell' i -esima cava e con θ_0 , la posizione angolare iniziale dei modulatori.

Per quanto concerne le condizioni al contorno, si consideri Fig. 2.6, in cui l'ipotesi di permeabilità infinita permette di assegnare ai contorni laterali dei modulatori, delle condizioni di tipo Neumann omogenee, essendo la componente tangenziale del campo nulla. Mentre nel lato superiore ed in quello inferiore si applicano le condizioni di continuità.

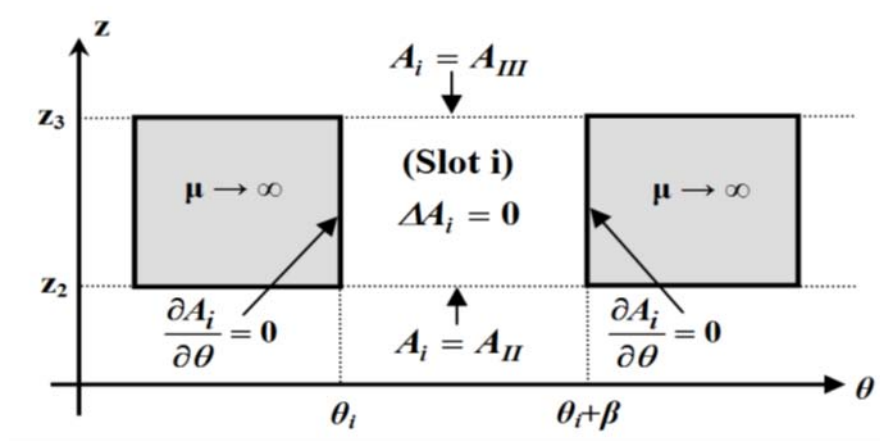


Fig. 2.6 - Condizioni al contorno applicate alla Regione i. [29]

Condizioni di Neumann omogenee:

$$\left. \frac{\partial A_i}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_i} = 0 \quad \left. \frac{\partial A_i}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_i+\beta} = 0$$

Condizioni di Continuità:

$$A_i(\theta, z_2) = A_{II}(\theta, z_2) \quad A_i(\theta, z_3) = A_{III}(\theta, z_3)$$

Dove A_{II} e A_{III} sono i vettori potenziali magnetici nelle regioni dei traferri.

REGIONE I: si tratta del sottodominio di altezza z_1 in cui sono presenti i magneti del rotore veloce. La magnetizzazione non essendo più nulla, non permette di ricondursi ad un'equazione di Laplace. Infatti la (2.17) in questa regione deve essere così espressa:

$$\frac{1}{R_m^2} \frac{\partial^2 A_I}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_I}{\partial z^2} = -\frac{\mu_0}{R_m} \frac{\partial M_z}{\partial \theta} \quad \text{con} \quad \begin{cases} 0 < z < z_1 \\ 0 < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2.19)$$

La magnetizzazione essendo rappresentabile nello spazio come un'onda quadra, può essere riprodotta attraverso lo sviluppo in serie di Fourier:

$$M_z(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_n \sin((2n-1)p_r(\theta - \delta_r)) \quad (2.20)$$

$$M_n = \frac{4B_r}{(2n-1)\mu_0\pi} \cos\left((2n-1)\frac{\pi}{2}(1 - \alpha_r)\right) \quad (2.21)$$

In cui i seguenti parametri indicano:

- B_r : induzione residua del magnete
- p_r : numero di coppie polari sul rotore veloce
- α_r : angolo di copertura del magnete
- δ_r : spostamento angolare

Le condizioni al contorno applicabili in questa regione sono dovute alla continuità della componente tangenziale del campo tra magneti e traferro:

$$\left. \frac{\partial A_I}{\partial \theta} \right|_{z=z_1} = \left. \frac{\partial A_{II}}{\partial \theta} \right|_{z=z_1}$$

REGIONE II: è la regione relativa al traferro d'aria di ampiezza $(z_2 - z_1)$ compreso tra il rotore veloce ed i modulatori. La (2.17), come per la Regione i, ha la forma di un'equazione di Laplace, non essendoci magneti ed è scritta in modo analogo:

$$\frac{1}{R_m^2} \frac{\partial^2 A_{II}}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_{II}}{\partial z^2} = 0 \quad \text{con} \quad \begin{cases} z_1 < z < z_2 \\ 0 < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2.22)$$

Mentre per quanto riguarda le condizioni al contorno, bisogna distinguere due situazioni. Quando il traferro si affaccia ai modulatori, si ha la continuità della componente tangenziale del campo, mentre essa è nulla in tutte le altre zone. Pertanto si deve definire la condizione ad intervalli di esistenza:

$$\left. \frac{\partial A_{II}}{\partial \theta} \right|_{z=z_2} = \begin{cases} \left. \frac{\partial A_i}{\partial \theta} \right|_{z=z_2} & \forall \theta \in [\theta_i, \theta_i + \beta] \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Data la simmetria della macchina, analoghe considerazioni possono essere applicate anche per la **REGIONE III** (traferro compreso tra i modulatori e il rotore lento) e la **REGIONE IV** (magnetismi sul rotore lento), considerando i relativi parametri geometrici.

Tutte le equazioni differenziali derivanti dalla (2.17) e qui scritte, sono risolte attraverso il metodo della separazione delle variabili. Non saranno riportati di seguito lo sviluppo di tale metodo e le

formulazioni che ne conseguono, non essendo questo lo scopo della tesi. Ciononostante per una maggiore curiosità ed approfondimento si rimanda all'articolo stesso presente nella bibliografia.

A questo punto, supponendo di aver ricavato un'espressione analitica di A per ogni sottodominio risolvendo le equazioni sopra elencate, consideriamo la REGIONE II, che è quella di maggior interesse anche per il proseguo della tesi. Possiamo, infatti, ricavarci la componente tangenziale ed assiale dell'induzione nel seguente modo:

$$B_{Iz} = -\frac{1}{R_m} \frac{\partial A_{II}}{\partial \theta} \quad B_{II\theta} = \frac{\partial A_{II}}{\partial z} \quad (2.23)$$

La coppia e la forza assiale, applicate al rotore veloce, sono calcolate attraverso il "Maxwell stress tensor" o tensore degli sforzi di Maxwell. La linea di integrazione può essere qualsiasi linea chiusa nella regione del traferro considerata: $z = \xi \in [z_1, z_2]$. Tale per cui si ottengono le seguenti formulazioni della Coppia (C_{rv}) e della Forza assiale (F_{yrv}):

$$\begin{aligned} C_{rv} &= \frac{1}{\mu_0} \int_{R_1}^{R_2} r \int_0^{2\pi} (B_{II\theta}(\theta, \xi) B_{Iz}(\theta, \xi)) r d\theta dr \\ &= \frac{R_2^3 - R_1^3}{3\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{II\theta}(\theta, \xi) B_{Iz}(\theta, \xi)) d\theta \quad (2.24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{yrv} &= \frac{1}{2\mu_0} \int_{R_1}^{R_2} r \int_0^{2\pi} (B_{Iz}(\theta, \xi)^2 - B_{II\theta}(\theta, \xi)^2) d\theta dr = \\ &= \frac{R_2^2 - R_1^2}{4\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{Iz}(\theta, \xi)^2 - B_{II\theta}(\theta, \xi)^2) d\theta \quad (2.25) \end{aligned}$$

A conferma della bontà della procedura sviluppata in [29] si riportano i risultati conseguiti dagli autori stessi, Figure 2.7-2.11, valutando l'ingranaggio i cui dati sono elencati in Tab. 2.2. La valutazione è stata eseguita confrontando i dati ottenuti dall'analisi analitica con quelli ricavati da un'analisi agli elementi finiti in 3D.

Tabella 2.2: Tabella elencante i dati relativi all'esempio.[29]

PARAMETRO	VALORE ASSEGNATO
Raggio medio (R_m)	50 mm
Coppie polari (rotore veloce) (p_{rv})	2
Coppie polari (rotore lento) (p_{rl})	7
Numero di salienze (Q)	9
Coefficiente apertura di cava (β)	0.5
Ampiezza traferri (g)	2 mm
Coefficiente copertura dei magneti (α_r)	1
Numero di armoniche usate per il calcolo del campo nei modulatori (N)	50
Numero di armoniche usate per il calcolo del campo nei traferri e nei magneti (K)	50

Intendendo con R_2 il raggio esterno, mentre con R_1 il raggio interno dell'IM.

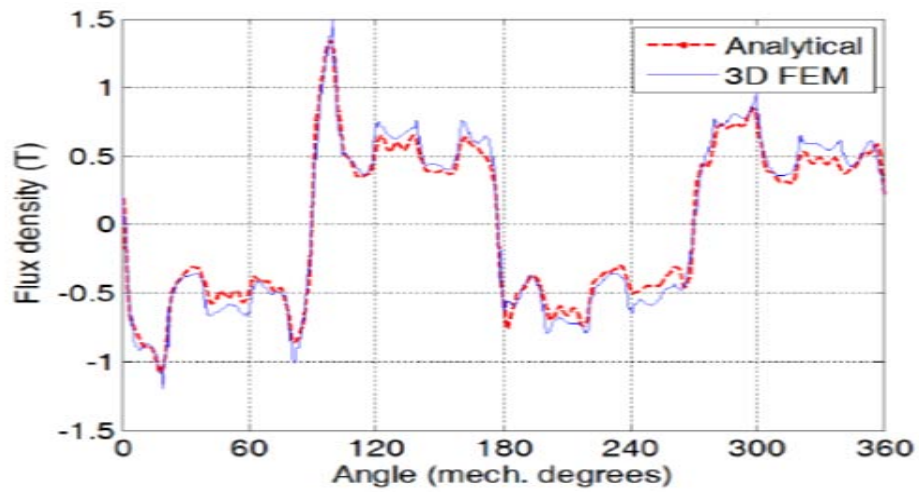


Fig. 2.7 – Andamento di B_y rilevata nella metà del traferro adiacente al rotore veloce.[29]

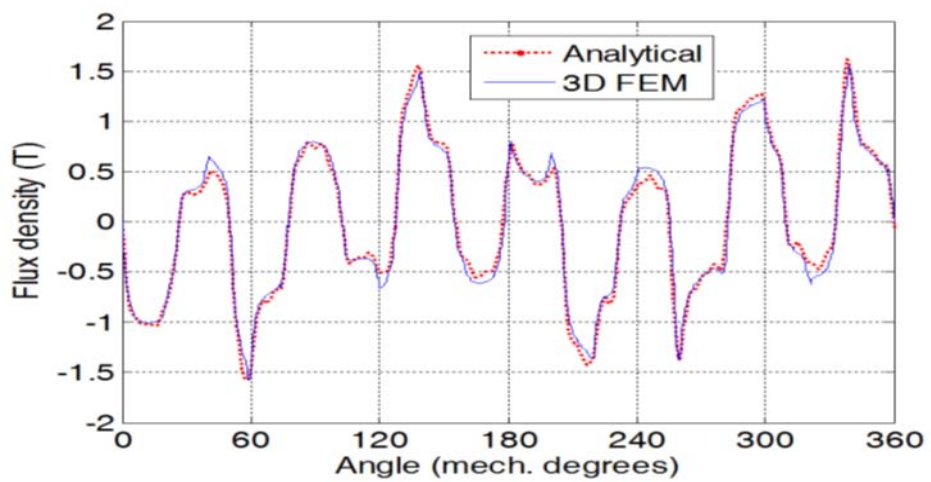


Fig. 2.8 – Andamento di B_y rilevata nella metà del traferro adiacente al rotore lento.[29]

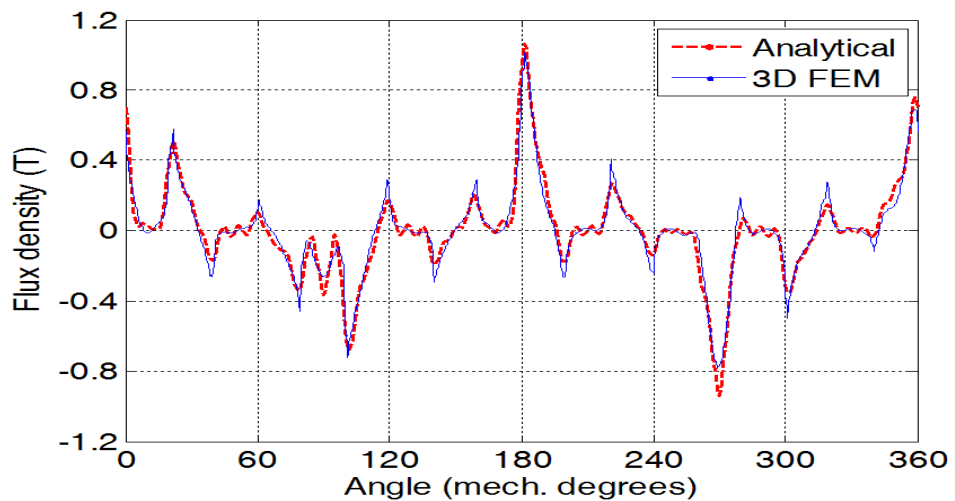


Fig. 2.9 – Andamento di B_x rilevata nella metà del traferro adiacente al rotore veloce.[29]

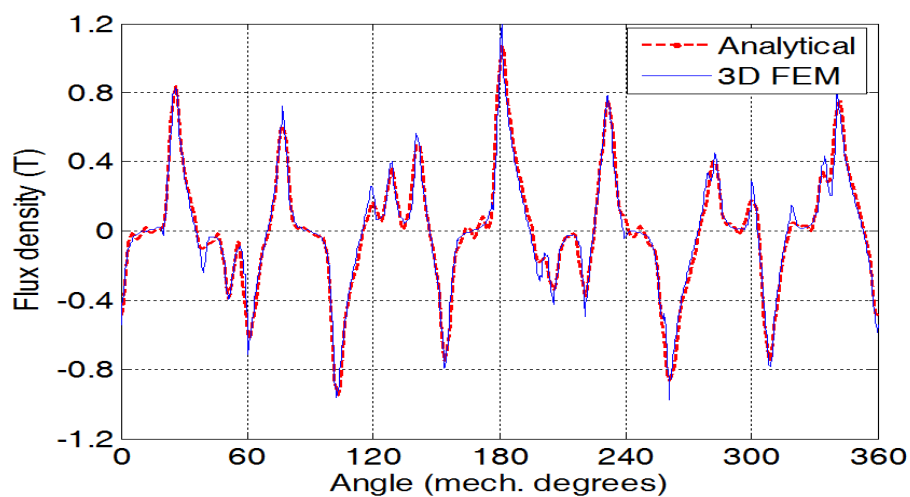


Fig. 2.10 – Andamento di B_x rilevata nella metà del traferro adiacente al rotore lento.[29]

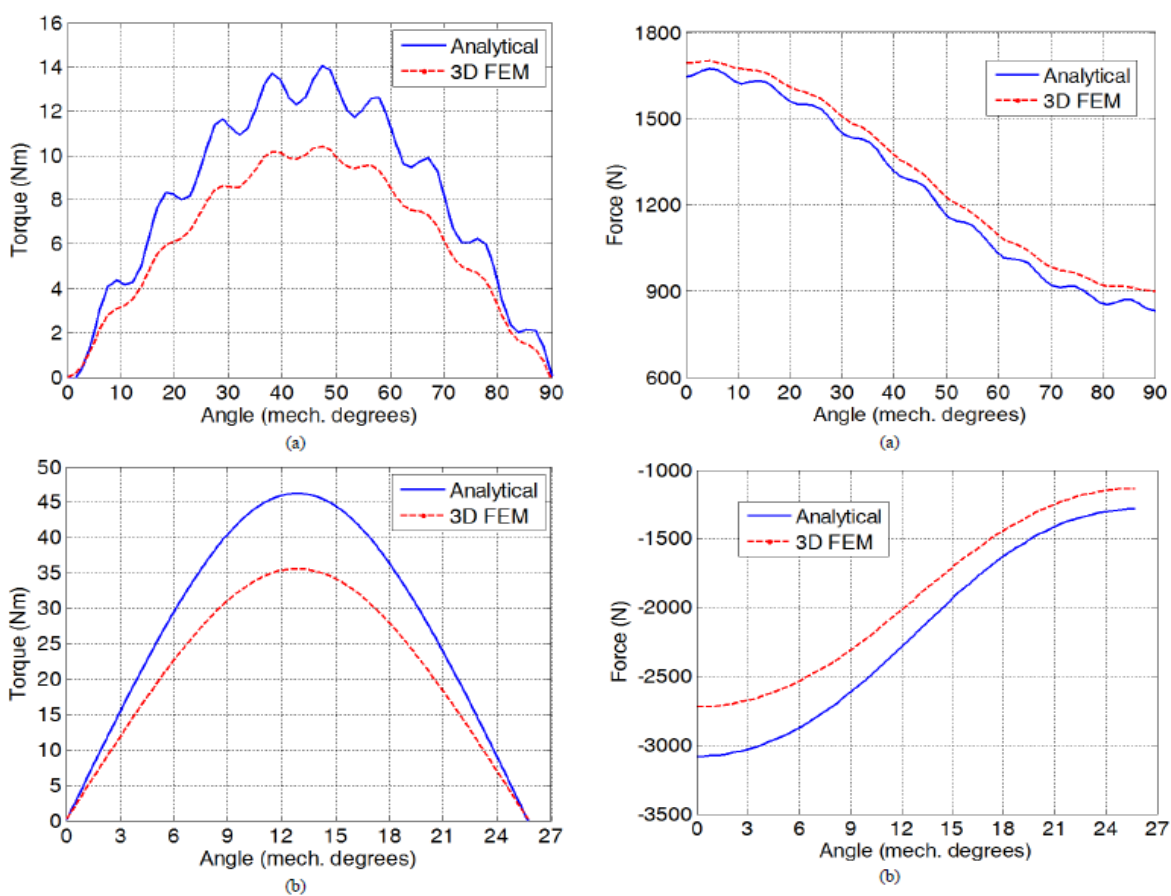


Fig. 2.11 – **Grafico della coppia:** (a) Coppia agente sul rotore veloce al variare della sua posizione angolare con rotore lento e modulatori, entrambi fissi; (b) Coppia agente sul rotore lento al variare della sua posizione angolare con rotore veloce e modulatori, entrambi fissi. **Grafico della forza assiale:** (a) Forza assiale agente sul rotore veloce al variare della sua posizione angolare con rotore lento e modulatori, entrambi fissi; (b) Forza assiale sul rotore lento al variare della sua posizione angolare con rotore veloce e modulatori, entrambi fissi [29].

Da tali grafici gli autori hanno dedotto che il metodo analitico è in grado di descrivere approssimativamente bene gli andamenti dei vari parametri. Tuttavia per la coppia e per la forza assiale sono introdotti dei coefficienti correttivi, che devono essere valutati caso per caso. Infatti, essi concludono affermando che tale procedura può rappresentare uno strumento di partenza per un dimensionamento di un ingranaggio a flusso assiale.

2.2.2.2 PRINCIPIO DEI LAVORI VIRTUALI

Un altro metodo per la determinazione della forza è quello basato sul principio dei lavori virtuali. Si indichi con $W(\theta, z)$ l'energia del campo magnetico immagazzinata in uno dei due traferri e con $F(\theta, z)$ la forza generata. Valutando una specifica componente di tale forza lungo una determinata coordinata (dato il nostro obiettivo consideriamo θ) se la geometria del sistema varia lungo la coordinata θ di una quantità infinitesima $d\theta$, allora il lavoro svolto dalla relativa componente della forza F è dato dalla seguente espressione:

$$dL = F_{\theta}(\theta)d\theta \quad (2.26)$$

Questo lavoro può essere eseguito solo per effetto di una variazione dW dell'energia del campo al traferro in condizioni di linearità, e per la conservazione dell'energia si ottiene:

$$F_{\theta}(\theta)d\theta - dW = 0 \quad \rightarrow \quad F(\theta) = \frac{dW}{d\theta} \quad (2.27)$$

In riferimento sempre alla Fig. 2.4, per il calcolo dell'energia in questa situazione è più opportuno ragionare in termini di Magnetizzazione e Permeanza lungo l'asse θ . Come si è già visto in precedenza le due funzioni di Magnetizzazione, relative ai due rotor possono essere formulate attraverso la (2.20) e (2.21).

Con ϑ_r si intende lo spostamento angolare dato dalla traslazione del rotore in un certo istante e dove i parametri p_r, α_r, θ_r devono essere adattati a seconda che si consideri il rotore veloce o quello lento.

Per quanto concerne i valori di permeanza, essa è massima quando il traferro si affaccia sui modulatori, mentre è minima all'altezza delle cave. Per queste ragioni si può rappresentare la funzione di permeanza come un'onda sinusoidale il cui valor medio Λ_m però non è nullo.

$$\Lambda_z(\theta) = \Lambda_m + \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \cos(kQ(\theta + \varphi)) \quad \text{con } k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.28)$$

Dove Λ_k è il coefficiente di Fourier rappresentante la componente oscillante della permeanza e φ la fase angolare iniziale.

Perciò l'induzione in un determinato traferro si ottiene come prodotto:

$$B_z(\theta, t) = M_z(\theta, t) \Lambda_z(\theta) \quad (2.29)$$

$$B_z(\theta, t) = \Lambda_m \sum_{m=1}^{\infty} M_m \sin(mp_r(\theta + \theta_r(t))) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} M_m \Lambda_k \sin(mp_r(\theta + \theta_r(t))) \cos(kQ(\theta + \varphi)) \quad (2.30)$$

La (2.28) si riferisce alla situazione in cui vi fosse un solo effetto di magnetizzazione per ciascun traferro. Nella realtà si ottiene un effetto combinato tra le due magnetizzazioni, che deve essere considerato nel calcolo dell'energia, onde evitare l'ottenimento di un valore sfalsato.

Ricordando la (1.7) si può scrivere un qualsiasi spostamento di un rotore in funzione dell'altro. Indicando con θ_{rl} la traslazione del rotore lento si può scrivere la traslazione di quello veloce come:

$$\theta_{rv}(t) = \frac{\theta_{rl}(t)}{G_r} \quad (2.31)$$

La (2.29) ci permette di esprimere le due funzioni di magnetizzazione in riferimento al medesimo spostamento angolare:

$$M_{zv}(\theta, t) = \sum_{m=1}^{\infty} M_{mh} \sin\left(mp_{rv}\left(\theta + \frac{\theta_{rl}(t)}{G_r}\right)\right)$$

$$M_{zl}(\theta, t) = \sum_{m=1}^{\infty} M_{ml} \sin(mp_{rl}(\theta + \theta_{rl}(t)))$$

Analogamente anche la permeanza può essere caratterizzata da due funzioni differenti ($\Lambda_{Iz}(\theta), \Lambda_{IIIz}(\theta)$), potendo essere i due traferri di diversa ampiezza, ciò crea un effetto di Carter che incide in maniera differente. Alla luce di queste considerazioni si ricalcola l'induzione nel traferro compreso tra il rotore veloce ed i modulatori (REGIONE II):

$$B_{Iz}(\theta, t) = \Lambda_{Iz}(\theta) \left[M_{zv}(\theta, t) + M_{zl}(\theta, t) \frac{\Lambda_{IIIz}(\theta)}{\Lambda_{Iz}(\theta)} \right] \quad (2.32)$$

Attraverso (2.32) si può ricavare l'energia associata essendo l'energia proporzionale al quadrato dell'induzione:

$$W_{II}(\theta, t) \propto \Lambda_{Iz}^2(\theta) \left[M_{zv}(\theta, t) + M_{zl}(\theta, t) \frac{\Lambda_{IIIz}(\theta)}{\Lambda_{Iz}(\theta)} \right]^2 \quad (2.33)$$

Pertanto, data la (2.27) la Forza media che agisce sul rotore veloce è definita come:

$$F_{xrv} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial W_{II}(\theta, t)}{\partial \theta_{rl}} d\theta \quad (2.34)$$

Infine inserendo il valore della forza appena calcolata nella (2.8) si determina la coppia.

In questa tesi non si procederà allo sviluppo di tali relazioni, tuttavia sarebbe interessante implementarle in una procedura tramite MATLAB®, o software analoghi, per verificarne il livello di approssimazione. Di seguito saranno ricavati i due termini della permeanza (Λ_m, Λ_k), considerando i relativi effetti di Carter.

2.2.3 MODELLO FEM

2.2.3.1 INTRODUZIONE ALL'ANALISI AGLI ELEMENTI FINITI

Il metodo agli elementi finiti (FEM) è un metodo numerico largamente impiegato oramai in tutti i campi dell'ingegneria. Esso permette, attraverso un'analisi accurata, la determinazione dei parametri d'interesse. Per quanto riguarda le macchine elettriche, tale metodo è ampiamente utilizzato. Parametri come la forza, la coppia etc. possono essere ricavati con un elevato grado di accuratezza attraverso la valutazione diretta del campo magnetico prodotto nella macchina.

Il metodo agli elementi finiti è in grado, mediante un certo numero di elementi, impostati manualmente o direttamente dal programma, in cui è suddivisa la macchina, di calcolare il campo magnetico all'interno di ciascun singolo elemento. Il campo è rappresentato in ogni elemento attraverso una funzione polinomiale a diversi coefficienti. Il grado di accuratezza è direttamente proporzionale al numero e alla qualità degli elementi presenti. Naturalmente più il grado di accuratezza è alto, maggiore sarà il costo computazionale per il programma. Proprio per questo motivo la creazione di un'accurata mesh di elementi che al contempo sia in grado di minimizzare il tempo richiesto dal processo è un fattore chiave per una buona e valida analisi agli elementi finiti.

Gli elementi devono essere condensati, in numero maggiore e in dimensione ridotta, nelle zone in cui il campo magnetico varia più velocemente sia in direzione che in modulo all'interno della macchina, giacché è proprio in queste aree dove è più elevato il rischio di errore di valutazione. È possibile effettuare sia analisi 3D che 2D, come è già stato più volte menzionato, questa tesi adotterà una modellizzazione 2D. Nel 2D gli elementi sono costituiti da triangoli definiti da tre vertici (nodi), nel caso 3D sarebbero invece dei tetraedri.

In commercio esistono più programmi FEM, tuttavia quello che sarà impiegato in questo lavoro sarà il software ANSYS Maxwell©, un programma efficace e specifico che risolve problemi statici, a tempo variante e nel dominio della frequenza, relativi ai campi elettromagnetici. A differenza di molti altri presenta tutta una serie di strumenti che permettono di eseguire più analisi in serie senza l'obbligo d'implementazione di Script appositi. I principali tools a disposizione sono [36]:

- **CAD:** ad elevata precisione che facilita la creazione di disegni complessi, che con altri programmi dovrebbero essere importati da programmi specifici di costruzione come AUTOCAD©.
- **Strumento di Parametrizzazione:** tramite analisi in serie si riesce a determinare il comportamento del campo, al variare di più parametri geometrici e non, contemporaneamente.
- **Strumento di Ottimizzazione:** questo tool del Maxwell permette di effettuare analisi con lo scopo di minimizzare un certo parametro rispetto ad altri determinati a priori. Tuttavia è richiesta una relazione che legghi tutte le grandezze in questione.
- **Strumenti avanzati di post-processing**
- **Mesh auto-adattativa:** Il Maxwell possiede un efficace processo automatico di adattamento della Mesh, ciò significa risparmio di tempo.

2.2.3.2 SVILUPPO DEL MODELLO

Inizialmente si sono vagliate diverse possibilità di modellizzazione dell'ingranaggio magnetico. La prima soluzione prevedeva la gestione del movimento dell'IM attraverso lo spostamento fisico dei due rotori, ancorando i modulatori alla loro posizione iniziale. A tale scopo era necessaria l'applicazione di condizioni di periodicità positiva (Master & Slave) che permettessero al programma di determinare

l'andamento del campo, per ogni intervallo considerato, al variare della geometria di macchina. L'analisi è stata eseguita "step by step" attraverso più simulazioni magnetostatiche, in cui i due rotori erano traslati, ciascuno in direzione opposta rispetto all'altro. La traslazione è stata gestita mediante parametrizzazione dei lati rotorici, introducendo un'apposita variabile spaziale, pesata con il rapporto di trasmissione G_r , date le diverse velocità in atto. Nonostante la relativa facilità nella gestione della traslazione, si sono riscontrate delle criticità con lo spostamento, insieme ai rotori, delle condizioni di periodicità. Infatti, avendo posto delle condizioni di periodicità positiva ci si aspettava, su entrambi i fronti, un andamento delle linee di campo speculare e pertanto un similare valore dell'induzione. Ciononostante dalle prime simulazioni è emerso che tale modello, con la variazione della geometria, non era in grado di ricreare le corrette condizioni di periodicità, istante dopo istante. I risultati ottenuti presentavano delle discordanze sia negli andamenti delle linee di campo e sia nei valori d'induzione al traferro. Per questi motivi si è optato per l'implementazione di un'altra tipologia di modellizzazione, che potesse ovviare al problema della traslazione fisica dei rotori e quindi delle condizioni di periodicità. Tale possibilità è stata offerta grazie allo strumento del Maxwell che consente di ricreare la presenza fisica dei magneti attraverso funzioni di magnetizzazione o dataset. Infatti, tramite una parametrizzazione della funzione di magnetizzazione, è possibile riprodurre, istante per istante, la traslazione dei due rotori, senza alcuna variazione della geometria ergo delle condizioni di periodicità. Questo modello ha permesso, difatti, una facile gestione dell'analisi dinamica ed un buon grado di approssimazione dei risultati, come si vedrà nella verifica.

Descriviamo ora i passaggi e gli strumenti necessari per lo sviluppo corretto di tale modello. Come abbiamo già asserito, il tutto si basa sulla possibilità di sostituzione della fisicità dei magneti permanenti mediante funzioni di magnetizzazione opportune. Per far ciò è necessario lavorare sul pannello di caratterizzazione del materiale magnetico e modulare la corretta componente tramite la funzione. Per comprendere a fondo consideriamo le seguenti tabelle Tab. 2.3 e Tab. 2.4, rapportanti i parametri geometrici ed i materiali adoperati, che descrivono un IM assiale già rettificato. In particolare i parametri geometrici sono stati scelti in base ad esempi, già presenti in letteratura.

Tab. 2.3 - Parametri geometrici dell'ingranaggio magnetico.

PARAMETRO GEOMETRICO	VALORE ASSEGNATO
<i>Lunghezza (L)</i>	200 mm
<i>Altezza giogo rotore inferiore (h_{bi})</i>	10 mm
<i>Altezza giogo rotore superiore (h_{bv})</i>	10 mm
<i>Numero di poli rotore inferiore ($p_{r,i}$)</i>	12
<i>Numero di poli rotore superiore ($p_{r,v}$)</i>	6
<i>Numero di Modulatori (Q)</i>	9
<i>Spessore magneti rotore inferiore ($h_{m,i}$)</i>	10 mm
<i>Spessore magneti rotore superiore ($h_{m,v}$)</i>	10 mm
<i>Ampiezza traferro inferiore (g_i)</i>	2 mm
<i>Ampiezza traferro superiore (g_s)</i>	20 mm
<i>Altezza modulatori (h_{mod})</i>	20 mm
<i>Spessore (T)</i>	1000 mm
<i>Coefficiente apertura di cava (β)</i>	0.5
<i>Coefficiente copertura magneti inferiori ($\alpha_{r,i}$)</i>	0.8
<i>Coefficiente copertura magneti superiori ($\alpha_{r,v}$)</i>	0.8

Tab. 2.4 - Materiali impiegati e loro principali caratteristiche.

COMPONENTI	MATERIALE E CARATTERISTICHE MAGNETICHE
Magneti Permanenti	NdFeB ($B_r = 1.25 \text{ T}$; $H_c = -838000 \text{ A/m}$)
Modulatori e Gioghi	Ferro ($\mu_r = 4000$)
Traferri	Aria ($\mu_r = 1$)

Nella Fig. 2.12, si rappresenta schematicamente la struttura in 2D dell'IM e le denominazioni che si utilizzeranno per indicare le varie parti dell'ingranaggio.

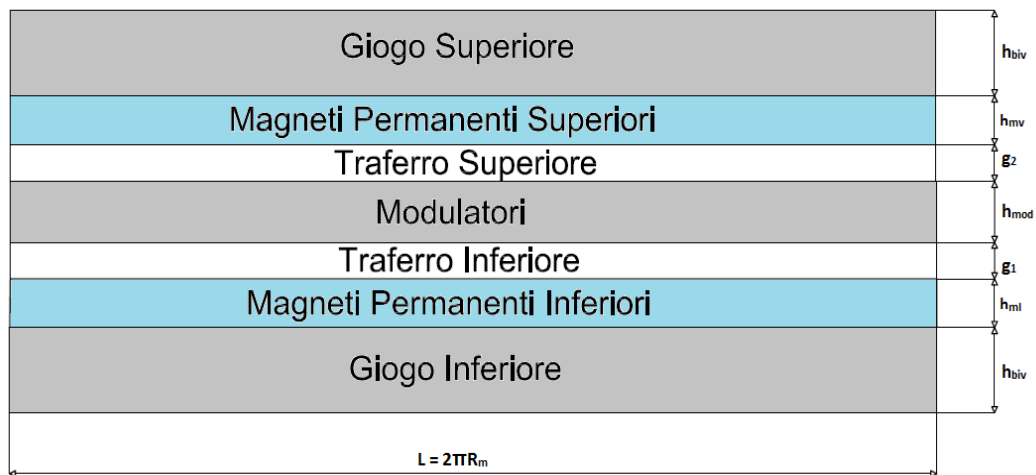


Figura 2.12 – Schematizzazione della struttura dell'IM.

Prima di procedere si espongono alcune considerazioni ritenute necessarie per il proseguimento del lavoro:

- La scelta di questa geometria non ha tenuto conto del fenomeno della saturazione, che invece sarà di notevole rilevanza nel dimensionamento trattato nei capitoli successivi.
- I parametri geometrici non sono stati assegnati in riferimento alle specifiche di progetto, eccetto che per il traferro superiore, poiché si vuole dimostrare la validità generale di questo approccio. In questo modo il dimensionamento e l'analisi parametrica costituiranno un'ulteriore verifica del modello stesso.
- Si considera una profondità di 1m per poter così ragionare successivamente in termini di N/m

In Fig. 2.13, si indicano con il colore rosso gli N-poli, mentre con il colore verde gli S-poli. Per una maggiore accuratezza nella determinazione del campo, si è deciso di suddividere l'IM in più bande, in modo tale da poter eseguire una meshatura manuale differenziata, secondo l'area valutata, Fig. 2.14. Infatti, ai fini di un corretto calcolo delle Forze, è opportuno aumentare il numero di elementi nelle zone in cui il campo subisce maggiori deviazioni a causa dei diversi percorsi di riluttanza (es: nella zona dei modulatori e nei traferri), Fig. 2.15. Il tutto è racchiuso da una banda su cui si pongono le condizioni al contorno.

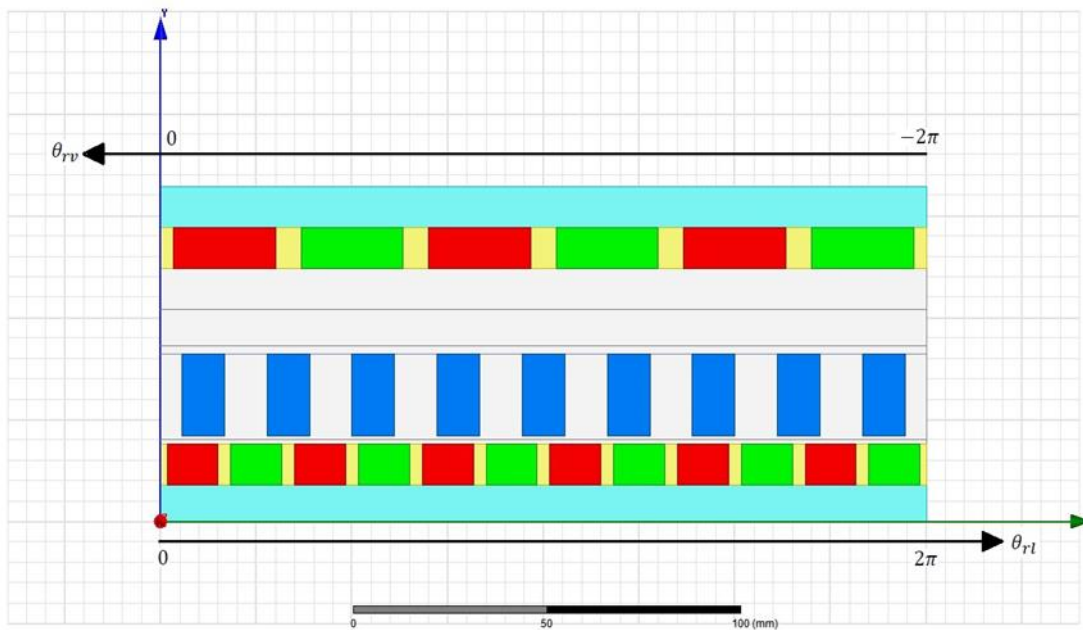


Fig. 2.13 - Rappresentazione in Maxwell dell'IM descritto dai parametri geometrici riportati in tabella (Tab. 2.4) (CONFIGURAZIONE REALE).

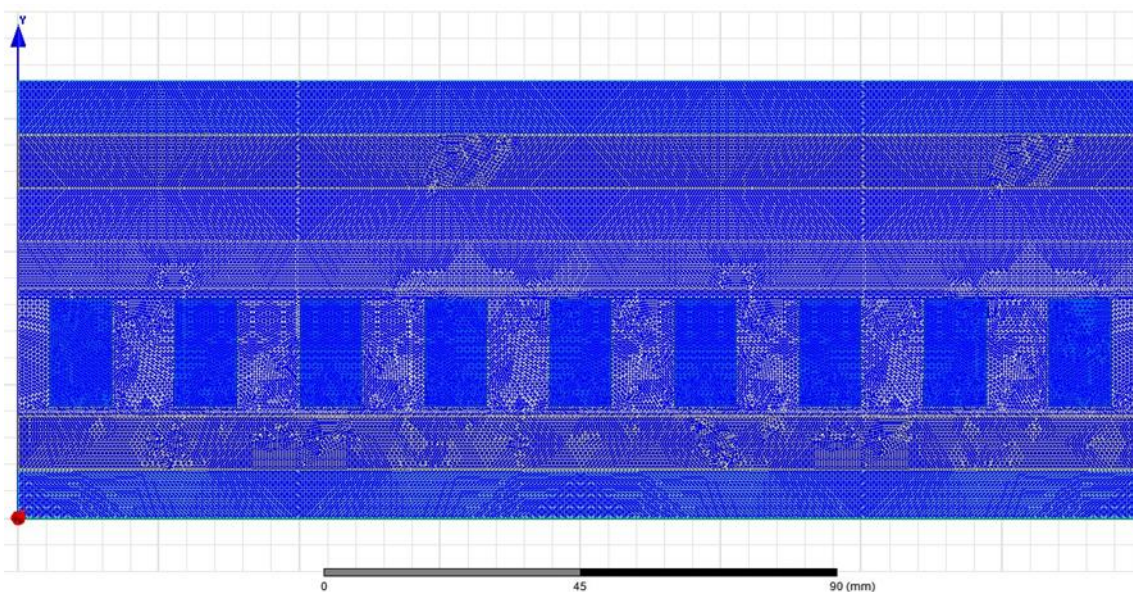


Fig. 2.14 - Rappresentazione della mesh adottata per l'analisi.

Questo modello permette una riduzione del numero di condizioni al contorno che si devono inserire. Si pone una condizione di Master sul lato sinistro e la corrispondente condizione di Slave sul lato destro, data la struttura le condizioni di periodicità devono essere positive. Infine si pongono due condizioni di Dirichlet nulle, una nel lato superiore, l'altra in quello inferiore, per il confinamento del campo all'intero della regione che racchiude il tutto. La modellizzazione vera e propria si sviluppa, sostituendo la serie di magneti, su entrambi i rotori, con una funzione di magnetizzazione. Dal punto di vista grafico, si eliminano i magneti, Fig. 2.16, e si considerano le due bande d'aria

dell'ingranaggio, in cui essi sono inseriti. In seguito saranno proprio queste aree (zone gialle) gli oggetti parametrizzati.

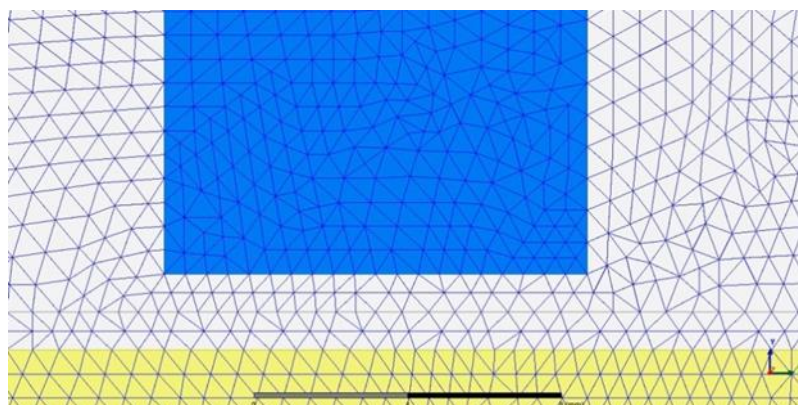


Fig. 2.15 - Rappresentazione in dettaglio della mesh nella zona del traferro inferiore

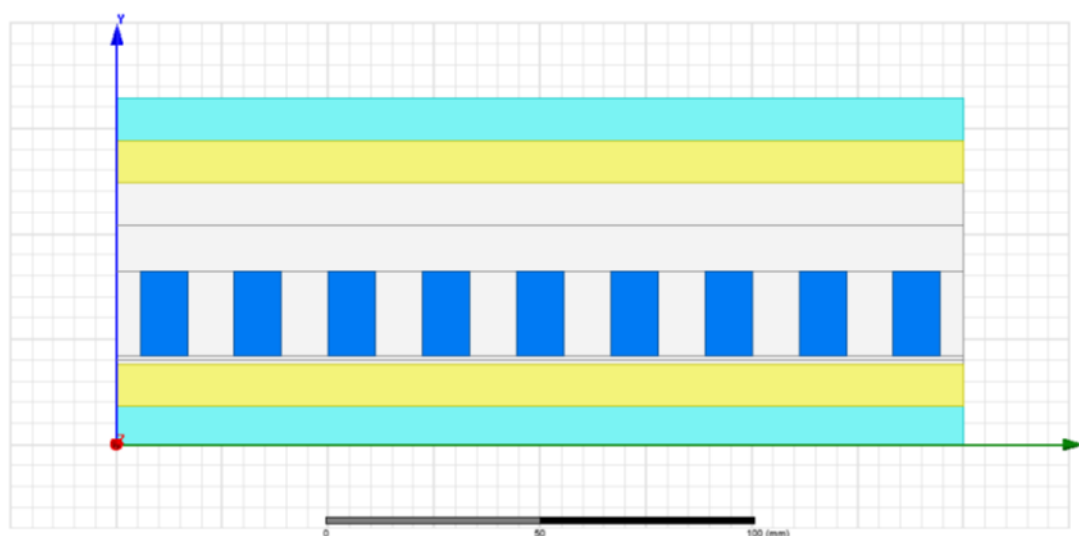


Fig. 2.16 - Rappresentazione in Maxwell dell'IM senza magneti (MODELLO SEMPLIFICATO).

La Funzione di Magnetizzazione che si adopera ha la seguente espressione:

$$M_y(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4B_r}{n\pi\mu_0} \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - \alpha_r)\right) \sin(np_r(\theta + \theta_r + \theta_{0r})) \right)$$

$$\text{con } n = 1,3,5 \dots \dots (2.35)$$

Con $\theta_{0r} = 0^\circ$ che rappresenta la posizione iniziale dei magneti, corrispondente a Fig. 2.13.

Adoperando un modello 2D in assi cartesiani (x,y), la cordinata angolare è stata trasformata in una cordinata spaziale adatta al sistema di riferimento scelto. Pertanto la generica cordidata angolare θ e un generico spostamento θ_r sono stati così riscritti:

$$\theta = \frac{2\pi x}{L} (2.36)$$

$$\theta_r = \frac{2\pi v_r t}{L} \quad (2.37)$$

Dove v_r è la velocità di traslazione di un rotore in [m/s] mentre t è il tempo necessario per fare un certo spostamento. Ricordando la (2.31) si possono scrivere le due funzioni di magnetizzazione per entrambi i rotori considerando come spostamento di riferimento quello del rotore inferiore (lento) in un certo istante t :

$$M_{rl}(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4B_r}{n\pi\mu_0} \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - \alpha_{rl})\right) \sin\left(np_{rl}\left(\frac{2\pi x}{L} - \frac{2\pi v_{rl}t}{L} + \theta_{0rl}\right)\right) \quad (2.38)$$

$$M_{rv}(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4B_r}{n\pi\mu_0} \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - \alpha_{rv})\right) \sin\left(np_{rv}\left(\frac{2\pi x}{L} + \frac{2\pi v_{rv}t}{L G_r} + \theta_{0rv}\right)\right) \quad (2.39)$$

Il segno negativo dello spostamento corrisponde ad una traslazione positiva lungo l'asse x e viceversa.

A questo punto si caratterizzano le aree in cui, idealmente, sono presenti i magneti (aree gialle). Grazie allo strumento offerto dal programma ANSYS Maxwell, si può andare a modellizzare ciascun tipo di materiale prescelto.

Nell'esempio, qui valutato, il magnete considerato è NdFe30, selezionato dalla libreria del programma stesso. Attraverso il corretto pannello di Fig. 2.17, per ciascun'area considerata, s'inseriscono la (2.38) e la (2.39) nel riquadro affianco a "Y Component". In questo modo è possibile modulare la magnetizzazione lungo l'asse x . Un grande vantaggio che si ottiene è che al variare dei parametri dimensionali la geometria si adatta mantenendo le funzioni di magnetizzazione.

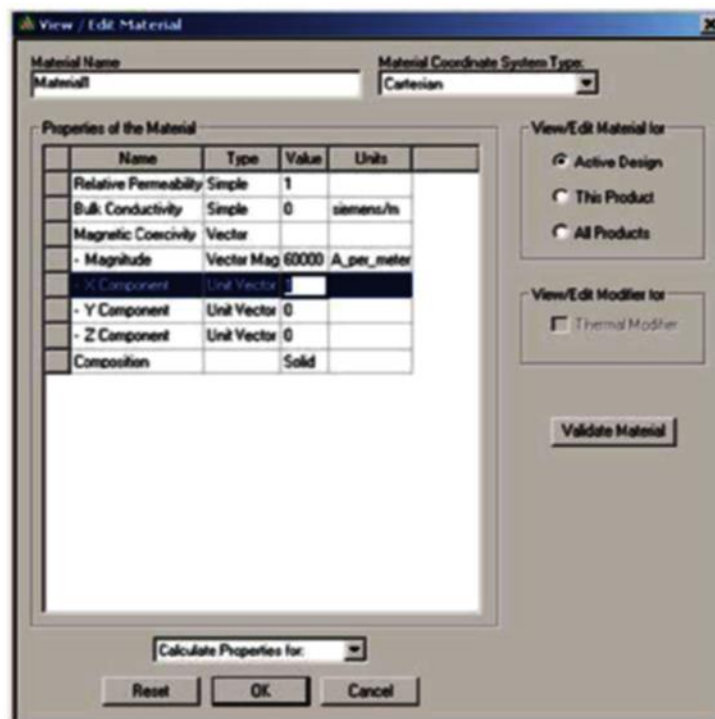


Fig. 2.17 - Pannello di parametrizzazione del materiale.[36]

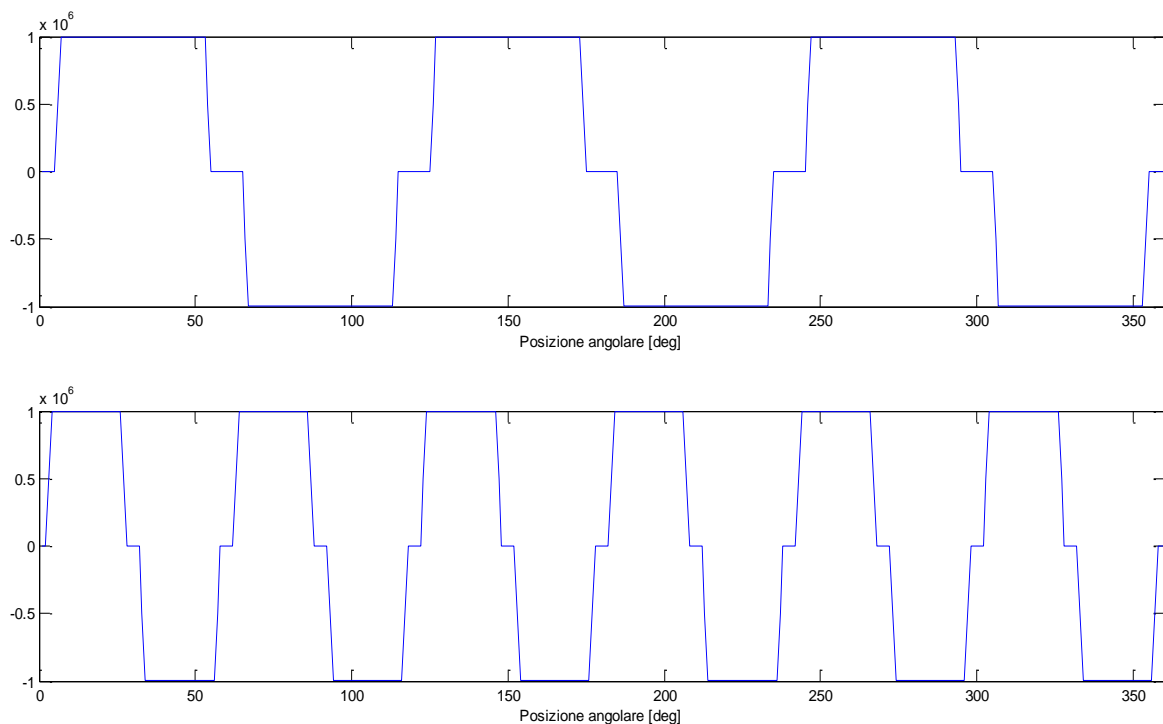


Fig. 2.18 - Andamento ideale delle Funzioni di Magnetizzazione.

Idealmente se si rappresentassero la (2.38) e la (2.39) considerando un $n = 1000$, esse avrebbero l'andamento raffigurato in Fig. 2.18. Tuttavia in questo modello se ne adotterà un'approssimazione. Infatti, per ottenere un così siffatto andamento, sarebbe necessario considerare un numero elevato di armoniche della funzione $M(x)$, aggravando così il costo computazionale. Pertanto onde evitare un aggravio del calcolo, si valuteranno le armoniche dispari che vanno dalla fondamentale alla tredicesima armonica. Così facendo si stimerà quanto aumenta il grado di approssimazione (e) del modello all'aumentare dell'ordine armonico.

2.2.4 VERIFICA MODELLIZZAZIONE FEM

Di seguito saranno elencati i risultati ed i grafici ottenuti dalle simulazioni magnetostatiche, in termini d' induzione B e di forza F , all'aumentare del numero di armoniche considerate, fino ad arrivare alla tredicesima. L'induzione è stimata nei due traferri, in prossimità dei modulatori. Si riporteranno gli andamenti delle due componenti dell'induzione lungo i due assi, confrontati con quelli ricavati dalla configurazione reale nella medesima posizione. A questo scopo si valuti proprio la situazione corrispondente in Fig. 2.13. Tale posizione è stata scelta poiché rappresenta il punto di equilibrio in cui le forze tangenziali sono nulle. In questo modo, conoscendo a priori il valore delle forze tangenziali, è possibile determinare fin dalle prime simulazioni la correttezza del modello.

Nei dati sottostanti, sia per l'induzione sia per le forze, non saranno valutate la terza e quinta armonica. Dalle simulazioni è emerso che i valori dei parametri B e F , in corrispondenza della terza e della quinta, non subiscono alcuna variazione rispetto a quelli stimati con la sola fondamentale. Per questo ed anche per una questione di brevità della trattazione, si è deciso di ometterli.

2.2.4.1 INDUZIONI B_y E B_x

Traferro Superiore

Nel traferro superiore, con entrambe le magnetizzazioni, gli andamenti delle induzioni sono bene approssimati fin dal primo ordine di armonica, ossia la fondamentale. Infatti, si riscontra solamente un piccolo incremento verso il picco, che si attenua man mano che il numero delle armoniche aumenta. Con la nona armonica si ha la quasi perfetta sovrapposizione degli andamenti, e questo è confermato anche dai valori di forza, successivamente, elencati. Si riportano di seguito gli andamenti delle componenti (B_y e B_x) dell'induzione rilevate nel traferro superiore vicino ai modulatori, relative alla fondamentale ed alla nona armonica, in quanto sono le più significative per osservare il grado di approssimazione del modello in questione Figure 2.19-2.22.

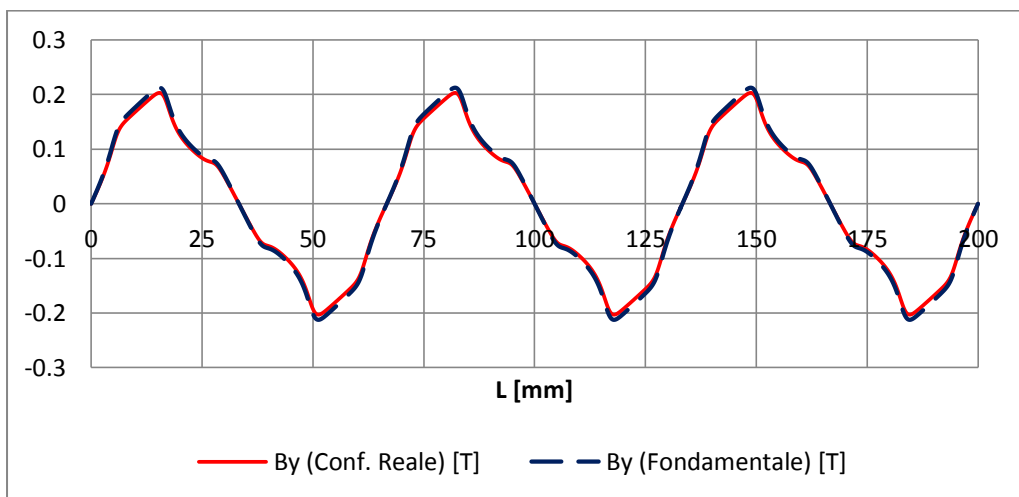


Fig. 2.19 - Andamento dell'induzione assiale (fondamentale).

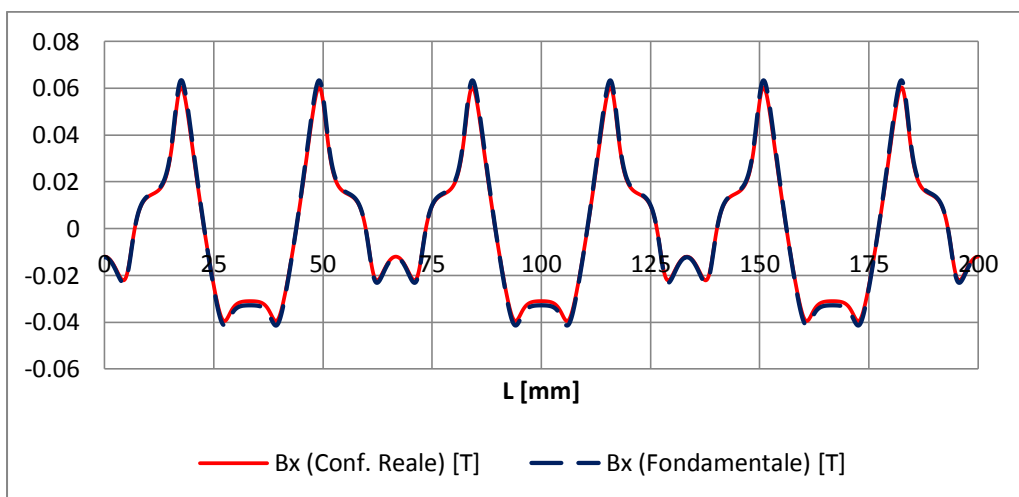


Fig. 2.20 - Andamento dell'induzione tangenziale (fondamentale).

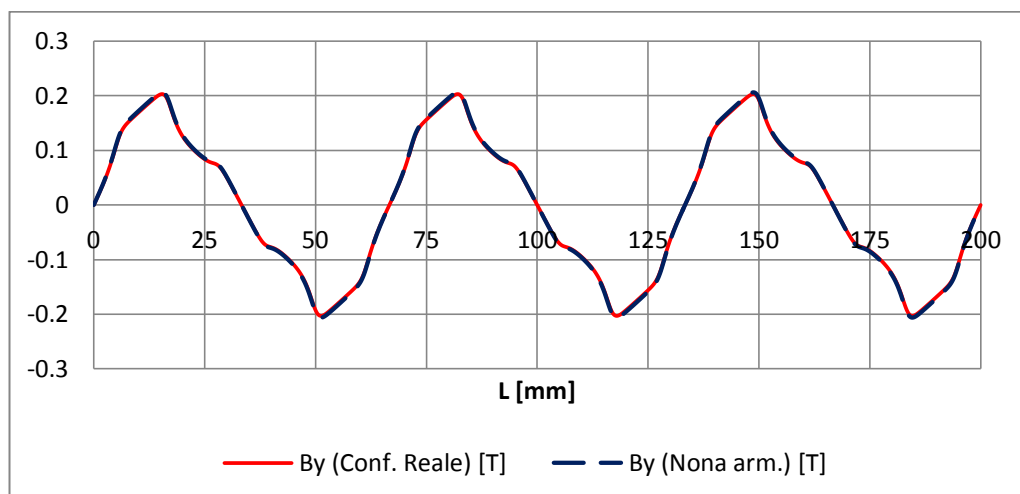


Fig. 2.21 - Andamento dell'induzione assiale (nona armonica).

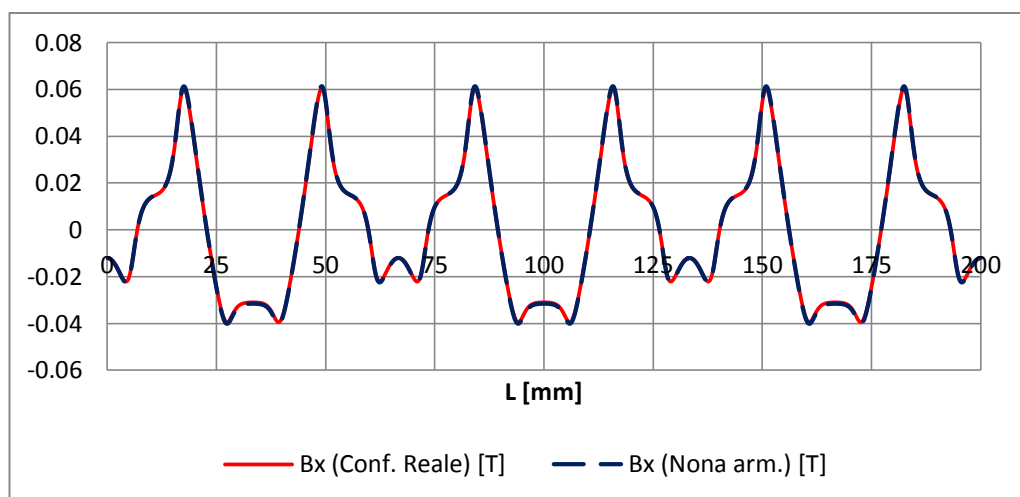


Fig. 2.22 - Andamento dell'induzione tangenziale (nona armonica).

Traferro Inferiore

Nel traferro inferiore, con entrambe le magnetizzazioni, la componente assiale dell'induzione risulta ben approssimata, come nel caso di quello superiore, già dalla fondamentale, mentre la componente tangenziale richiede un maggior numero di armoniche per conseguire un buon grado di approssimazione. Infatti, è dalla nona armonica che si ottiene una quasi totale sovrapposizione degli andamenti, ciò è dovuto alla miglior modellizzazione degli spazi d'aria tra i magneti. Di seguito, come nel caso precedente, si riportano le induzioni riguardanti la fondamentale e la nona armonica, Figure 2.23-2.26.

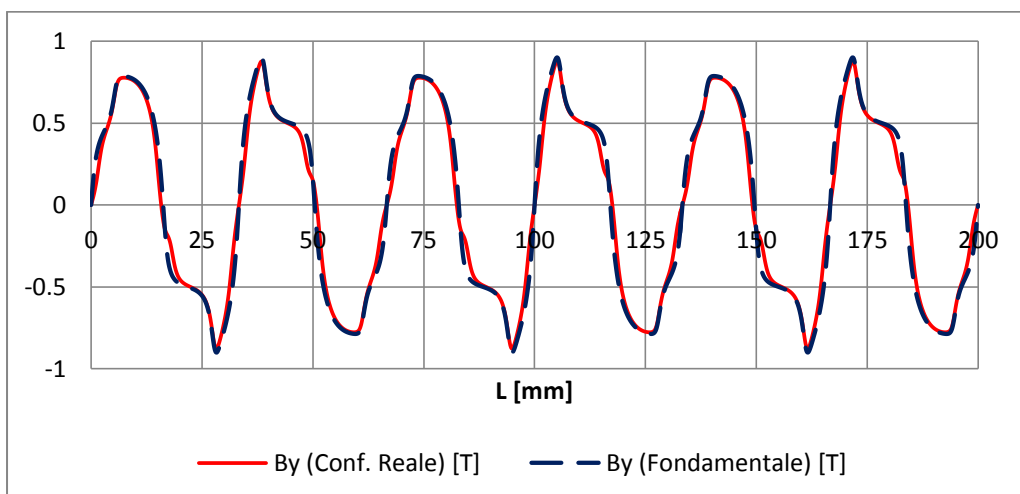


Fig. 2.23 - Andamento dell'induzione assiale (fondamentale).

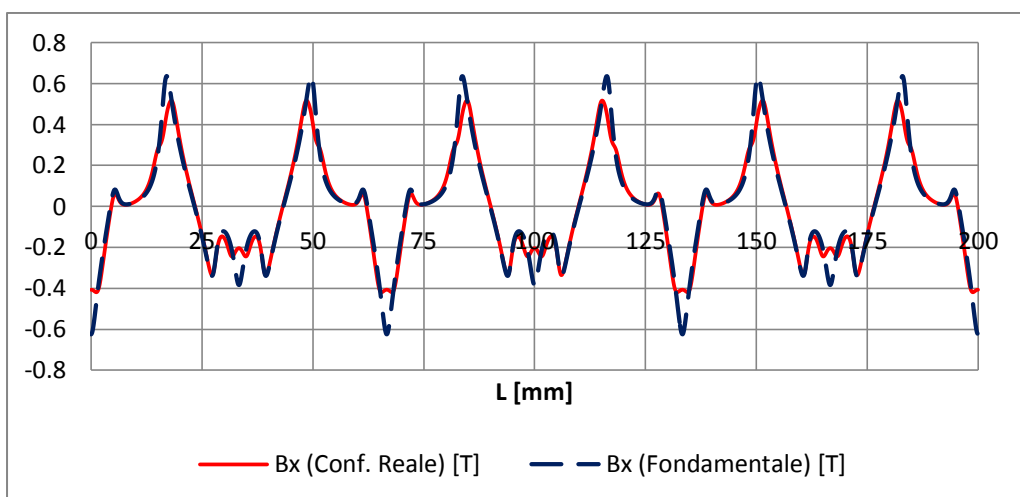


Fig. 2.24 - Andamento dell'induzione tangenziale (fondamentale).

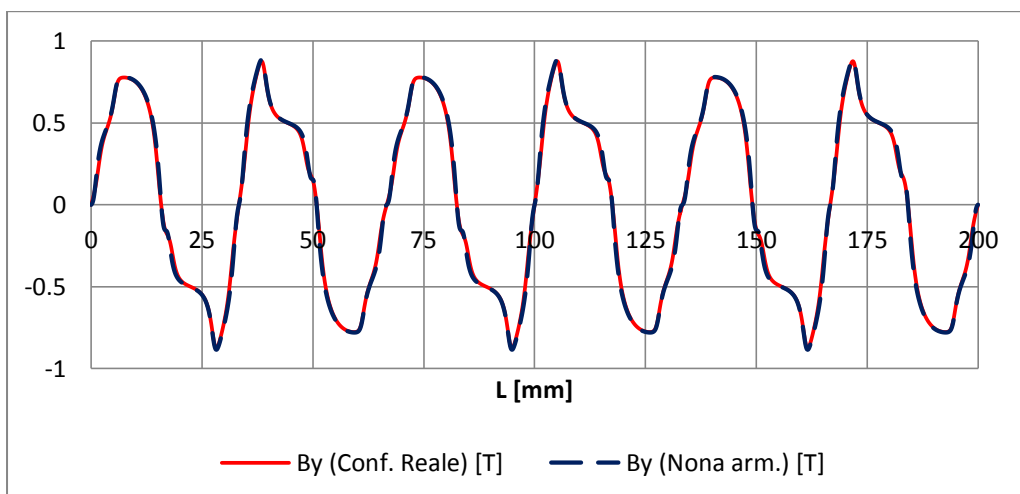


Fig. 2.25 - Andamento dell'induzione assiale (nona armonica).

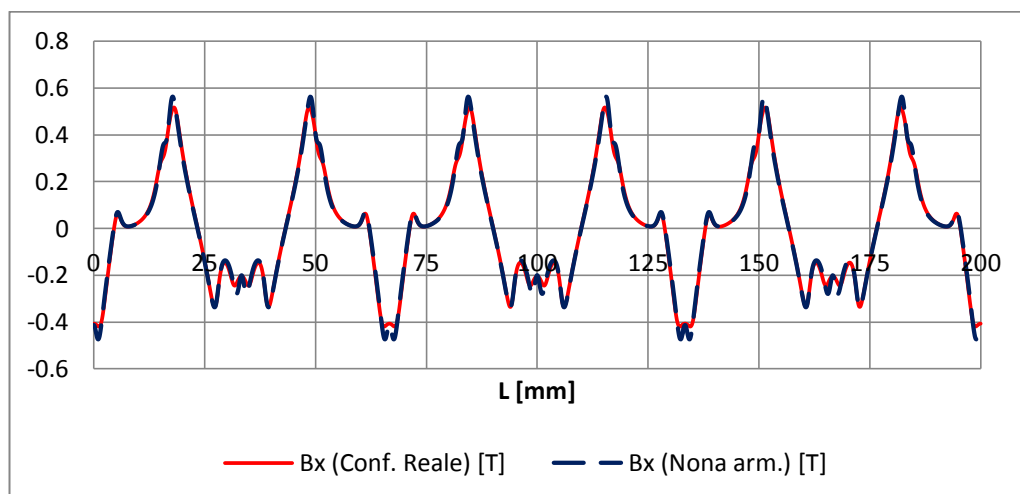


Fig. 2.26 - Andamento dell'induzione tangenziale (nona armonica).

2.2.4.2 EQUILIBRIO FORZE

Per quanto riguarda le forze è necessario, prima di esporre i risultati, fare alcune valutazioni. Considerando sempre la medesima posizione, si sono selezionate le tre aree che compongono l'IM (i due rotori ed i modulatori) e si è assegnato, a ciascuno di esse, il corrispettivo parametro di forza da stimare. Com'è noto dalla legge della dinamica in ogni istante tra le tre forze, la loro somma deve essere pari a zero.

$$F_{rv} + F_{rl} + F_{mod} = 0 \quad (2.40)$$

Poiché nella posizione angolare prescelta per i rotori, le forze tangenziali sono nulle, l'equilibrio deve essere rispettato a livello di forze assiali, Tab. 2.5.

Tab. 2.5 - Forze assiali al variare delle armoniche considerate.

ARMONICHE	FORZA ROTORE INFERIORE	FORZA ROTORE SUPERIORE	FORZA MODULATORI
<i>Modello Reale</i>	20056 N/m	-1203 N/m	-18900 N/m
n=1	22152 (+10,5%) N/m	-1324.3 (+10,5%) N/m	-20844 (+10,5%) N/m
n=7	22062 (+10%) N/m	-1323.3 (+10%) N/m	-20790(+10%) N/m
n=9	20751 (+3.3%) N/m	-1245.4 (+3.4%) N/m	-19526 (+3.3%) N/m
n=11	20735 (+3.3%) N/m	-1242.2 (+3.1%) N/m	-19502 (+3%) N/m
n=13	20491 (+3%) N/m	-1228.1 (+2%) N/m	-19272 (+2%) N/m

Com'è possibile osservare dalla tabella all'aumentare dell'ordine delle armoniche considerate il discostamento tra valore misurato nel modello e quello di riferimento si riduce. Con la tredicesima armonica si ha in pratica un'accettabile approssimazione dei valori. Inoltre se per ogni riga si eseguisse la somma, si verificherebbe la (2.40).

Poiché si è riscontrato, con le simulazioni, che all'aumentare delle armoniche aumenta anche il tempo ed il costo computazionale in certa misura. Si è optato, per il dimensionamento nel capitolo successivo, di impiegare la sola fondamentale di magnetizzazione, valutando, se d'obbligo, eventuali coefficienti correttivi. Tuttavia, dai risultati qui esposti, si può affermare che l'impiego delle funzioni di magnetizzazione può essere considerato uno strumento affidabile e preciso, che permette di facilitare l'analisi dinamica, ovviando allo spostamento dei rotori.

Infine riportiamo un grafico riassuntivo in Fig. 2.27, che raffigura l'indice di approssimazione e al variare dell'ordine delle armoniche. L'indice e è così definito:

$$e_{\%} = \sum_{n=1}^3 \left(1 - \frac{F_{y,n}(\text{conf. reale})}{F_{y,n}(\text{modello})} \right) * 100 \quad [\%] \quad (2.41)$$

Dove con $F_{y,n}$ s'indicano i diversi valori di forza assiale, al variare delle armoniche, che sono riportati in Tab. 2.5. Con riferimento a Fig. 2.27 si può notare che, nonostante alcuni scostamenti, l'andamento dell'indice e , si configura discreto in funzione delle armoniche. Quando idealmente $e_{\%} = 0$, ciò significa che si è raggiunto l'approssimazione totale, tuttavia ciò è possibile solamente aumentando enormemente il numero di armoniche, incrementando, di conseguenza considerevolmente, il tempo computazionale.

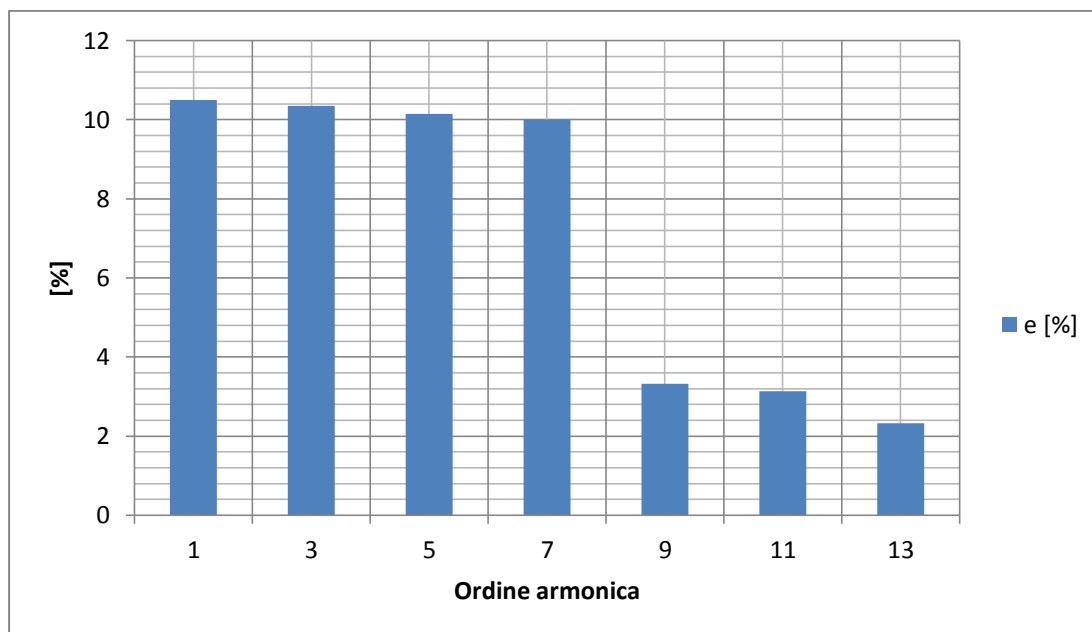


Fig. 2.27 - Grafico rappresentante l'andamento dell'indice di approssimazione all'aumentare del numero di armoniche, considerate nella funzione di magnetizzazione.

CAPITOLO 3

PROCEDURA DI DIMENSIONAMENTO

Nella prima parte del seguente capitolo si esporranno le specifiche progettuali, necessarie ad un corretto dimensionamento, ricavate considerando la struttura del sistema, presentata nel capitolo precedente. Infine nella seconda metà si tratterà del dimensionamento preliminare vero e proprio e si esporranno i risultati conseguiti.

3.1 SPECIFICHE PROGETTUALI

3.1.1 SPECIFICHE PROGETTUALI DEL VOLANO

L'autonomia del veicolo è data dalla capacità di stoccaggio energetico del volano. Attualmente, in commercio sono presenti volani con una capacità di immagazzinamento che oscilla tra i 2 kWh ai 6 kWh. Tuttavia all'aumentare della capacità aumentano di conseguenza sia l'ingombro sia i costi. Pertanto, si è scelta una soluzione di compromesso, adottando un volano da 4 kWh [37]. Tale capacità permette di avere una maggiore autonomia, rispetto a 2 kWh, ma un costo e dimensioni ridotte se comparate ai 6 kWh. Il range di velocità assunto per il volano è compreso tra 13500 rpm – 36000 rpm. Questo intervallo di velocità corrisponde ad un certo rapporto s dato dalla (4.6) e quindi ad un'energia utile pari a:

$$s = \frac{13500}{36000} = 0.375 \rightarrow E_u = 86\% E_{cin} = 3.44 \text{ kWh} \quad (3.1)$$

Infatti, come dimostra la (3.1) gli incrementi di energia erogata si riducono per successive riduzioni della velocità. Poiché si vuole che il volano consenta una certa autonomia occorre che tale intervallo sia abbastanza ampio. Con queste velocità è quasi d'obbligo impiegare i materiali compositi (GFRP, CFRP), essendo gli unici a conseguire elevate prestazioni in termini di energia ed ingombro. Infine si deve considerare che il tempo di ricarica non può essere elevato giacché ciò influirebbe negativamente sulla funzionalità della linea. Valutando i tempi medi [38,39] di una fermata in alcune città italiane (Padova, Roma), pari a 20-30s, si è deciso di fissare un tempo di ricarica pari a:

$$t_r = 50 \text{ s}$$

Questa stima tiene conto del fatto che una fermata, in un centro storico, dista dall'altra mediamente 350 m. Con una capacità ai morsetti di 4 kWh, un bus autoarticolato è in grado di effettuare un tragitto pari a 1,2 km in completa autonomia. Ciò significa che l'operazione di ricarica del volano sarebbe effettuata mediamente con una cadenza di 3.5 fermate. Pertanto, sebbene vi sia effettivamente una penalizzazione sulla durata complessiva del servizio, questo tempo supplementare di 20s ogni 3.5 fermate si può considerare un ritardo ragionevolmente accettabile per un dimensionamento preliminare. A questo punto assumendo l'ipotesi di lavorare a potenza costante durante la fase di ricarica, la potenza richiesta per tale operazione può essere calcolata come:

$$P_{richiesta} = \frac{E_u}{t_r} = 240 \text{ kW}$$

Si riassumono nella Tab. 3.1, le principali specifiche, relative al volano, sopra esposte.

Tab. 3.1 - Specifiche progettuali del volano.

SPECIFICA	VALORE ASSEGNATO
Massima Energia Immagazzinata	4 kWh
Range di velocità	13500 rpm – 36000 rpm
Rapporto velocità (s)	0.375
Energia utile	3.44 kWh
Materiale impiegato	GFRP o CFRP
Tempo per la ricarica (t_r)	50 s
Potenza richiesta	240 kW
Rendimento volano	>90 %

3.1.2 SPECIFICHE PROGETTUALI DELL'IM

Dal paragrafo precedente si nota che la potenza richiesta per la ricarica è pari a 240 kW. Per la (2.5) la Potenza è ottenuta dal prodotto della coppia per la velocità angolare. Ai fini del dimensionamento è necessario considerare la velocità angolare minima, pari a 13500 rpm, giacché a questa corrisponde il limite di coppia Fig. 3.1, calcolata come segue:

$$C_{rvmax} = \frac{P}{\omega_{min}} = \frac{240 \text{ kW}}{1413,72 \text{ rad/s}} = 170 \text{ Nm}$$

Questo è il valore di Coppia per cui deve essere dimensionato l'IM.

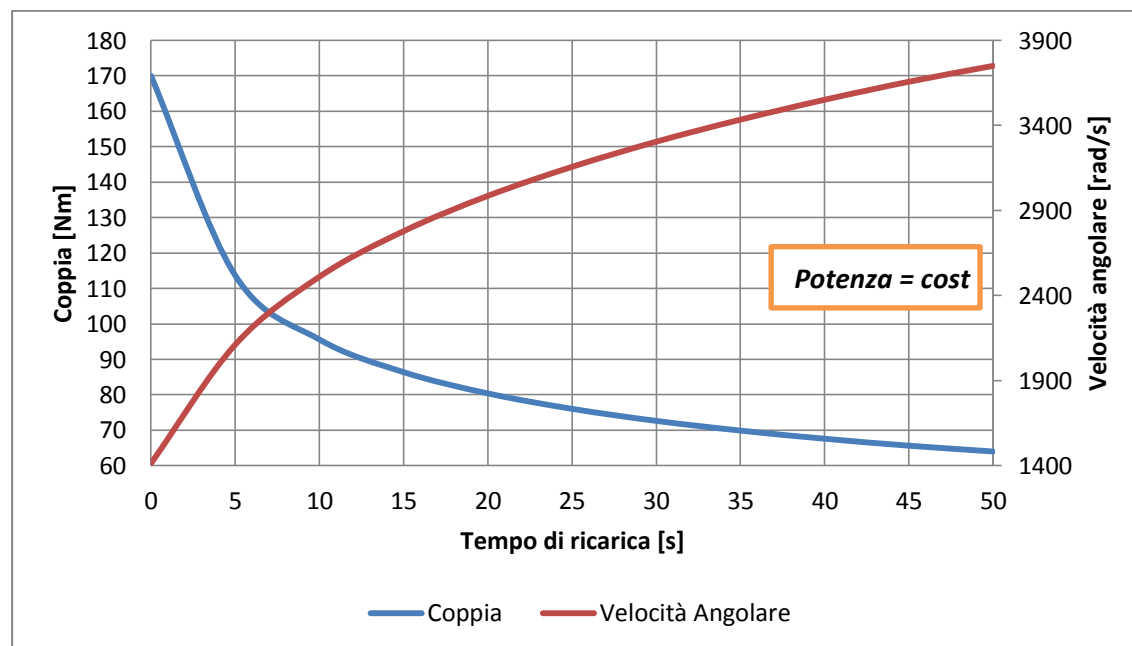


Fig. 3.1 - Caratteristica di funzionamento.

Rapporto di Trasmissione e Coppie Polari

La velocità di rotazione del rotore lento dipende dal rapporto di trasmissione che si adotterà. Nelle applicazioni eoliche è stato appurato che rapporti di trasmissione frazionari consentono di raggiungere performance più elevate. Inoltre è conveniente fissare la velocità minima del volano in corrispondenza alla velocità base del motore [26,40]. Per questi motivi si è deciso di impiegare un motore con velocità base pari a 3000 rpm, che corrisponde ad avere per la (1.8):

$$G_r = -\frac{1}{4.5}$$

La scelta delle coppie polari è stata fatta, noto il rapporto di trasmissione, sulla base di considerazioni relative alla coppia di impuntamento o cogging torque. La coppia d'impuntamento è dovuta all'interazione dei magneti permanenti allocati sui rotori con i modulatori di flusso [41]. A tal fine si introduce un coefficiente denominato "cogging factor" [42] che permette di calcolare l'influenza della coppia di impuntamento a partire dalla combinazione delle coppie polari su entrambi i rotori. Quando questo fattore è unitario, significa che la presenza della coppia d'impuntamento è del tutto trascurabile.

$$f_c = \frac{2p_r Q}{N_c} \quad (3.2)$$

Dove indichiamo con i seguenti simboli:

- p_r : numero di coppie polari su un determinato rotore
- Q ; numero di modulatori
- N_c : minimo comune multiplo tra il numero di poli ($2p_r$) e il numero dei modulatori

Dalle valutazioni su questo coefficiente e conoscendo a priori il G_r , si è adottata la seguente combinazione di coppie polari e quindi per la (1.9) un numero di salienze pari a:

$$p_{rv} = 2 \quad ; \quad p_{rl} = 9$$

$$Q = p_{rl} + p_{rv} = 11$$

Se si calcola f_c con la (3.2) si può facilmente verificare che entrambi i rotori presentano un valore di cogging factor unitario e quindi una coppia d'impuntamento trascurabile. Quest'aspetto sarà testato con lo svolgimento dell'analisi dinamica andando ad esaminare il ripple di forza generati con la rotazione rotorica.

Ampiezza Traferri

Per quanto riguarda l'ampiezza dei traferri è necessario fare alcune valutazioni. In riferimento a Fig. 2.3 e Fig. 3.2, il traferro inferiore può essere assunto di ridotta ampiezza, in quanto sia il rotore inferiore e sia i modulatori sono posti a terra. La dimensione del traferro superiore, invece, non può trascendere dal fatto che il rotore superiore si colloca a bordo del veicolo. Infatti, il fondo del veicolo ha una certa altezza dal manto stradale, tuttavia tramite l'introduzione della torretta "di ricarica" rialzata, quest'ampiezza può essere contenuta. Per questi motivi si sono considerate le seguenti ampiezze per i due traferri in questione:

$$g_i = 2 \text{ mm} \quad ; \quad g_s = 20 \text{ mm}$$

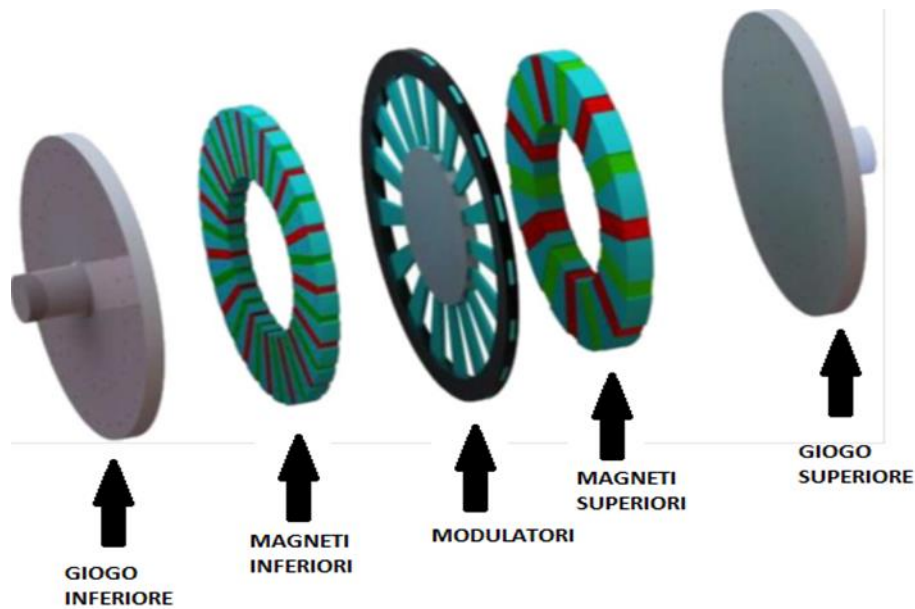


Fig. 3.2 - Struttura scomposta di un ingranaggio magnetico assiale. [42]

Dimensioni dei Modulatori

Si è già più volte ripetuto, nel susseguirsi dei capitoli, quanto sia essenziale la presenza delle salienze al fine del corretto funzionamento dell'ingranaggio. I modulatori, infatti, costituiscono un percorso a riluttanza minore che permette ai flussi dei due rotori di interagire tra loro. Poiché la riluttanza dipende dai parametri geometrici, è naturale conseguenza che il variare delle dimensioni dei modulatori comporta un'alterazione dei percorsi delle linee di campo e quindi della forza agente sui rotori. La riluttanza, per metro di profondità, relativa ai modulatori può essere così calcolata:

$$\mathcal{R} = \frac{h_{mod}}{\mu_{mod} l_{mod}} \quad \text{con } l_{mod} = \frac{L}{Q} (1 - \beta) \quad (3.3)$$

Indicando con i seguenti simboli:

- h_{mod} : Altezza di un modulatore [m].
- l_{mod} : Larghezza di un modulatore [m].
- μ_{mod} : Permeabilità magnetica del materiale che costituisce i modulatori [H/m]

Una corretta geometria delle salienze ricopre un ruolo molto importante nella determinazione delle performance di un IM. Dalla (3.3) si può dedurre che avere un modulatore alto e stretto significa avere dei percorsi per il flusso ben delineati, ergo un miglioramento dell'effetto di modulazione, tuttavia aumenta la riluttanza e questo potrebbe costringere alcune linee di campo a richiudersi senza ottenere una concatenazione tra i due rotori. D'altro canto un modulatore basso e largo, ridurrebbe la riluttanza ma peggiorerebbe l'effetto di modulazione [43]. Sulla base di queste considerazioni e sugli esempi riportati in letteratura si è deciso, per il dimensionamento preliminare, una soluzione di compromesso, prestando attenzione anche all'ampio traferro superiore e privilegiando la riduzione di riluttanza.

$$h_{mod} = 25 \text{ mm}$$

$$\beta = 0.5$$

Materiali Adoperati

Particolare attenzione deve essere prestata per i materiali adoperati. Per quanto concerne i magneti permanenti, la scelta è ricaduta sul NeFeB, poiché, dato l'elevato traferro superiore, esso presenta un'induzione residua B_r più elevata rispetto ad altre tipologie di magneti. Le caratteristiche sono le medesime di quelle riportate nel Capitolo 2.

Per i modulatori ed i gioghi, invece, si è adoperato come materiale un SMC o "Soft Magnetic Composites". Tuttavia tale scelta, specialmente per i gioghi, potrà essere soggetta a modifica a valle di una verifica della variazione istantanea dell'induzione, eseguita nel Capitolo 4. La tipologia di SMC che è stata adoperata è una polvere di ferro, Fig. 3.3, pura al 99,99% (Somaloy) [44]. L'impiego di tale materiale è stato suggerito dalle sue proprietà adatte al funzionamento in alta frequenza. Gli SMC infatti, costituiscono un'interessante alternativa ai lamierini in acciaio, in quanto sono caratterizzati da [44]:

- Isotropia magnetica e termica
- Perdite per isteresi molto basse e quindi perdite complessive contenute
- Permeabilità magnetica, induzione residua e resistività elettrica elevate
- Campo coercitivo ridotto
- Temperatura di Curie elevata

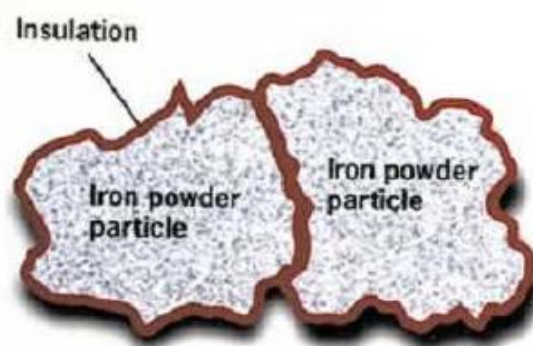


Fig. 3.3 - Rappresentazione schematica di un materiale SMC. [43]

Con l'impiego di questi materiali è possibile ottenere una riduzione sia del peso che anche delle dimensioni dell'ingranaggio magnetico.

Di seguito si riportano le caratteristiche in termini di curva di magnetizzazione Fig. 3.4 e perdite del nucleo a diverse frequenze Tab. 3.2 del Somaloy 700 3P prodotto dalla Höganäs [45]:

Tabella 3.2 - Cifre di Perdita al variare della frequenza e dell'induzione. [45]

B [T]	Frequenza [Hz]											
	50	60	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
0,5	1,5	1,9	3,1	6,4	10,0	14,0	18,0	22,2	26,7	31,2	36,0	40,9
1,0	4,9	5,9	10,0	21,1	33,1	45,8	59,4	73,8	88,9	104	120	137
1,5	9,8	11,9	20,4	44,2	70,3	98,9	127	159	193	228	265	299

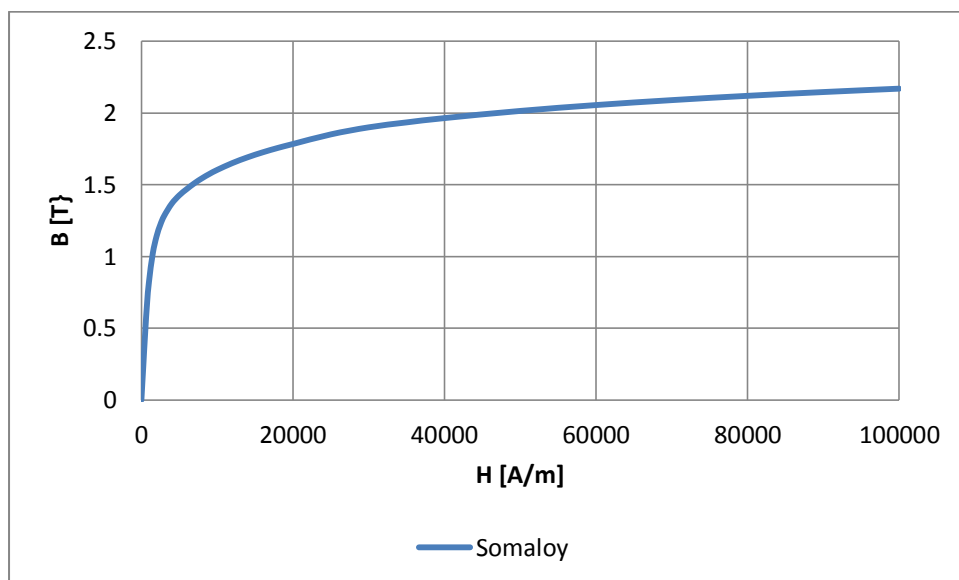


Fig. 3.4 - Curva di Magnetizzazione [45]

Spessori dei Gioghi

Anche gli spessori dei gioghi, analogamente alle corone nelle macchine elettriche, influiscono sulle prestazioni finali dell'IM. Infatti, se l'altezza del giogo è troppo ridotta, l'ingranaggio risente maggiormente del fenomeno della saturazione, mentre se essa è troppo elevata, la saturazione non è più un problema, ma s'incrementa inutilmente volume e peso, aumentando così ingombro e costi. Per questo motivo anche lo spessore del giogo deve essere il risultato di un compromesso tra più fattori. In questo dimensionamento preliminare si è adottato uno spessore per entrambi i gioghi di 35mm. Questa valutazione è stata basata su un calcolo approssimativo del flusso tramite la legge di Gauss, adottando α_{rv} e α_{rl} unitari:

$$h_{bi} = K_f \frac{LB_{res}}{4B_{max}} \left(\frac{\alpha_{rl}}{p_{rl}} + \frac{\alpha_{rv}}{K_f p_{rv}} \right) [mm] \quad (3.4)$$

Dove si indicano con i seguenti simboli:

- B_{max} : Limite massimo d'induzione media nel giogo (fissato a priori) [T].
- B_{res} : Induzione residua del magnete [T].
- α_{rv} : Coefficiente di copertura dei magneti superiori.
- α_{rl} : Coefficiente di copertura dei magneti inferiori.
- L : Diametro medio rettificato [m].
- K_f : Coefficiente che stabilisce quanto flusso, investe il giogo e valuta diversi aspetti, tra cui la dispersione e la geometria di macchina.

Quest'ultimo parametro deve essere stabilito empiricamente, studiando gli andamenti delle linee di campo e risolvendo un circuito magnetico approssimato. Con l'IM, qui presentato si è stimato un K_f iniziale pari a:

$$K_f = \frac{2}{5}$$

Sostituendo tale stima nella (3.4) si ottiene uno spessore minimo, relativo ad una $B_{max}=1.6$ T, di 35mm.

3.2 DIMENSIONAMENTO PRELIMINARE

A questo punto attraverso la procedura di dimensionamento preliminare [30], implementata in MATLAB® (vedasi Appendice), si è cercato di determinare dei parametri dimensionali iniziali che soddisfacessero alle specifiche presentate. Dopo una serie di tentativi si sono definite le seguenti grandezze geometriche Tab. 3.3, con riferimento a Fig. 2.12:

Tab. 3.3 - Tabella riportante i parametri geometrici calcolati dell'IM.

PARAMETRO GEOMETRICO	VALORE ASSEGNATO
<i>Diametro esterno (D)</i>	370 mm
<i>Diametro interno (d)</i>	100 mm
<i>Altezza giogo rotore inferiore (h_{bil}) (lento)</i>	35 mm
<i>Altezza giogo rotore superiore (h_{biv}) (veloce)</i>	35 mm
<i>Coppie polari inferiore (p_{rl})</i>	9
<i>Coppie polari rotore superiore (p_{rv})</i>	2
<i>Numero di Modulatori (Q)</i>	11
<i>Spessore magneti rotore inferiore (h_{ml})</i>	15 mm
<i>Spessore magneti rotore superiore (h_{mv})</i>	30 mm
<i>Ampiezza traferro inferiore (g_i)</i>	2 mm
<i>Ampiezza traferro superiore (g_s)</i>	20 mm
<i>Altezza modulatori (h_{mod})</i>	25 mm
<i>Coefficiente apertura di cava (β)</i>	0.5
<i>Coefficiente copertura magneti (α_r)</i>	1

Attraverso cui si ricava una stima indicativa della coppia pari a 161 Nm. Tale valore risulta inferiore al target prefissato, nonostante ciò si è deciso di mantenere questi parametri, poiché si vuole verificare se è possibile incrementare la coppia attraverso un'analisi parametrica, descritta nel successivo capitolo. Prima di procedere all'analisi agli elementi finiti in 2D di questo ingranaggio magnetico così dimensionato, è necessario farne la rettificazione. Mediante le relazioni, descritte nel secondo capitolo, sono definite le grandezze di Tab. 3.4.:

Tab. 3.4 - Grandezze rettificate.

<i>Lunghezza lineare (L)</i>	738.27 mm
<i>Spessore (T)</i>	135 mm
<i>Raggio medio (R_m)</i>	117.5 mm

In Fig. 3.5 e Fig. 3.6 sono rappresentati sia la configurazione reale sia il modello equivalente semplificato dell'IM nella posizione di equilibrio (I magneti verdi corrispondono ai N-poli mentre quelli azzurri agli S-poli). Infatti, come si era già accennato in precedenza, questo dimensionamento, vorrà essere un'ulteriore convalida della modellizzazione presentata nel Capitolo 2, per questo motivo alcuni risultati delle simulazioni saranno presentati in modalità comparata.

Per l'analisi statica si eseguiranno alcune simulazioni sia sulla rappresentazione mediante funzioni, sia sulla configurazione reale. Dal grado di validità riscontrato, si valuterà se eseguire l'analisi dinamica mediante il modello, adottando dei coefficienti correttivi eventuali.

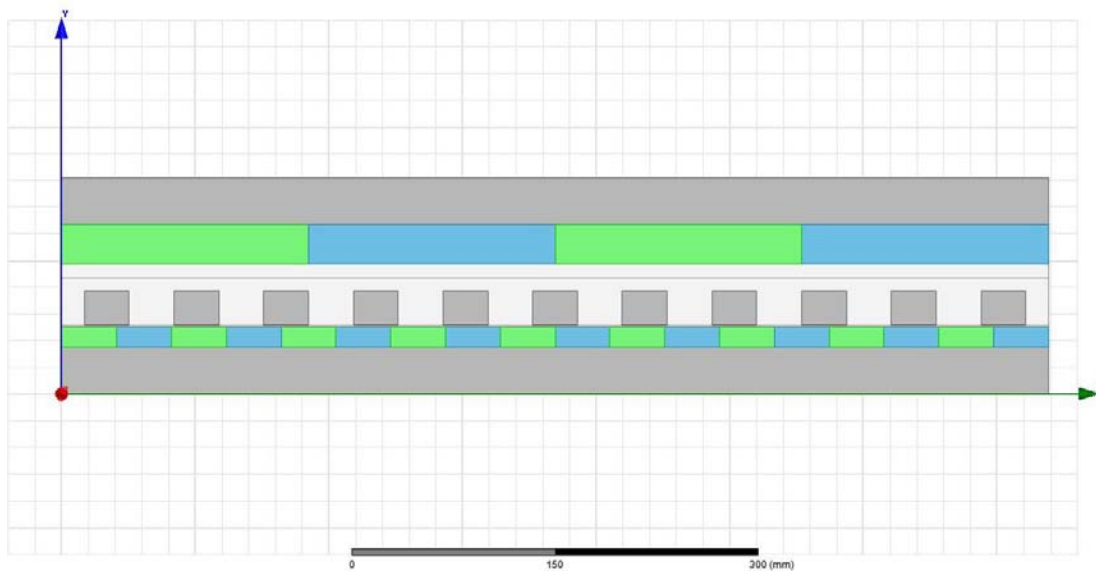


Fig. 3.5 - Rappresentazione in Maxwell© della Configurazione Reale.

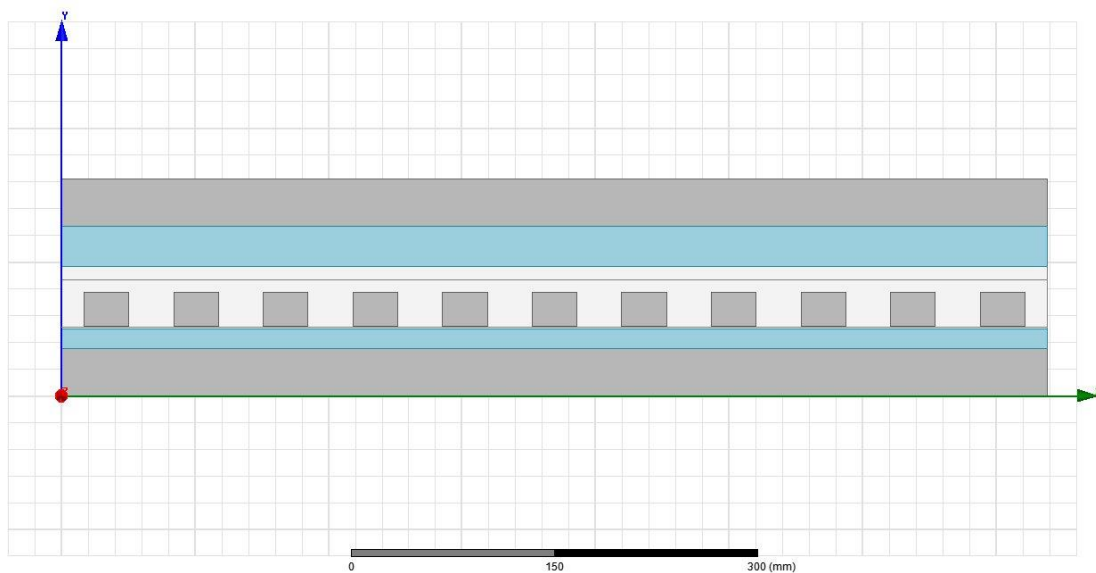


Fig. 3.6 - Rappresentazione in Maxwell© del Modello Semplificato.

3.2.1 ANALISI STATICA:

Lo scopo principale di quest'analisi è l'individuazione della posizione rotorica per cui ottengo la massima forza tangenziale. In seguito si valuteranno le induzioni ed i campi nei vari traferri per poter così studiare l'effetto di modulazione delle salienze. Considerando Fig. 3.5, si assume la seguente disposizione dei rotori come posizione iniziale ($\theta_{0r} = 0^\circ$), che corrisponde al punto di equilibrio.

3.2.1.1 FORZE TANGENZIALI ED ASSIALI

Essendo il rotore lento il “prime mover”, per caratterizzare l’ingranaggio e determinare la massima forza tangenziale agente, necessaria per determinare poi la coppia, si sono condotte una serie di simulazioni magnetostatiche sul modello semplificato, in cui mantenendo fissi sia i modulatori sia il rotore lento ($\theta_{rl} = 0$), si è traslato il rotore veloce di un passo polare $2\tau_{rv}$ verso sinistra. Si ricordi che i due rotori sono in contro rotazione.

$$2\tau_{rv} = \frac{L}{p_{rv}} = 369,15 \text{ mm}$$

A livello di funzione di Magnetizzazione, ricordando la (2.39), ciò equivale ad inserire nell’equazione uno spostamento angolare corrispondente:

$$\theta_{rv} = \frac{4\pi\tau_{rv}}{L} = 3.14 \text{ rad (} 180^\circ \text{ meccanici)} \rightarrow \theta_{rv}^e = 360^\circ$$

Avendo posto $\theta_{0rv} = \theta_{0rl} = 0^\circ$ (posizioni iniziali)

Lo spostamento rotorico è suddiviso in quaranta passi, in questo modo è possibile calcolare le forze agenti durante la traslazione, e ricostruirne gli andamenti con una certa precisione. Ogni step, in termini di angolo elettrico, corrisponde ad una variazione di: $\Delta\theta^e = 9^\circ$

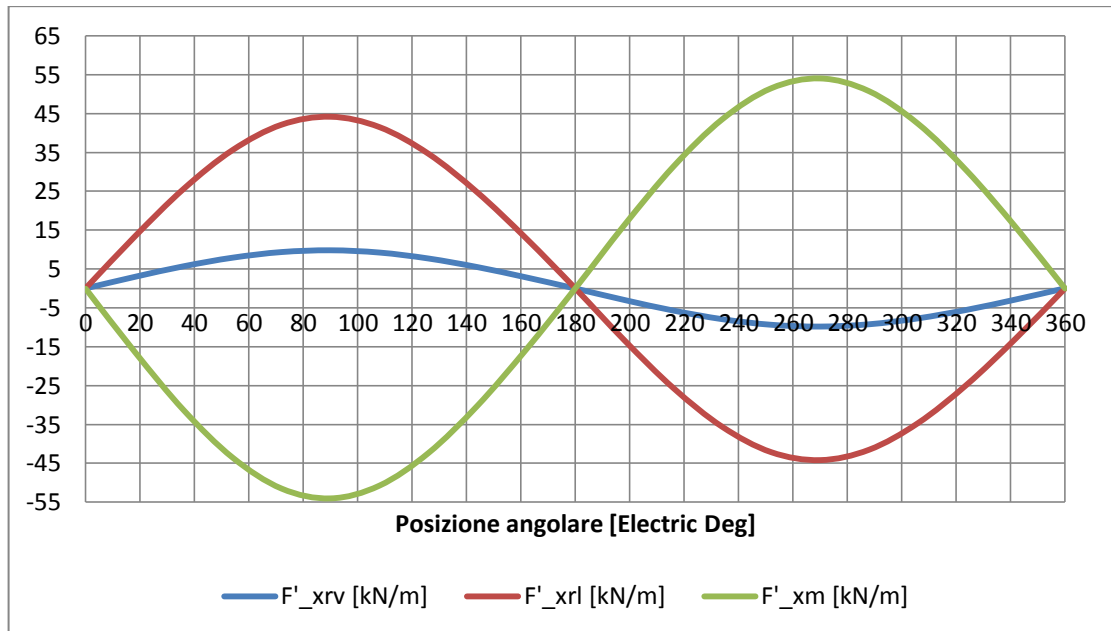


Fig. 3.7 - Andamenti delle Forze Tangenziali al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce, con modulatori e rotore lento fissi.

I profili di forza tangenziale ottenuti sono riportati in Fig. 3.7. Da tali andamenti si può facilmente riscontrare che il valore di forza massimo è ottenuto quando i due rotori si trovano in quadratura. Questo risultato non è inatteso, poiché era stato già verificato che la forza tangenziale agente può essere espressa nel seguente modo [43]:

$$F_x = K \sin(\gamma) \quad (3.5)$$

Dove K è il modulo della forza, mentre γ è l'angolo di carico dovuto dalla posizione relativa in cui si trovano i due rotori rispetto ai modulatori in un certo istante.

Da Fig. 3.7, in corrispondenza di $\theta_{rv}^e = 90^\circ$, si possono misurare i valori massimi di forza tangenziale, che mediante la (2.8) corrispondono a determinati valori di coppia, Tab. 3.5.

Tab. 3.5 – Forze Tangenziali e rispettivi valori di Coppia misurati

	FORZA TANGENZIALE [N/m]	COPPIA [Nm]
ROTORE SUPERIORE	$F'_{xrv} = 9820$	$C_{rv} = 156$
ROTORE INFERIORE	$F'_{xrl} = 44185$	$C_{rl} = 701$
MODULATORI	$F'_{xm} = -54040$	$C_m = -857$

Da tali valori emerge che la scelta di mantenere fissi i modulatori è stata appropriata. Difatti, per ottenere lo stesso valore di forza tangenziale agente/coppia sul rotore superiore, nel caso in cui si fosse ancorato il rotore inferiore e ruotato i modulatori, sarebbe stata richiesta una maggior coppia al motore primario, pari ad un 22,32% in più, onerando così la taglia del motore stesso. Inoltre adottando come “prime mover” i modulatori si sarebbe aumentata la complessità meccanica della struttura.

Eseguendo il rapporto tra le forze ricavate sui rotori, si nota che esso è circa pari al rapporto di trasmissione. Questo è un indice rilevante della correttezza dei dati ottenuti dalle simulazioni sul modello semplificato.

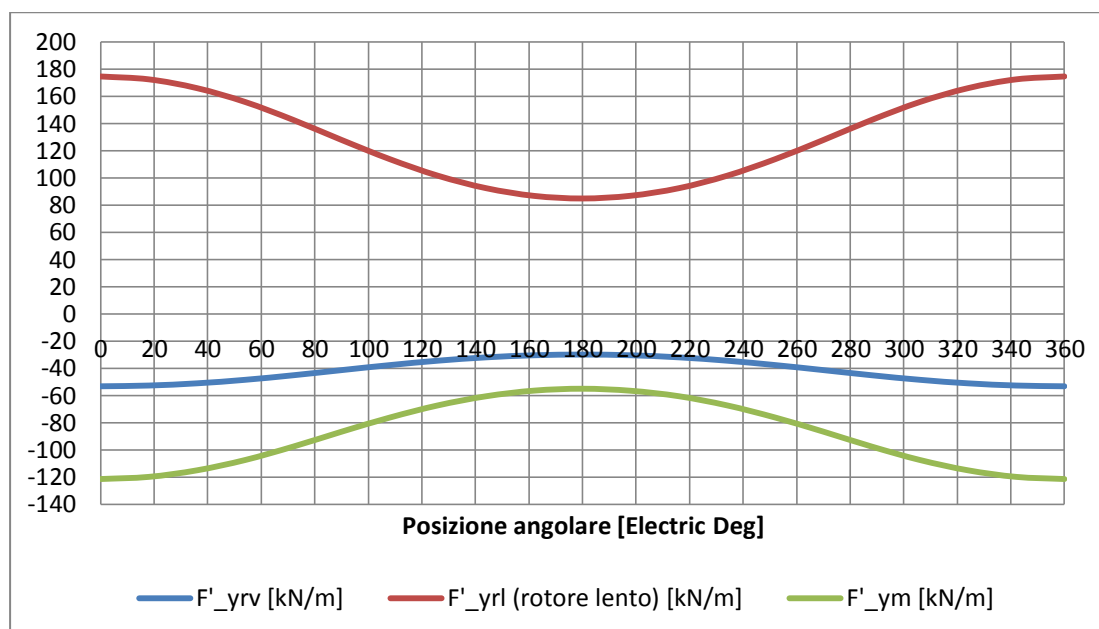


Fig. 3.8 - Andamenti delle Forze Assiali al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce, con modulatori e rotore lento fissi.

Per quanto concerne le forze assiali Tab. 3.6, esse presentano il massimo valore in corrispondenza della posizione d'equilibrio in cui le forze tangenziali sono nulle come raffigurato in Fig. 3.8. I due rotori sono attratti dai modulatori di flusso, tanto che si ottengono una forza assiale positiva per il rotore inferiore e una negativa per quello superiore. Dati i massimi valori di forze assiali rilevati:

Tab. 3.6 – Forze Assiali misurate.

	FORZA ASSIALE [N/m]	FORZA ASSIALE [N]
ROTORE SUPERIORE	$F'_{yrv} = -53210$	$F_{yrv} = -7183$
ROTORE INFERIORE	$F'_{yrl} = 174630$	$F_{yrl} = 23575$
MODULATORI	$F'_{ym} = -121450$	$F_{ym} = -16396$

Essi, seppur consistenti, non sono pericolosi per l'ingranaggio. Il rotore inferiore ed i modulatori essendo posti a terra possono essere vincolati con appositi cuscinetti in grado di sopportare tali forze statiche. A titolo di esempio si ricordi che un cuscinetto sferico caratterizzato da un diametro di 20 mm è in grado di sopportare forze pari e superiori ai 10 kN [17]. Il rotore veloce a causa della sua allocazione a bordo del veicolo potrebbe essere quello più sollecitato, tuttavia la forza assiale agente, è la più piccola in termini di modulo tra le tre. Pertanto stabilita la posizione per cui ottengo la forza tangenziale massima, si sono sistemati i rotori in quadratura ($\theta_{0rv} = \pi/4$), e si è eseguita un'analisi magnetostatica in entrambe le configurazioni per determinare l'errore di valutazione sulla forza. Sia a livello di linee di campo sia a livello di induzione, gli andamenti riscontrati sono analoghi come è possibile osservare nelle figure riportate nelle Figure 3.9-3.12.

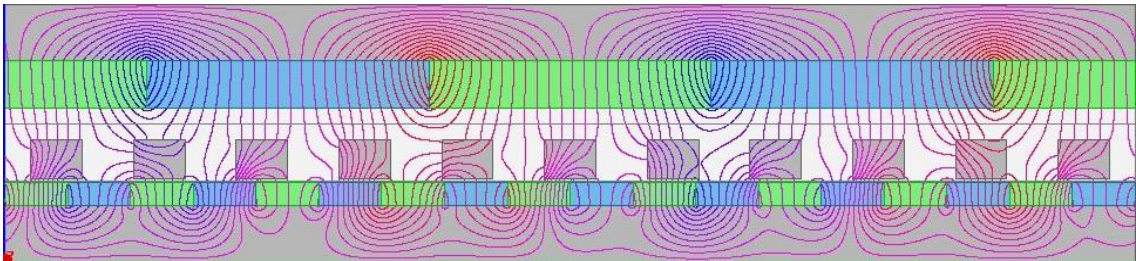


Fig. 3.9 - Andamento linee di campo nella configurazione reale, in quadratura.

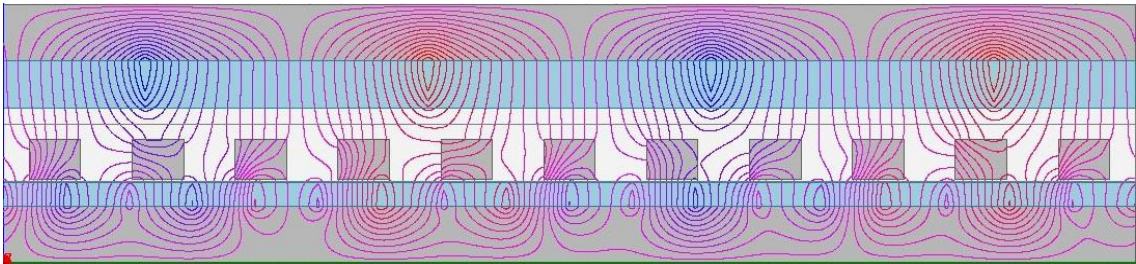


Fig. 3.10 - Andamento linee di campo nel modello semplificato, in quadratura con sola fondamentale.

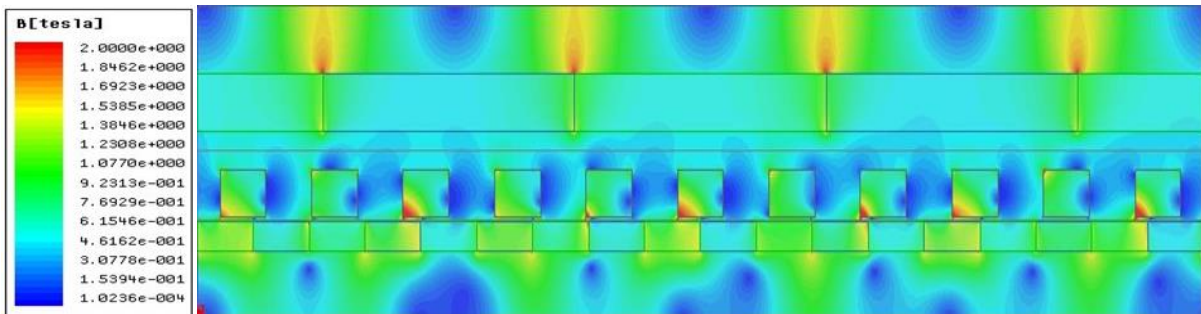


Fig. 3.11 - Livelli d'induzione nella configurazione reale, in quadratura.

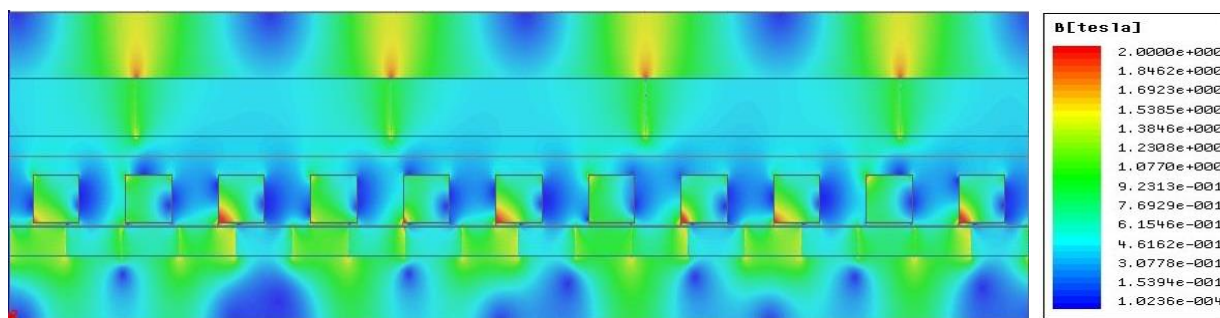


Fig. 3.12 - Livelli d'induzione nel modello semplificato, in quadratura con sola fondamentale.

In riferimento alle Figure 3.9-3.10, è importante notare l'azione d'interazione che svolgono le salienze tra i due rotori. Osservando le linee di campo uscenti dai magneti sul rotore lento, è possibile riscontrare che una parte, com'è prevedibile, si richiude sui magneti stessi, mentre un'altra, attraverso i modulatori che costituiscono una via a minor riluttanza, interagisce con il rotore veloce. E' proprio quest'azione di "intermediazione" svolta dalle salienze che permette al tutto di funzionare. Infatti, se i modulatori non vi fossero, data la notevole ampiezza del traferro superiore, ergo l'elevata riluttanza, la quasi totalità delle linee di campo uscenti da entrambi i rotori si richiuderebbero su se stesse senza alcuna forma d'interazione magnetica tra le due anime. Questo fenomeno potrà esser analizzato dettagliatamente facendo lo spettro armonico delle induzioni, determinando così quali armoniche intervengono favorendo la concatenazione e quindi la trasmissione di coppia e la conversione di velocità.

Dalla simulazione svolta sulla configurazione reale si calcolano le seguenti forze agenti riportate in Tab. 3.7.

Tab. 3.7 – Confronto tra i valori di Forza valutati sul modello semplificato rispetto a quelli misurati nella configurazione reale

FORZA	CONF. REALE	MOD. SEMPLIFICATO	ERRORE
F'_{xrv}	9795 [N/m]	9820 [N/m]	0.25%
F'_{yrv}	-41219 [N/m]	-41330 [N/m]	0.27%
F'_{xrl}	44055 [N/m]	44184 [N/m]	0.29%
F'_{yrl}	127641 [N/m]	127982 [N/m]	0.26%

Ciò equivale ad un errore medio rispetto al valore calcolato con il modello dello 0,27%. Questo risultato ha una notevole rilevanza, poiché convalida nuovamente il modello e permetterà di eseguire l'analisi dinamica su di esso con un elevato margine di sicurezza, ovviando al problema della traslazione dei magneti discreti. Nella verifica del modello, nel capitolo terzo, si era riscontrato un errore in eccesso del 10% sulla forza a livello di fondamentale. Questa maggiorazione può essere spiegata considerando che in quell'esempio si aveva un coefficiente dell'angolo di copertura dei magneti uguale a 0.8, di conseguenza erano d'obbligo un maggior numero di armoniche nella funzione di magnetizzazione per modellizzare correttamente gli spazi d'aria tra i magneti.

A livello di saturazione Figure 3.11-3.12, si può osservare che solo il giogo del rotore veloce, considerando il maggior spessore del magnete, e i modulatori presentano aree d'induzione critica. Tuttavia tale questione sarà indagata più approfonditamente nel capitolo successivo quando si valuteranno le perdite nel ferro.

3.2.1.2 INDUZIONI E SPETTRI ARMONICI

A questo punto si riportano gli andamenti delle componenti dell'induzione B_x e B_y , misurate sempre nella medesima posizione per cui ottengo la massima forza tangenziale agente. Si sono valutate le induzioni nella metà dei rispettivi traferri e i risultati ottenuti sono riportati in Figure 3.13-3.16. Gli andamenti sono raffigurati in modo comparato, a riprova della bontà del modello equivalente semplificato.

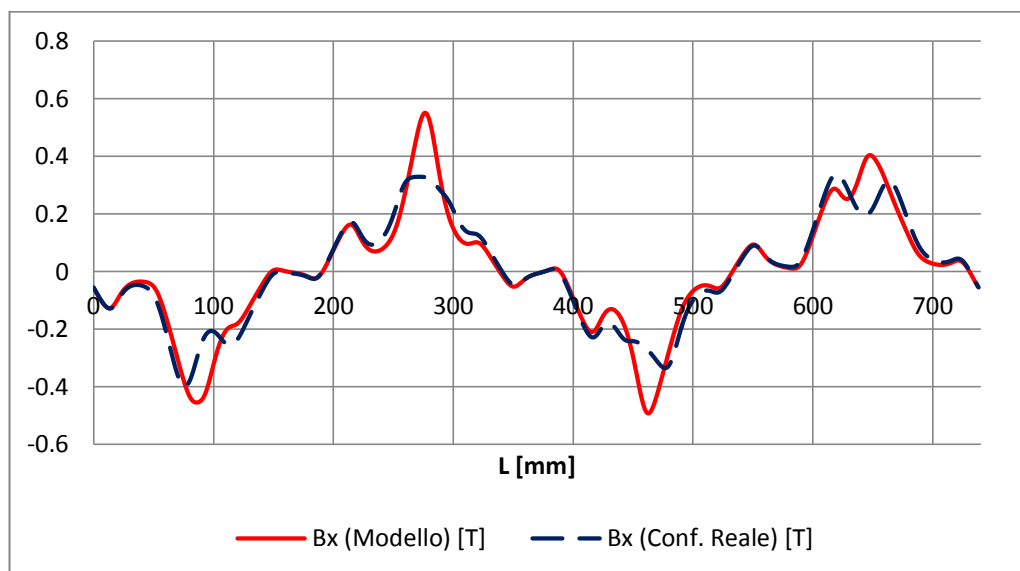


Fig. 3.13 - Andamento di B_x rilevata nella metà del traferro superiore.

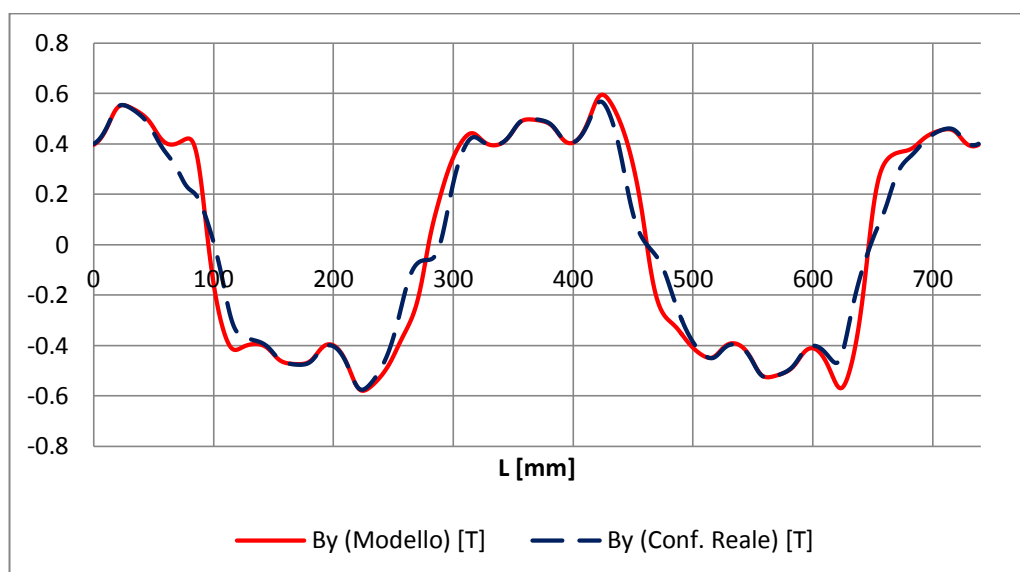


Fig. 3.14 - Andamento di B_y rilevata nella metà del traferro superiore.

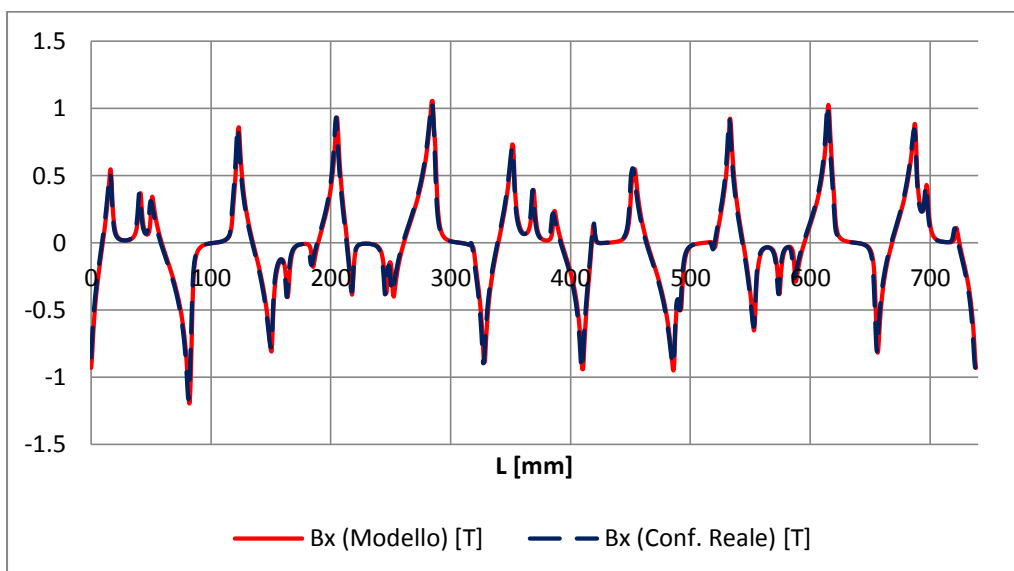


Fig. 3.15 - Andamento di B_x rilevata nella metà del traferro inferiore.

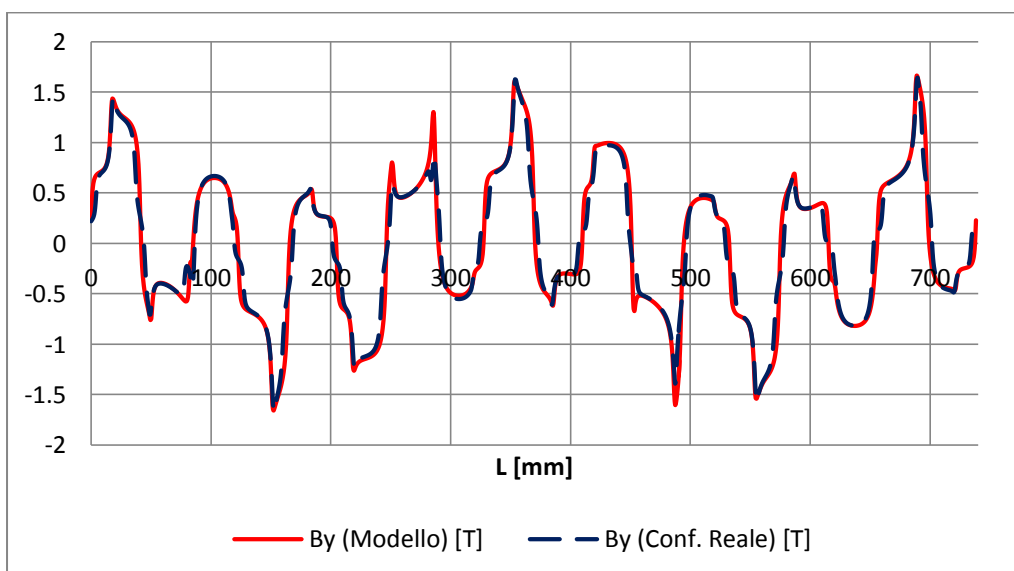


Fig. 3.16 - Andamento di B_y rilevata nella metà del traferro inferiore.

Dagli andamenti dell'induzione è facilmente distinguibile l'effetto di modulazione. Le componenti B_y idealmente avrebbero un'andamento circa sinusoidale dipendente dall'ampiezza e dal numero di magneti presenti su ciascuna faccia dei rotori. Tuttavia ciò che si riscontra è una serie di picchi per ciascuna sinusoide dovuti all'effetto della funzione di modulazione delle salienze, Fig. 3.17 e Fig. 3.18. Per una maggior comprensione consideriamo la componente B_y del traferro inferiore. Facendone lo spettro armonico si nota che essa presenta una nona armonica dominante, dovuta ai poli magnetici sul rotore lento, Fig. 3.19. Oltre alla nona armonica, è presente una serie di armoniche, date per l'appunto dall'effetto di modulazione. Dalla teoria presentata nel capitolo 2, la trasmissione di coppia è possibile solamente se nello spettro armonico dell'induzione, per ciascun traferro, vi sono entrambe le armoniche relative al numero di coppie polari presenti su entrambi i rotori. In riferimento a Fig.

3.19 si osserva che la seconda armonica è presente ed la più rilevante dopo la fondamentale di nona armonica.

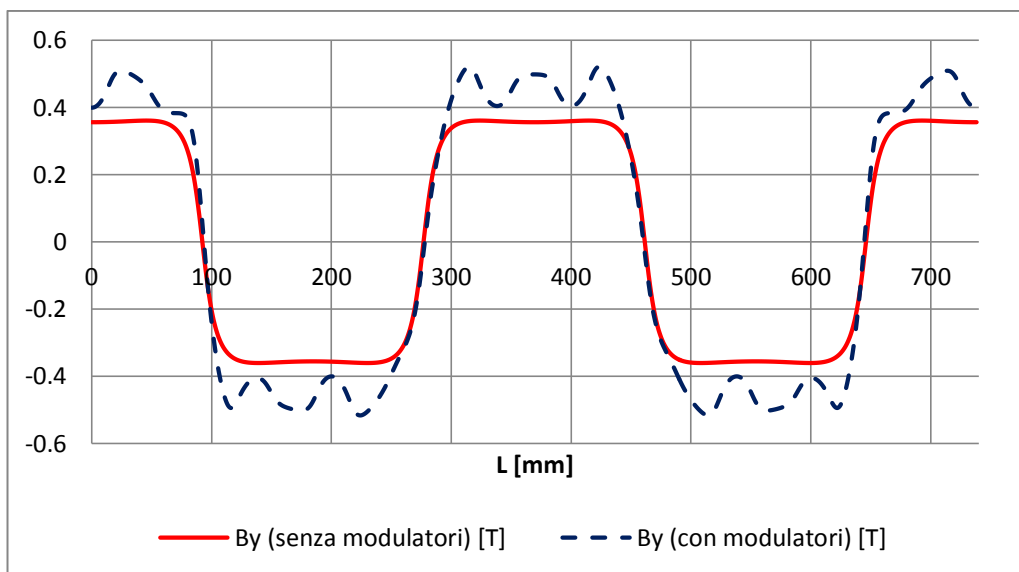


Fig. 3.17 – Andamento dell'induzione assiale nella metà del traferro superiore con e senza modulatori.

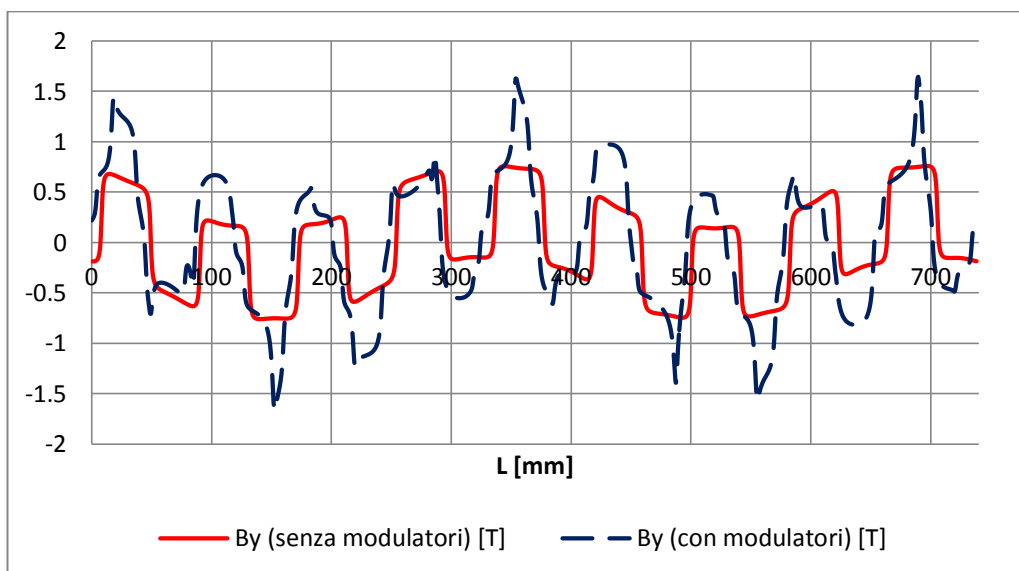


Fig. 3.18 – Andamento dell'induzione assiale nella metà del traferro inferiore con e senza modulatori.

Eseguendo lo spettro armonico della B_y del traferro superiore Fig. 3.20 si osserva che l'armonica fondamentale è quella relativa al numero di coppie polari presenti sul rotore veloce. Tuttavia, a differenza dello spettro del traferro inferiore, la nona armonica, seppur presente è limitata in ampiezza. Quest'aspetto è riconducibile all'elevata riluttanza del traferro superiore, che limita l'effetto di modulazione delle salienze. A conferma di ciò si è eseguita una simulazione in cui si è rilevata l'induzione in prossimità dei modulatori, sempre nel traferro superiore. Nello spettro armonico corrispondente a Fig. 3.21, si nota come l'effetto della nona armonica sia più marcato. Pertanto

un'eventuale riduzione del traferro g_s gioverebbe considerevolmente l'effetto di modulazione ergo la trasmissione di coppia. Inoltre sarebbe interessante sagomare i magneti in modo che l'induzione possa contenere determinate armoniche.

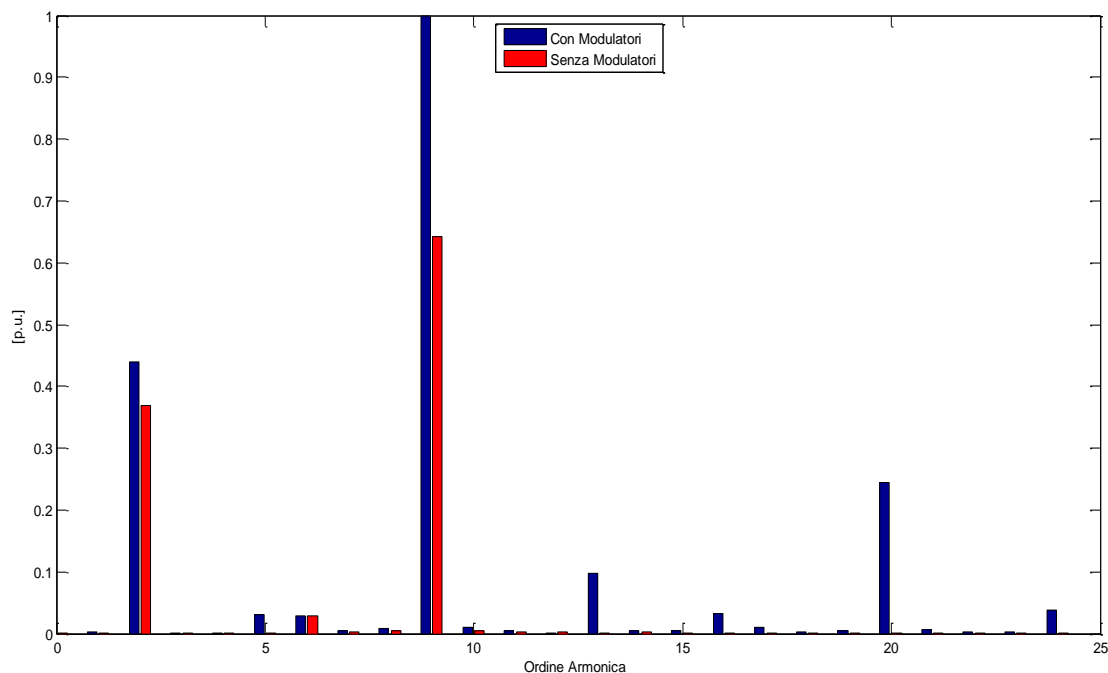


Fig. 3.19 - Spettro armonico B_y traferro inferiore.

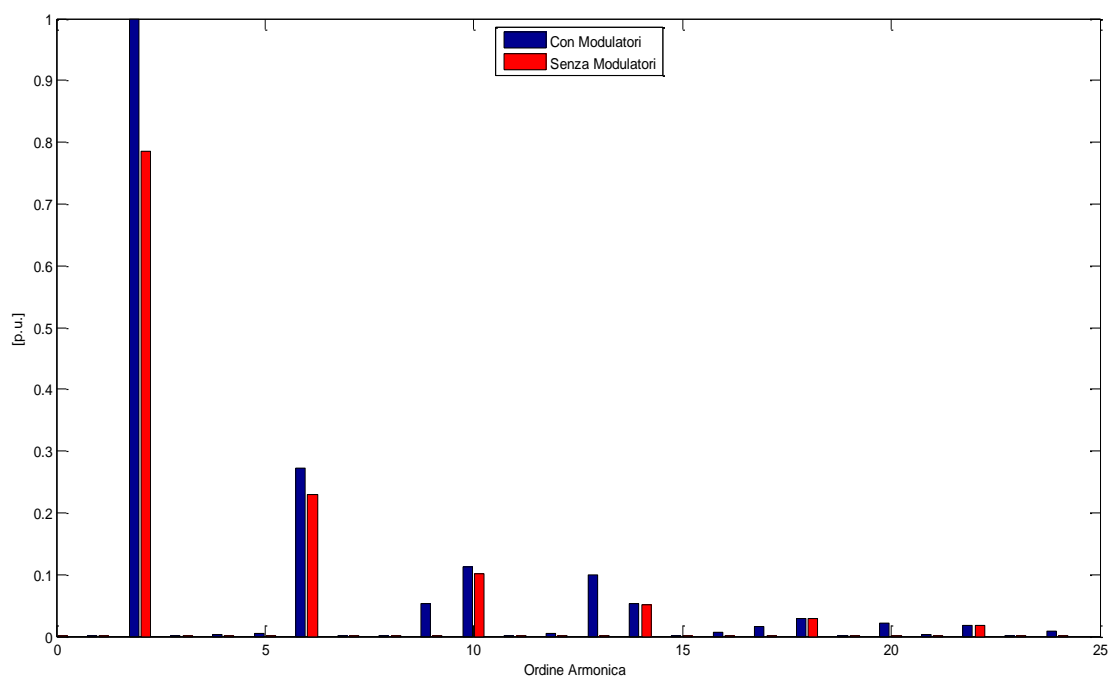


Fig. 3.20 - Spettro armonico B_y traferro superiore.

Infine per dimostrare che l'effetto delle salienze è fondamentale, si è valutata la condizione in cui non vi siano i magneti sul rotore inferiore, ma solamente quelli allocati sul rotore superiore. Anche in questo caso rilevando l'andamento dell'induzione assiale a metà del traferro inferiore e facendone lo

spettro armonico 3.22 è emerso che la seconda e la nona armonica sono dominanti, nonostante non vi siano i magneti inferiori, grazie alla presenza degli undici modulatori.

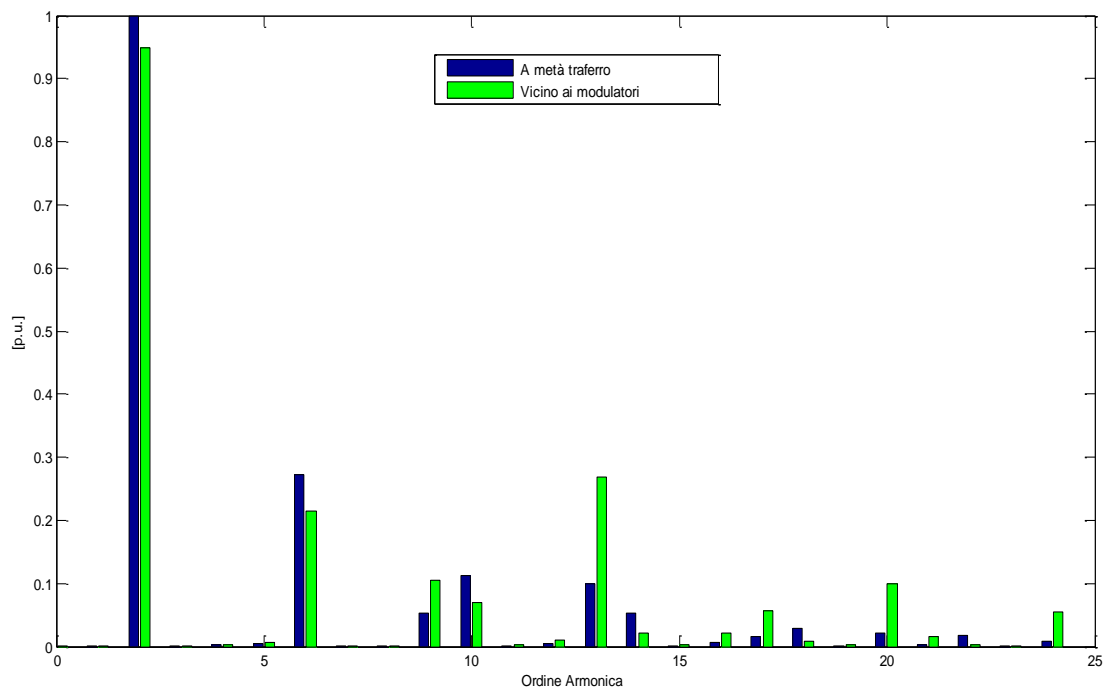


Fig. 3.21 - Spettro armonico B_y traferro superiore (vicino ai modulatori).

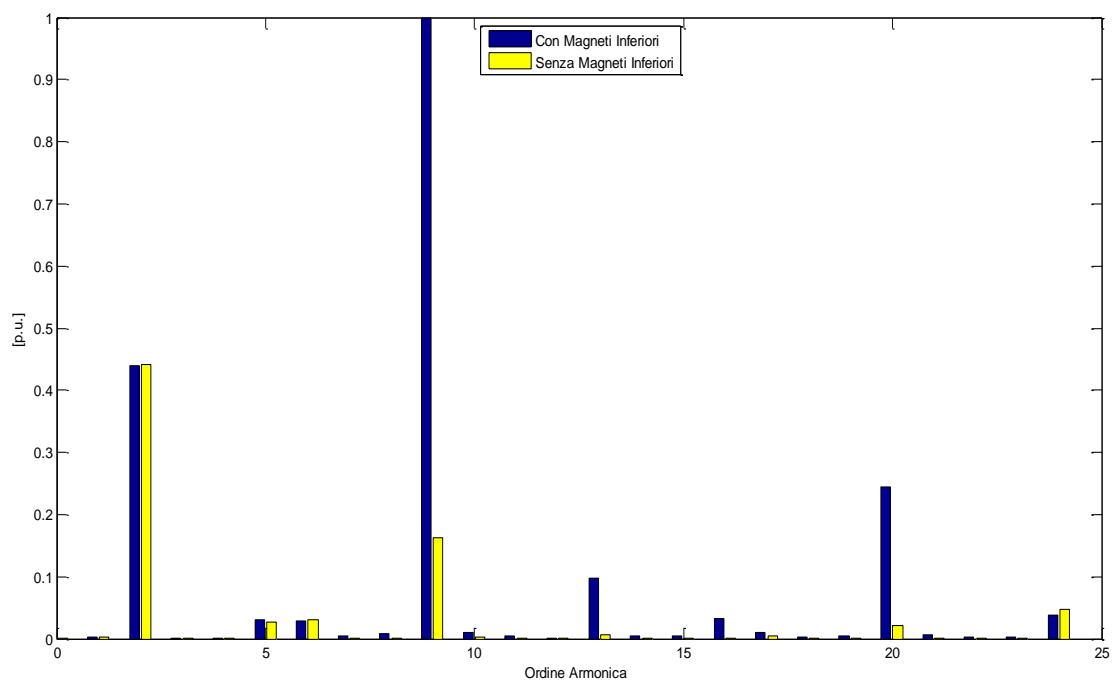


Fig. 3.22 - Spettro armonico B_y traferro inferiore, senza i magneti sul rotore lento.

3.2.1.3 CALCOLO COPPIA

Determinate le induzioni e relativi spettri, si procede al calcolo della coppia e della densità di coppia. In riferimento ai valori di forza tangenziale misurati con l'analisi statica, tramite il modello semplificato, si era calcolato una coppia media attraverso la (2.8) pari a:

$$C_{rv} = 9820 * 0.1175 * 0.135 = 156 Nm$$

Poiché questa stima approssimata, è basata sul calcolo della forza media agente, si è deciso di determinare il profilo della forza tangenziale lungo lo spessore dell'IM, Fig. 3.23, per una maggior accuratezza. In questo modo attraverso più misurazioni successive della forza, al variare dello spessore, è possibile valutare la coppia come un integrale della forza lungo lo spessore. Decidendo di suddividere lo spessore in cinque intervalli, si è stimata la forza in corrispondenza del diametro medio di ciascun intervallo. L'integrale risultante può essere formulato come una serie pesata di valori di forza:

$$C_r = \int_{r_i}^{r_e} Fr dr = \sum_{n=1}^{n_i} \frac{F_n}{n_i} (r_e - r_i) \left(R_m + (n - n_m) \frac{(r_e - r_i)}{n_i} \right) \text{ con } n_m = \frac{(n_i + 1)}{2} \quad (3.6)$$

Dove indichiamo con i seguenti termini:

- n_i : numero di intervalli in cui si suddivide lo spessore (5).
- r_e : raggio esterno (185 mm)
- r_i : raggio interno (50 mm)
- R_m : raggio medio (117.5 mm)

Si riportano nella seguente tabella Tab. 3.8 le forze determinate in cinque punti equidistanti, lungo lo spessore dell'ingranaggio magnetico. In Fig. 3.23, è tracciato il profilo della forza tangenziale ottenuto interpolando i dati ricavati.

Tab. 3.8 - Valori di forza tangenziale calcolati lungo lo spessore:

Raggio [mm]	Forza tangenziale rotore superiore [N/m]	Forza tangenziale rotore inferiore [N/m]
(n=1) 63.5 mm	4341 N/m	19536 N/m
(n=2) 90.5 mm	7491 N/m	33718 N/m
(n=3) 117.5 mm	9820 N/m	44180 N/m
(n=4) 144.5 mm	11286 N/m	50793 N/m
(n=5) 171.5 mm	12009 N/m	54028 N/m

Sostituendo i valori in Tab. 3.8 nella (3.6) si determina un valore di coppia del rotore veloce pari a:

$$C_{rv} \approx 158 Nm$$

Questo valore è leggermente superiore a quello determinato valutando la sola forza media. Tuttavia ciò conferma la bontà delle valutazioni fatte in precedenza, anche a livello di dimensionamento preliminare in MATLAB© giacché da quella stima si misura uno scostamento del 1,85%.

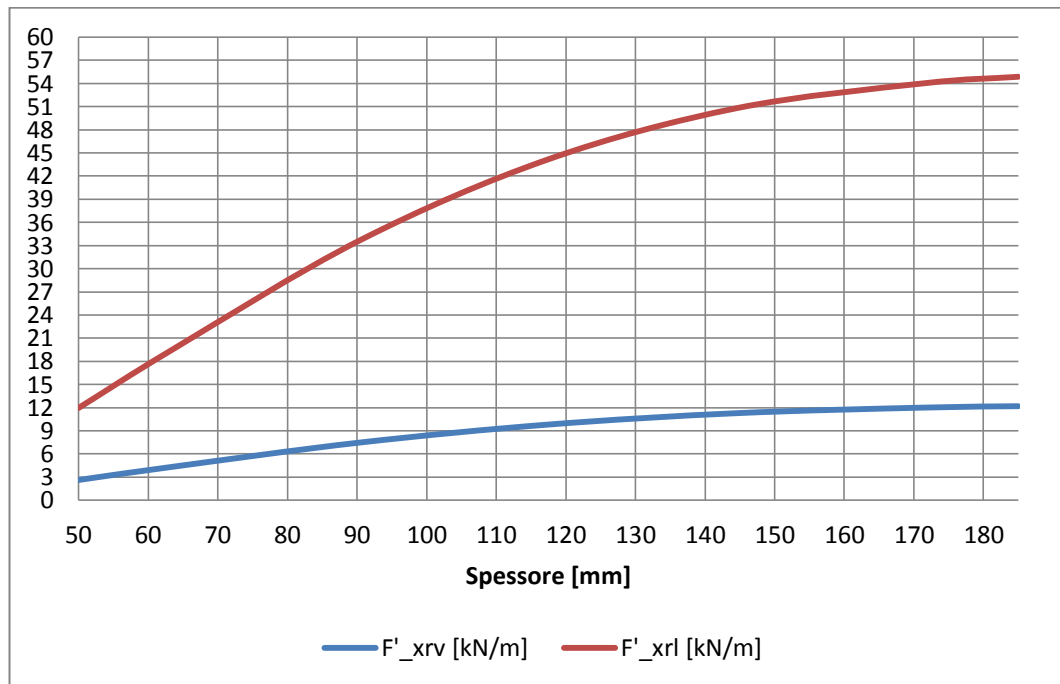


Fig. 3.23 - Profili delle Forze Tangenziali lungo lo spessore.

Per determinare la rispettiva densità di coppia, è necessario calcolare il volume totale dell'ingranaggio magnetico. In riferimento alla Tab. 3.3, riportante tutti i dati geometrici, è possibile calcolare il volume e quindi la densità volumetrica come:

$$V_{IM} = (h_{bil} + h_{ml} + g_i + h_{mod} + g_s + h_{mv} + h_{biv})LT \quad (3.7)$$

$$c_r = \frac{C_{rv}}{V_{IM}} [kNm/m^3] \quad (3.8)$$

Mediante la (3.7) e la (3.8) ricavo infine:

- $V_{IM} = 0.016144 \text{ m}^3$
- $c_r = 9.79 \text{ kNm/m}^3$

La densità di coppia ottenuta è ben di sotto a quella potenzialmente raggiungibile da un ingranaggio magnetico a flusso assiale pari a 70 kNm/m^3 [17]. Tuttavia è da considerare che nei casi studiati in letteratura, si sono sempre adottati traferri molto piccoli compresi in un range di 0.5-2 mm. Pertanto sarebbe errato confrontare l'ingranaggio magnetico analizzato in questa tesi con quelli già studiati solamente sulla base della densità di coppia, sebbene sia uno dei parametri fondamentali per la valutazione delle prestazioni di un IM.

3.2.2 ANALISI DINAMICA

Grazie alle simulazioni svolte nell'analisi statica, è possibile ora procedere allo svolgimento dell'analisi dinamica. Attraverso il modello e le funzioni è possibile riprodurre l'andamento della forza a regime, valutandone sia l'oscillazione sia il valor medio. Prima di iniziare ad esporre i risultati delle simulazioni sono d'obbligo alcune considerazioni:

- I due rotori ruotano in contro rotazione a velocità differenti date dal rapporto di trasmissione. Poiché, ai fini della tesi, la coppia d'uscita è quella del rotore veloce, abbiamo preso il periodo di rotazione di quest'ultimo come periodo di campionamento.
- Poiché si vuole avere un certo grado di affidabilità, nell'analisi dinamica, si è considerata oltre alla fondamentale, anche la terza armonica delle funzioni di magnetizzazione.

Il periodo di rotazione del rotore veloce è così determinato:

$$t = \frac{2\pi}{\omega_{rv}} = 4.444 \text{ ms} \quad (3.9)$$

Questo periodo corrisponde al tempo che impiega il rotore lento a compiere i 2/9 di una rotazione completa. Anche in questo caso, per avere una certa accettabilità è necessario frazionare t in un certo numero di passi. Si è deciso di suddividere il periodo in 40 intervalli ergo campionare il valore della forza ogni 0,111 ms. Essendo la simulazione svolta in una configurazione rettificata, bisogna trasformare la velocità angolare [rad/s] di ciascun rotore nella corrispondente velocità di traslazione [m/s]:

$$v_r = \frac{D_m \omega_r}{2} \left[\frac{m}{s} \right] \quad (3.10)$$

Sostituendo i valori di velocità angolare meccanica dei diversi rotori e il diametro medio espresso in [m] nella (3.10) si calcolano le seguenti velocità di traslazione:

$$v_{rv} = 166.11 \text{ m/s} \quad v_{rl} = 36.91 \text{ m/s}$$

A questo punto assumendo come posizione iniziale, la posizione per cui ho la massima forza tangenziale agente sul rotore veloce ($\theta_{orv} = \pi/4$; $\theta_{orl} = 0$) e sostituendo tutti i dati, appena calcolati nelle (2.38) e (2.39) è possibile far partire il ciclo di simulazioni. Infatti, attraverso lo strumento di parametrizzazione dell'ANSYS Maxwell©, è possibile discretizzare il periodo t nei 40 intervalli prefissati, in questo modo si ottengono gli andamenti delle forze tangenziali a regime raffigurati nelle Figure 3.24-4.26.

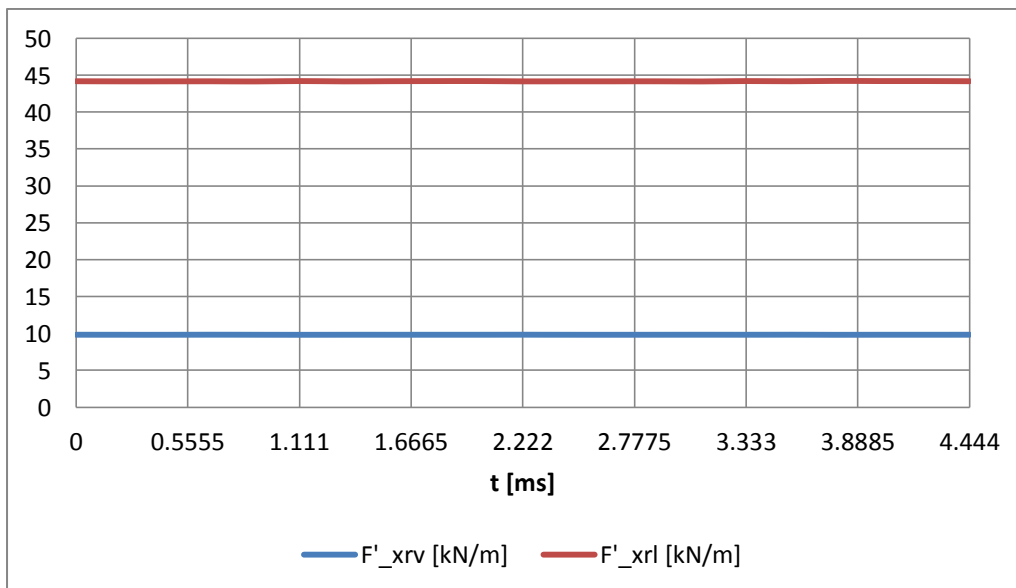


Fig. 3.24 – Andamenti delle forze tangenziali agenti sui rotori a regime.

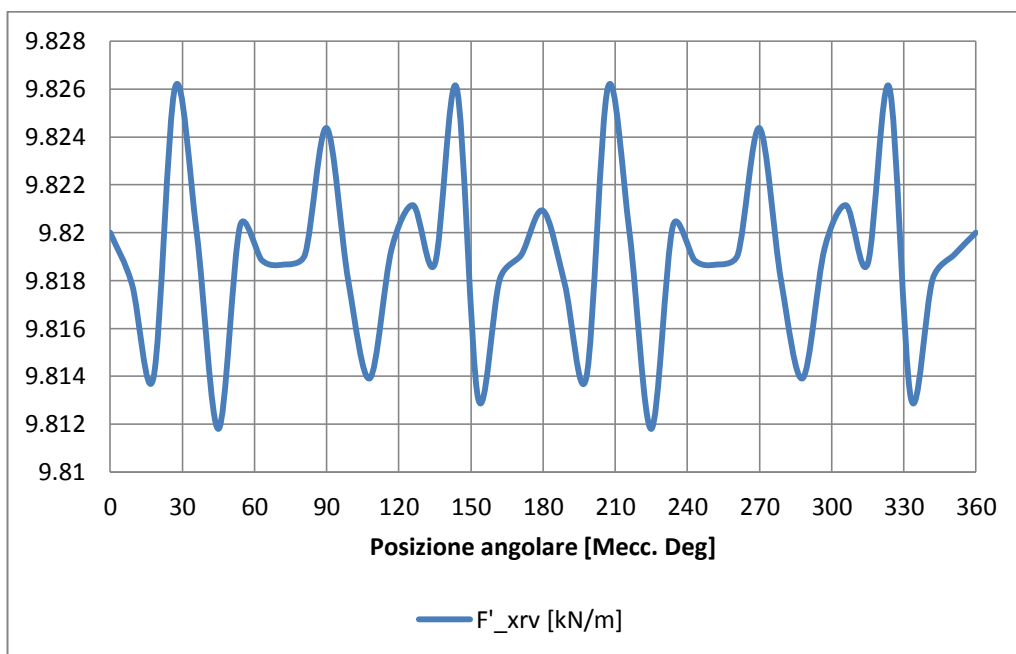


Fig. 3.25 - Andamento a regime della forza tangenziale agente sul rotore veloce.

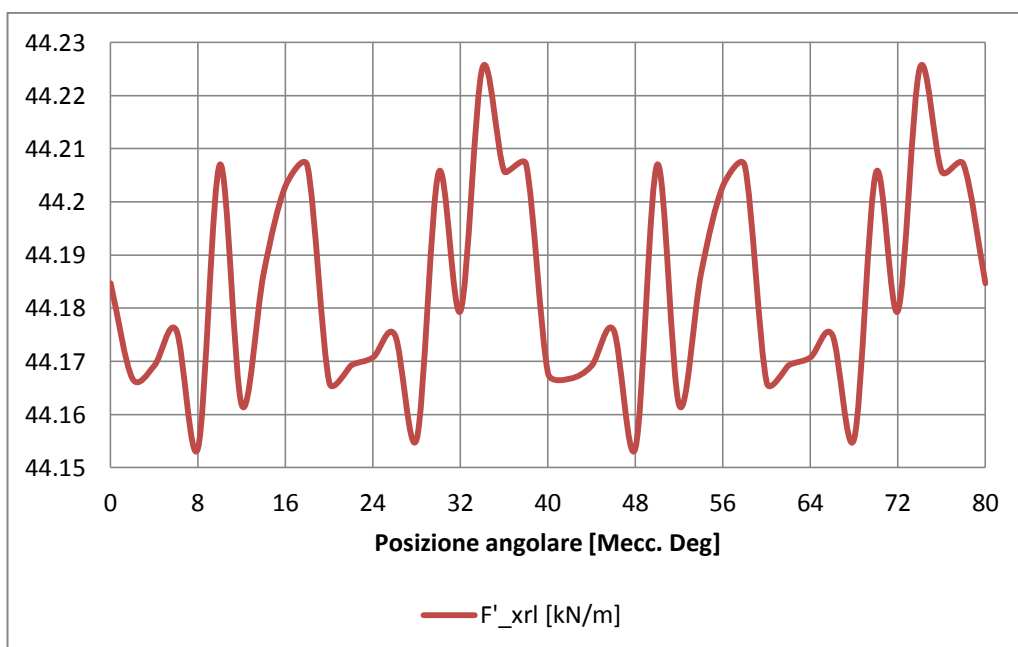


Fig. 3.26 - Andamento a regime della forza tangenziale agente sul rotore lento.

Si definisce l'ampiezza dell'oscillazione della forza come metà dello scostamento tra il valore massimo e quello minimo, cosicché è possibile scrivere il valore di forza nel seguente modo:

$$F_x(\text{rotore veloce}) = 9818 \pm 0,1\% \text{ N/m}$$

$$F_x(\text{rotore lento}) = 44180 \pm 0,1\% \text{ N/m}$$

Infatti, grazie ai grafici qui riportati, si può facilmente osservare, che i ripples di forza tangenziale, per entrambi i rotori, sono molto limitati in ampiezza (quasi nulli). Questo aspetto è rilevante in quanto

conferma l'influenza dell'opportuna scelta della combinazione delle coppie polari sull'oscillazione della forza tangenziale [46] e quindi convalida le valutazioni fatte preliminarmente a livello di cogging factor. Poiché la cogging force è quasi inesistente in termini di ampiezza, non si ritiene necessario eseguire successive analisi concernenti la sua stima.

Di seguito si riportano gli andamenti a regime delle forze assiali, Figure 3.27-3.28:

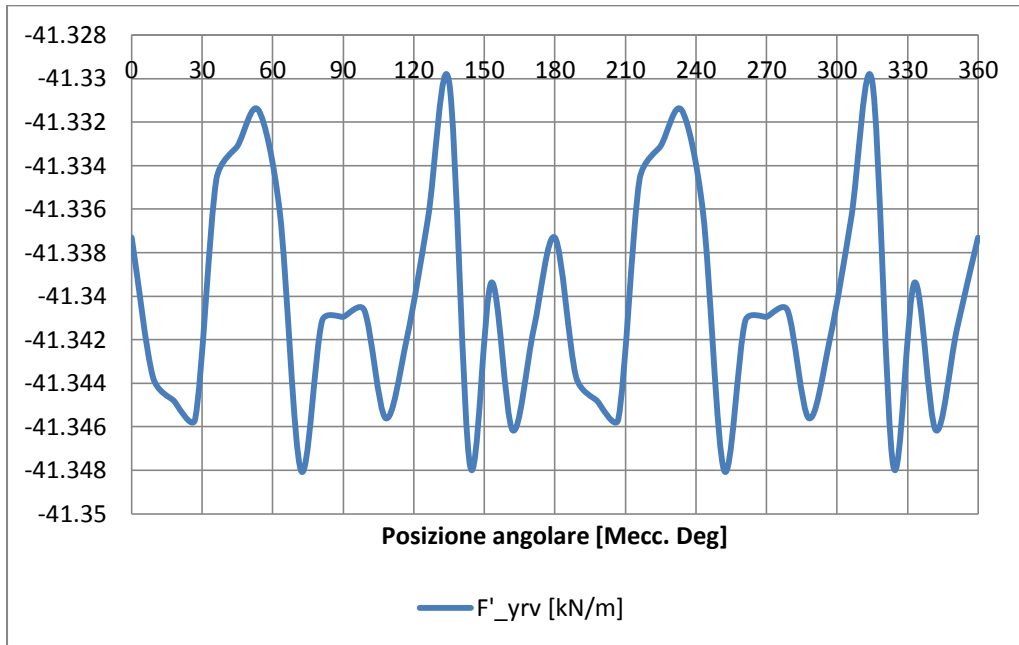


Fig. 3.27 - Andamento a regime della forza assiale agente sul rotore veloce.

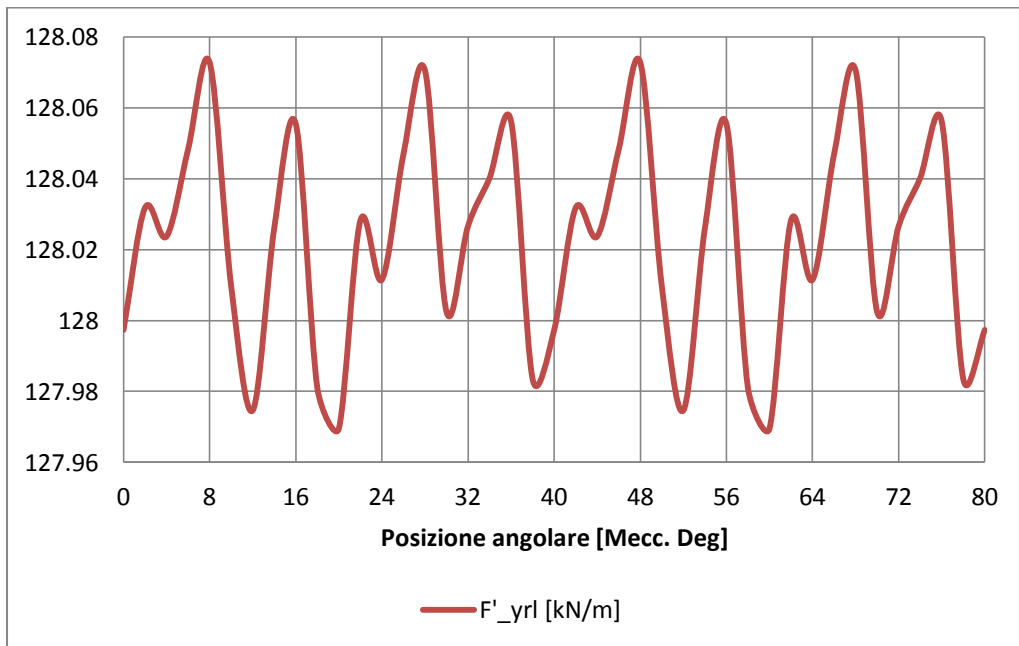


Fig. 3.28 - Andamento a regime della forza assiale agente sul rotore lento.

Anche le forze assiali presentano un ripple molto limitato in ampiezza. Inoltre, come già raffigurato in Fig. 3.8 nella posizione che massimizza le forze tangenziali, le forze assiali sono ridotte rispetto al loro valore massimo ottenuto in corrispondenza del punto di equilibrio. I valori registrati sono pari a:

$$F_y(\text{rotore veloce}) = -41340 \pm 0,025\% \text{ N/m}$$

$$F_y(\text{rotore lento}) = 128023 \pm 0,05\% \text{ N/m}$$

Infine, per mantenere un'interazione stabile tra i campi, è necessario che i due rotori siano in contro rotazione. Se ciò non fosse, accadrebbe la perdita del sincronismo. In Fig. 3.29 è illustrato l'andamento della forza tangenziale agente sul rotore veloce nella situazione in cui i due rotori ruotassero nella stessa direzione.

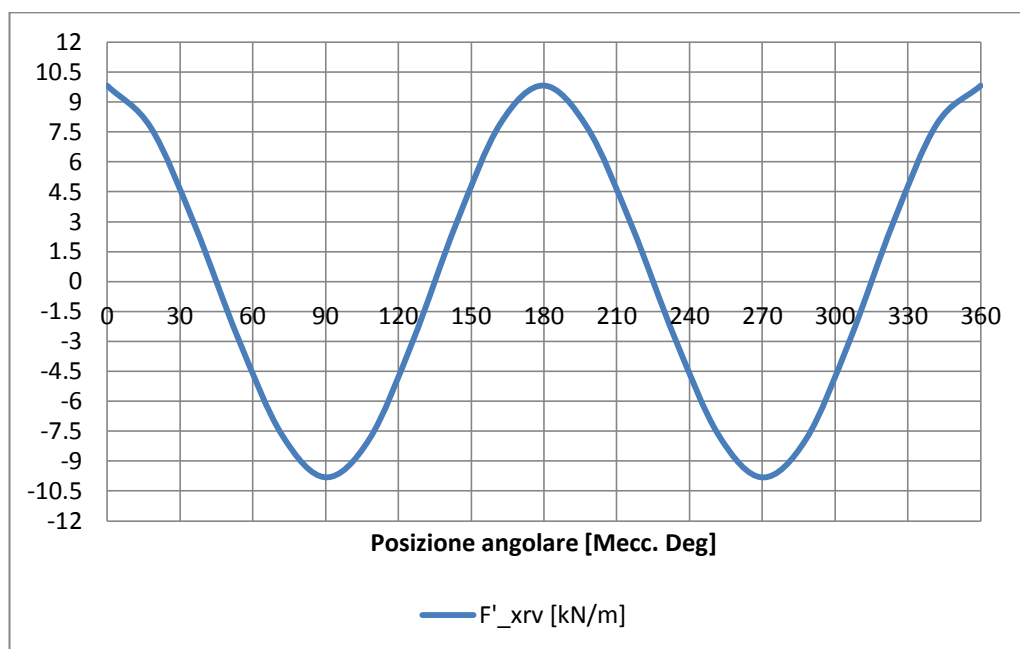


Fig. 3.29 - Andamento della forza tangenziale agente sul rotore veloce, quando entrambi ruotano nella stessa direzione.



CAPITOLO 4

ANALISI PARAMETRICA

4.1 INTRODUZIONE

Alla luce dei risultati e delle considerazioni fatte in precedenza, in questo capitolo sarà svolta un'analisi parametrica con lo scopo di indagare e massimizzare le caratteristiche dell'ingranaggio magnetico, in particolare la forza, tali da poter soddisfare le specifiche progettuali e migliorarne, ove possibile le performance. In seguito, individuata una configurazione ad hoc, si procederà ad effettuare una sintetica analisi, per verificare le prestazioni.

Mediante l'analisi parametrica, mediante la configurazione reale, si analizzerà l'influenza di alcuni parametri sulle prestazioni finali dell'ingranaggio stesso. L'analisi è condotta considerando diversi aspetti sia geometrici sia costruttivi (materiali). Il tutto è finalizzato all'incremento della coppia uscente, in modo tale che soddisfi la specifica di 170 Nm. Infine, tramite il modello semplificato si procederà alla valutazione delle perdite nel ferro del nucleo, andando a stimare per diversi punti la variazione istantanea dell'induzione.

4.2 VARIAZIONE DEI PARAMETRI GEOMETRICI

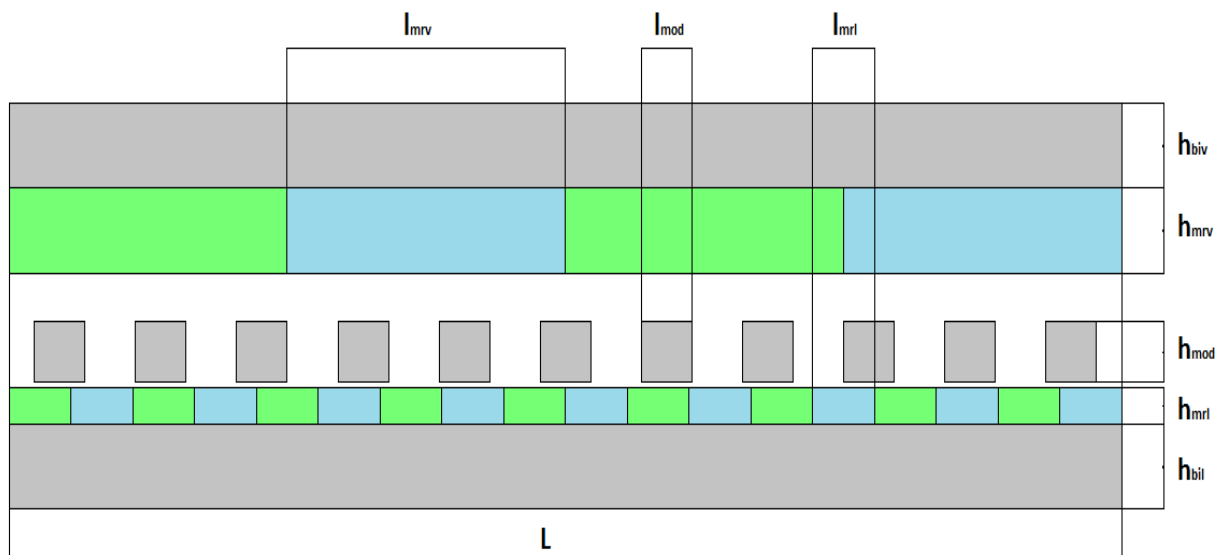


Fig. 4.1 – Parametri geometrici considerati nell'analisi parametrica.

Elenchiamo di seguito i vari parametri che si sono considerati e che saranno analizzati singolarmente con il proseguo del lavoro, Fig. 4.1:

- **Diametro Esterno**
- **Dimensioni dei Modulatori**
- **Geometria Magneti**
- **Spessore dei Gioghi**

4.2.1 DIAMETRO ESTERNO

Il primo aspetto che può essere indagato è quello relativo ai diametri adottati dell'IM. Poiché per ragioni costruttive il diametro interno di 100 mm non può essere variato, si è analizzato come si modifica la coppia all'aumentare del diametro esterno. Infatti, com'è noto dalla teoria generale delle macchine elettriche rotanti la coppia è proporzionale al quadrato del diametro ed alla lunghezza [47]:

$$C_r \propto KD^2L \quad (4.1)$$

Dove K è un coefficiente di proporzionalità che tiene conto di molteplici fattori, sia geometrici e sia magnetici. A tal fine sistemando i rotorì nella posizione ottimale si è variato il diametro esterno in un intervallo compreso tra 350-430 mm adeguando di conseguenza l'estensione del modello rettificato. I risultati in termini di forza media e coppia sono riportati in Fig. 4.2 e Fig. 4.3. In riferimento a questi grafici si sottolinea come un incremento del diametro esterno di 14 mm sarebbe sufficiente a raggiungere il valore di coppia prefissata. Infatti, ragionando in termini di coefficienti dimensionali, il fattore K_d , ottenuto come rapporto tra i due diametri medi, e il fattore K_L , calcolato come rapporto tra gli spessori, sono pari a:

$$K_d = \frac{D_{m2}}{D_{m1}} = \frac{242 \text{ mm}}{235 \text{ mm}} \approx 1.03 \quad K_L = \frac{T_2}{T_1} \approx 1.05$$

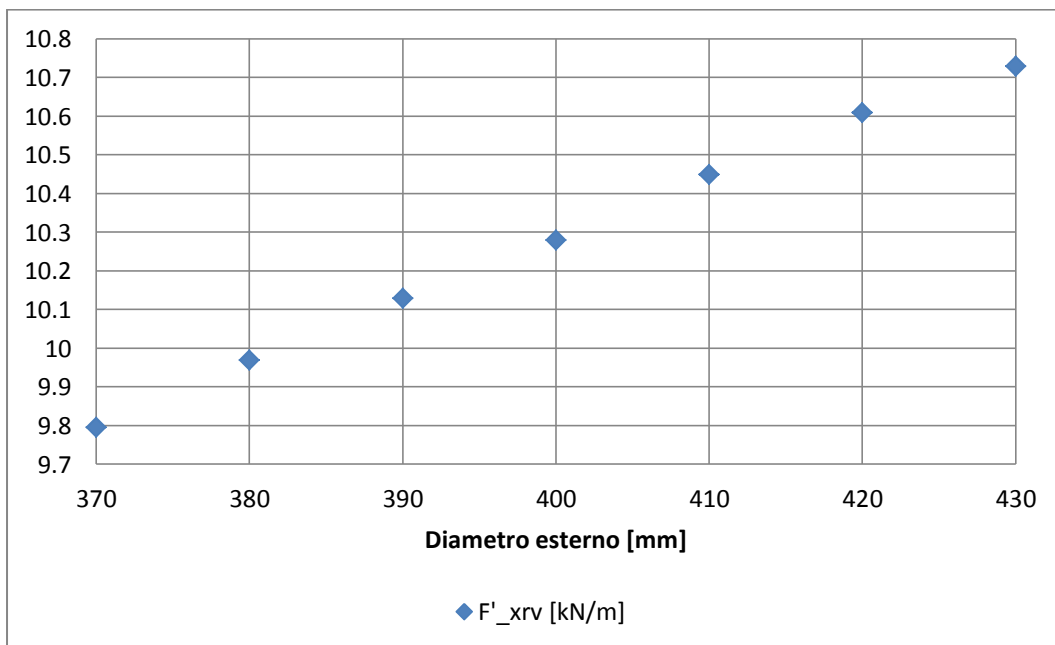


Fig. 4.2 - Andamenti della Forza tangenziale al variare del diametro esterno.

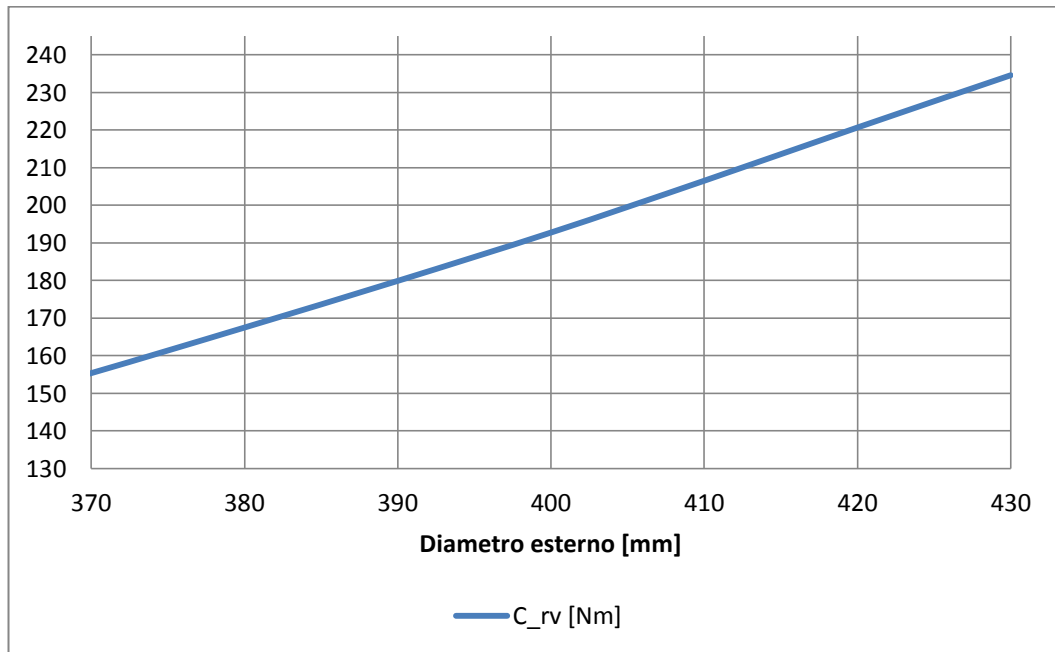


Fig. 4.3 - Andamento della Coppia al variare del diametro esterno.

Mediante la (4.1) è possibile stimare il fattore incrementale K_c relativo alla coppia come:

$$K_c \approx K_d^2 K_L = 1.113 \rightarrow C_2 = K_c C_1 = 156 * 1.113 \approx 170 \text{ Nm}$$

Sebbene aumentare il diametro esterno, possa sembrare la soluzione più logica e facilmente perseguibile, si preferisce investigare altre possibili metodologie. Poiché, accrescere il diametro, anche se di poco, significa incrementare il volume complessivo dell'IM e quindi la quantità di materiali necessari ed inoltre col diametro aumentano anche le sollecitazioni di natura meccanica.

4.2.2 DIMENSIONI MODULATORI

In quest'analisi parametrica concernente le dimensioni dei modulatori, si è proceduto per passi. Nella prima simulazione condotta sulla configurazione reale Fig. 4.4 si è variato l'altezza dei modulatori mantenendo fissa la larghezza. I rotori sono sempre posti nella posizione di ottimo. Il risultato ottenuto convalida le dimensioni adottate preliminarmente, infatti, per un'altezza pari a 26,5 mm ottengo pressappoco il valore di forza tangenziale calcolato nell'analisi statica sul modello pari a 9820 N/m.

Successivamente si è voluto indagare l'influenza della larghezza dei modulatori. Poiché è presumibile che per ogni altezza esista una larghezza ottima per cui ottengo il valore massimo di forza agente, si è deciso di eseguire delle simulazioni in cui si sono fissate due diverse altezze (20mm e 30mm) e si è variato il coefficiente di apertura di cava β . Anche questa volta i risultati ottenuti hanno confermato le scelte preliminari fatte Fig. 4.5.

Da Fig. 4.5, si può notare che con una riduzione dell'altezza pari al 20% ho una diminuzione della forza mentre con un incremento di essa del 20% la situazione rimane pressoché invariata. Infatti in quest'ultimo caso la forza non si incrementa, e pertanto l'aumento d'altezza comporterebbe solamente un aumento di materiale e di peso. L'aspetto, tuttavia più rilevante, è che in tutti i tre i casi studiati, il

picco di forza si ottiene nell'intervallo di β : 0.45 – 0.55. Questo permette di affermare che con traferri così elevati è più conveniente adottare un modulatore più largo che alto in modo tale da privilegiare la riduzione di riluttanza complessiva che a causa del traferro è già molto elevata, inoltre la struttura risulta più compatta. Il rapporto tra altezza e larghezza ottimo è pari a:

$$r = \frac{h_{mod}}{l_{mod}} = 0.8$$

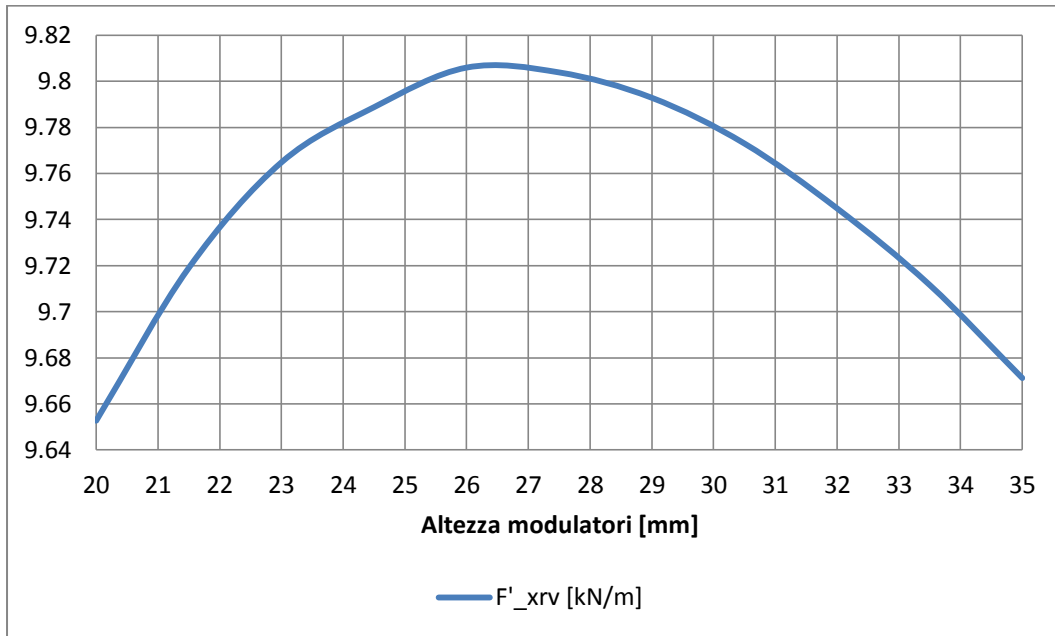


Fig. 4.4 - Andamento della forza al variare dell'altezza dei modulatori.

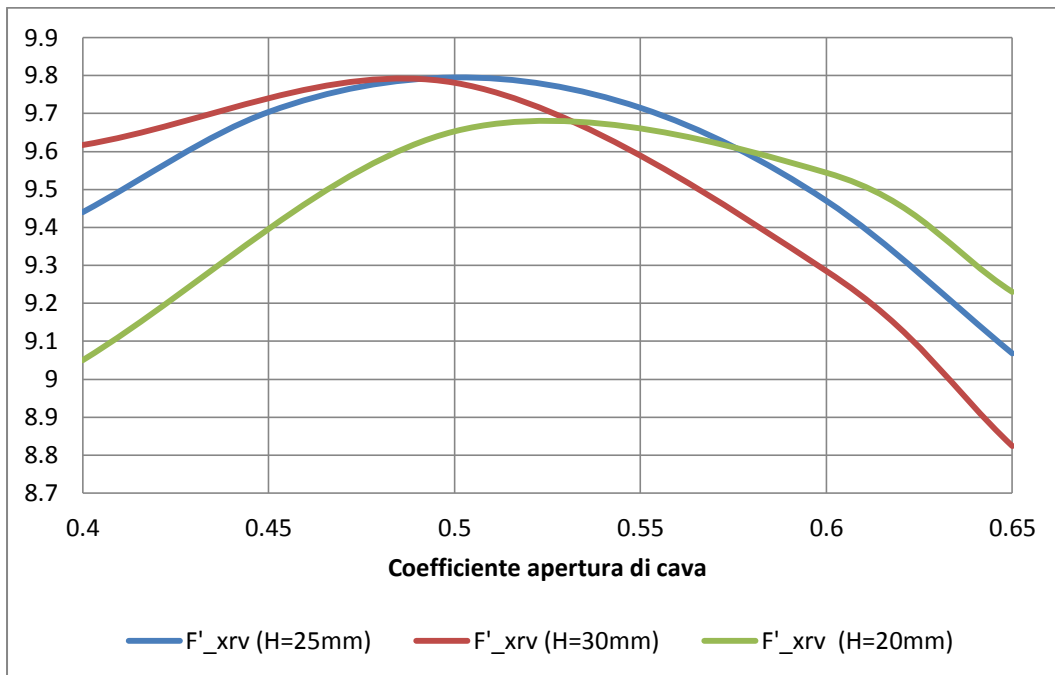


Fig. 4.5 - Andamento della forza al variare dell'altezza e di β .

4.2.3 GEOMETRIA MAGNETI

Considerando il costo dei materiali che compongono l'IM, il magnete permanente è quello che certamente incide più di tutti. Data l'elevata quantità necessaria nell'IM qui analizzato, si ritiene opportuno eseguire un'analisi accurata riguardante la fattibilità di una sua ottimizzazione. Infatti, con le simulazioni qui presentate, si è cercato di osservare se con una modifica delle dimensioni del magnete è possibile, un aumento di forza minimizzando l'incremento volumetrico, specialmente nel rotore veloce, essendo quello con più materiale. A tal fine si definiscono i seguenti parametri, ragionando sempre in termini di metro per profondità:

$$f_{PMv} = \frac{F_{xrv}}{S_{PM}} \quad \text{con} \quad S_{PM} = L\alpha_r h_{mr} \quad \left[\frac{kN}{m^3} \right] \quad (4.2)$$

$$K_m = \frac{h_{mrv}}{h_{mrv} + h_{mrl}} \quad (4.3)$$

La (4.2) permette di definire la densità di forza tangenziale rispetto alla totale superficie dei magneti, mentre la (4.3) calcola un parametro adimensionale che lega gli spessori dei magneti su entrambe le facce rotoriche. Essendo il rotore lento sistemato a terra e quindi meno soggetto a criteri di ingombro e sollecitazioni, si è optato inizialmente per concentrare l'analisi sui magneti del rotore veloce. A questo scopo è stata condotta un'analisi parametrica, con i magneti posti nella posizione ottimale, in cui si sono variati sia l'angolo di copertura del magnete α_{rv} sia lo spessore h_{mrv} , entrambi in un certo intervallo con un prefissato passo:

- $\alpha_{rv}: 0.75 \div 1$ ($\Delta\alpha_{rv} = 0.05$)
- $h_{mrv}: 30mm \div 40mm$ ($\Delta h_{mrv} = 1 mm$)

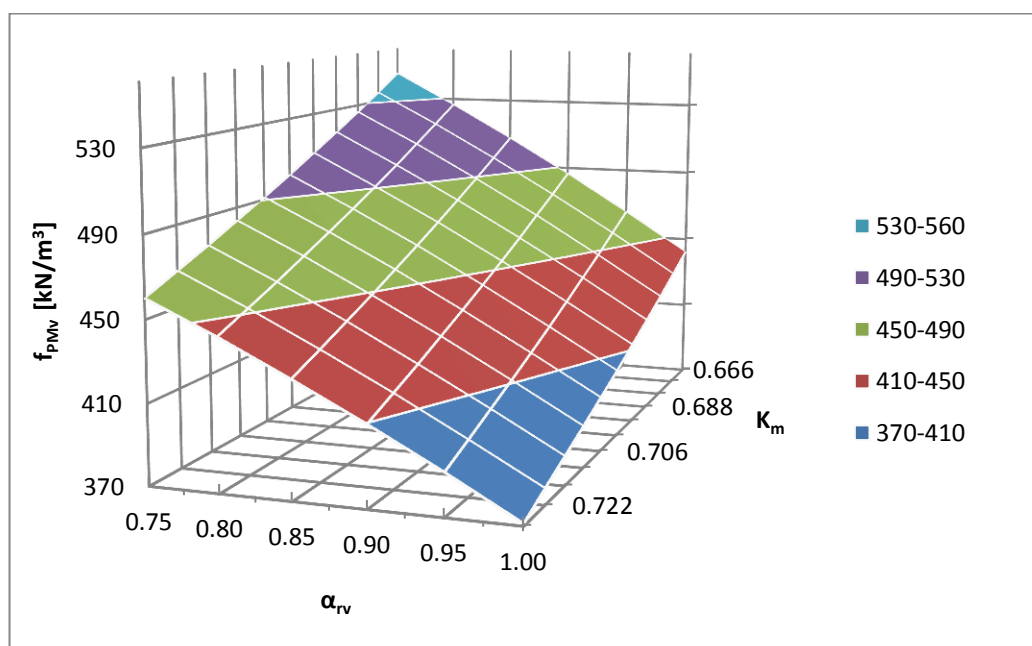


Fig. 4.6 - Andamenti della densità di forza al variare del K_m e α_r

Il programma, attraverso il suo strumento di parametrizzazione ha valutato tutte le combinazioni possibili, ed ha calcolato la densità di forza e la forza stessa risultanti da ciascuna combinazione. I

risultati ottenuti da questa serie di simulazioni sono riportati in Fig. 4.6, in cui, per questioni di praticabilità della rappresentazione, si è sfruttato come ascissa il coefficiente K_m , e Fig. 4.7.

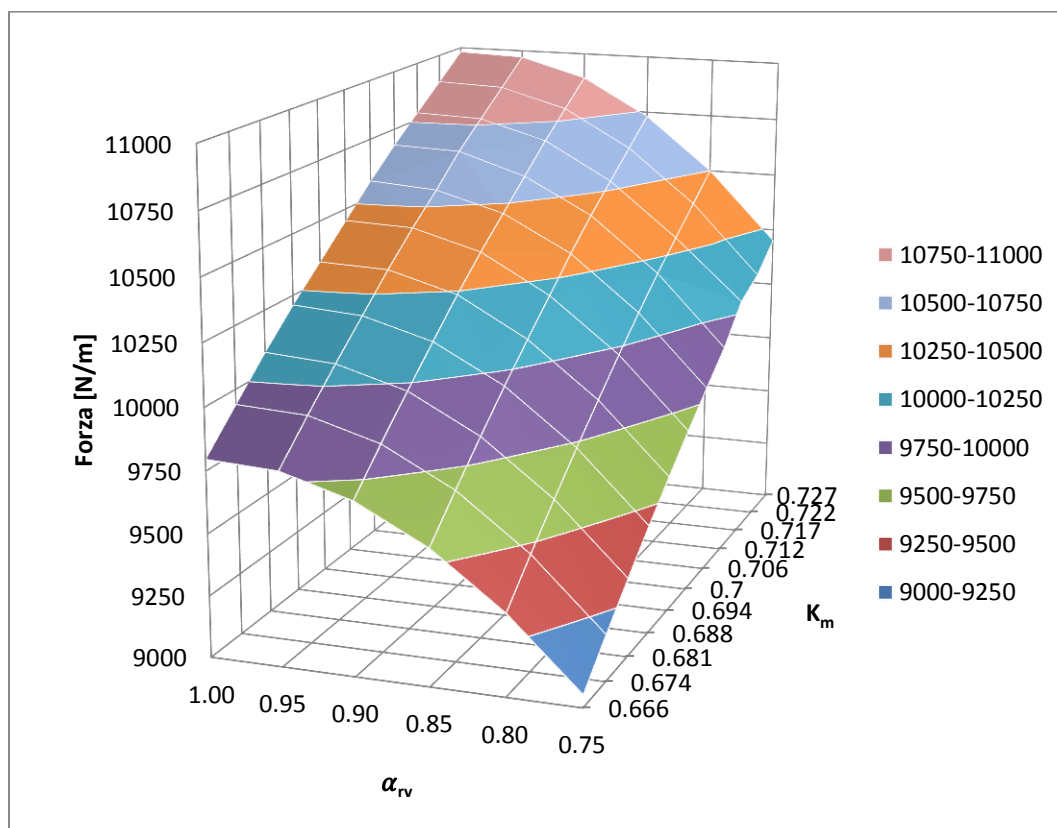


Fig. 4.7 - Andamenti della Forza tangenziale agente sul rotore veloce al variare di K e α_r .

Da questi grafici è emerso che la densità di forza cresce al diminuire del coefficiente di copertura del magnete ed al contempo al diminuire dello spessore del magnete stesso. Tuttavia a valori di densità di forza elevati corrispondono bassi livelli di forza tangenziale, come è osservabile nel secondo grafico. Gli spessori che sono in grado di soddisfare il target fissato, corrispondente a 10700 N/m, (mantenendo il diametro uguale a 370mm) sono pari a 40mm, 39mm e 38mm. A questi, però, sono legati alcuni aspetti tecnici negativi che ne inibiscono la possibile implementazione. Infatti, con simili spessori, oltre a conseguire le più basse densità di forza rilevate, si otterrebbe un incremento volumetrico, non trascurabile, del rotore veloce, con conseguenti aggravii in termini di peso e costo. Per questo motivo, sebbene la specifica sia stata soddisfatta, si è optato di procedere con un altro ciclo di analisi parametriche, in cui oltre ai parametri già esposti, si varia lo spessore e il coefficiente di copertura dei magneti allocati sul rotore lento. Date l'elevate combinazioni possibili, si è limitato l'intervallo di alcune variabili:

- α_{rv} : 0.85 ÷ 1 ($\Delta\alpha_{rv} = 0.05$)
- h_{mrv} : 30mm ÷ 35mm ($\Delta h_{mrv} = 1\text{ mm}$)
- α_{rl} : 0.85 ÷ 1 ($\Delta\alpha_{rl} = 0.05$)
- h_{mrl} : 15mm ÷ 18mm ($\Delta h_{mrl} = 1\text{ mm}$)

Si riportano, nella seguente tabella Tab. 4.1, solo le combinazioni dei quattro parametri che soddisfano la specifica progettuale. Inoltre si calcola l'incremento volumetrico totale nei magneti nel seguente modo:

$$v_t = \left(1 - \frac{V}{V_i}\right) * 100 [\%] \quad (4.4)$$

Dove con V si indica il volume complessivo dei magneti occupato nella configurazione del dimensionamento preliminare pari a 0,0045 m³. Mentre con V_i s'indica il volume dei magneti per ciascuna combinazione valutata.

Tab. 4.1 - Risultati ottenuti con la variazione delle dimensioni dei magneti.

ROTORE VELOCE		ROTORE LENTO		f_{PMv} [kN/m ³]	F_{xrv} [N/m]	v_t [%]
α_{rv}	h_{mrv}	α_{rl}	h_{mrl}			
1	34	1	18	428,75	10760	+13.46%
1	34	0.95	18	428	10740	+11.76%
1	35	0.9	18	417	10770	+11.76%
0.95	34	1	18	451	10750	+10%
0.95	34	0.95	18	450	10730	+8.16%
0.95	35	0.9	18	438	10750	+8.16%
0.9	34	1	18	475	10730	+7.02%
0.9	35	0.95	18	463,25	10770	+6.25%
0.9	35	0.9	18	461,25	10720	+5,26%

Comparando i vari parametri elencati nella tabella, si riscontra che la combinazione ottimale che permette di intensificare la forza e la densità, mantenendo quasi inalterato il volume complessivo del magnete permanente, è quella evidenziata. Ossia con un aumento di spessore dei magneti sul rotore veloce e su quello lento, rispettivamente di 4mm e di 3mm, e con un coefficiente di copertura su entrambi i rotori di 0.9, si riesce ad incrementare la Forza tangenziale sul rotore veloce di un 8.4% raggiungendo il target, a fronte di un incremento volumetrico pari a 5.26%. Se si adottava una delle soluzioni trovate precedentemente Tab. 4.2, si otteneva un peggioramento di tutti i parametri.

Tab. 4.2 - Risultati ottenuti con la variazione delle dimensioni dei soli magneti superiori.

ROTORE VELOCE		ROTORE LENTO		f_{PMv} [kN/m ³]	F_{xrv} [N/m]	v_t [%]
α_{rv}	h_{mrv}	α_{rl}	h_{mrl}			
0.85	40	1	15	426,5	10700	+7.78%
0.88	39	1	15	422,5	10700	+8.35%
0.93	38	1	15	410,25	10700	+10.18%

Infine è interessante fare una precisazione, nel caso in cui si fosse aumentato il diametro esterno fino a 384 mm, l'incremento volumetrico totale sarebbe stato: $v_t=+7,41\%$.

4.2.4 SPESSORI GIOGHI

In riferimento alle Figure 3.11-3.12, del capitolo precedente, si costata che effettivamente, nei due gioghi, i livelli di induzione rimangono mediamente entro i limiti fissati (1.6 T), salvo localmente. Il rotore veloce è più soggetto a saturazione rispetto a quello lento, di conseguenza un'eventuale riduzione di spessore sarebbe fattibile solo nel rotore inferiore. Si è voluto eseguire un'analisi parametrica, incrementando lo spessore del giogo superiore, per osservare, l'incidenza di tale parametro sulla forza tangenziale agente, i risultati ottenuti sono riportati in Fig. 4.8:

- $h_{biv}: 30mm \div 40mm (\Delta h_{biv} = 1 mm)$

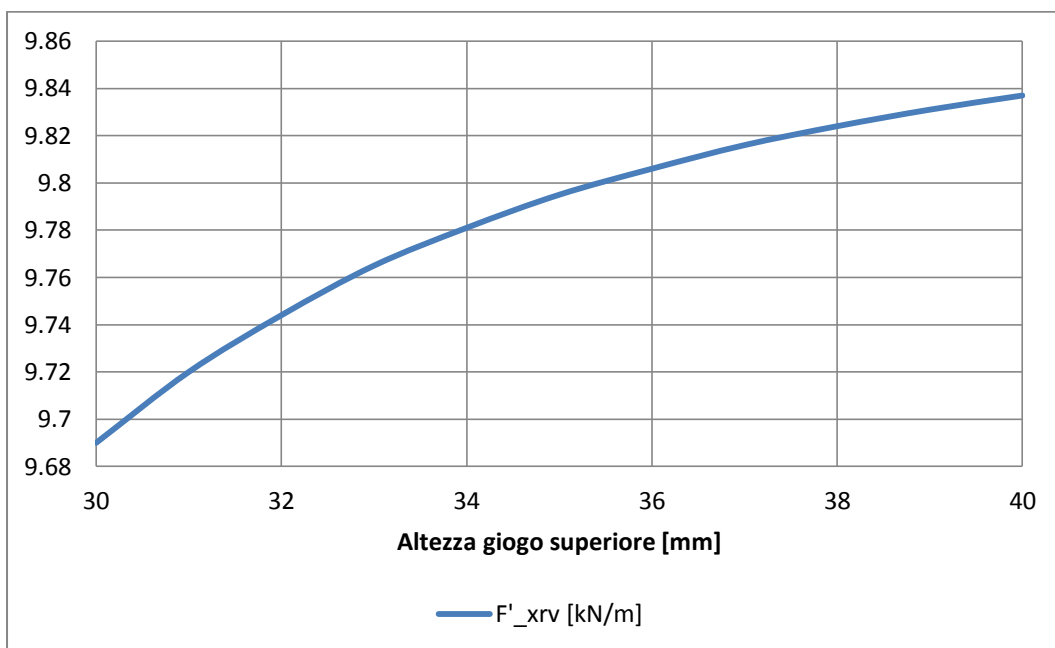


Fig. 4.8 - Andamento della forza tangenziale agente sul rotore veloce al variare di h_{bil} .

Da tale grafico è emerso che un incremento dello spessore del giogo superiore, non comporterebbe rilevanti incrementi di forza, anzi causerebbe solamente un aggravio di peso e volume. Invece riducendo lo spessore del rotore inferiore si osserva che la situazione rimane pressoché invariata e ciò permette un'eventuale riduzione del volume del giogo inferiore Fig. 4.9.

- $h_{bil}: 35mm \div 25mm$ ($\Delta h_{bil} = -1 mm$)

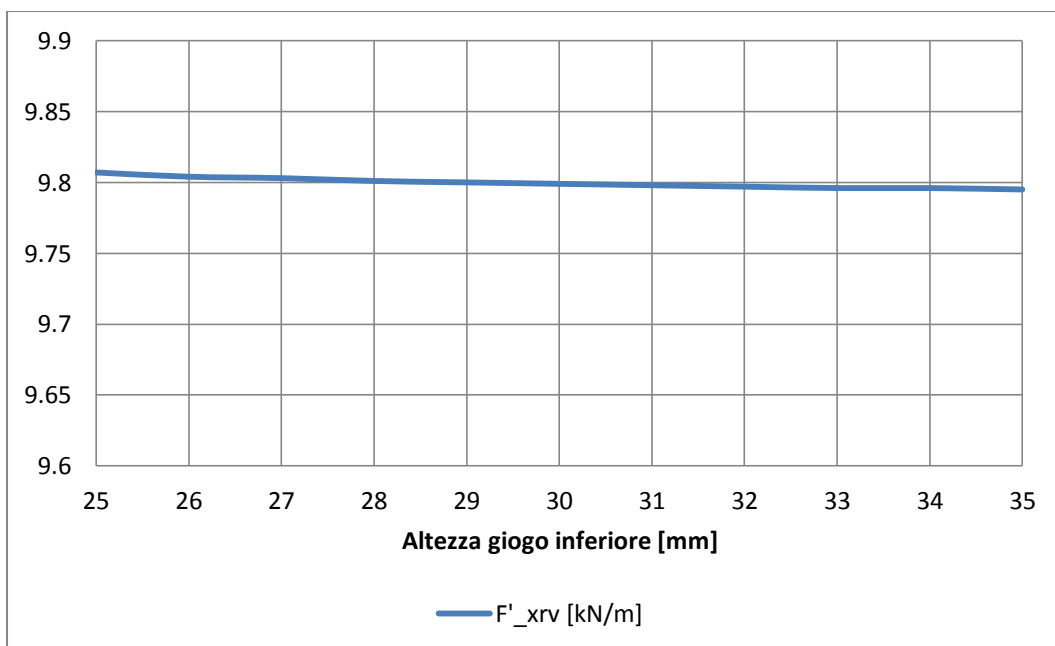


Fig. 4.9 - Andamento della forza tangenziale agente sul rotore veloce al variare di h_{bil} .

4.3 PERDITE NEL NUCLEO

In questo paragrafo si descriveranno le simulazioni ed i risultati ottenuti con il modello (dovendo traslare i rotori) relativi alle perdite nei gioghi e nei modulatori e possibili soluzioni. Le due voci di perdita sono le perdite di isteresi e le perdite per correnti parassite dipendenti sia dal valore massimo dell'induzione sia dalla frequenza di oscillazione. Infatti, sebbene i due rotori non sia investiti direttamente da campi in AC, il loro spostamento relativo determina un'oscillazione dell'induzione con pulsazione ω_B . Tale fenomeno è stato valutato, ponendo dei punti di calcolo nell'ingranaggio magnetico e campionando i moduli delle componenti di induzione durante la traslazione. Come periodo di riferimento, si è sempre considerato, il tempo che impiega il rotore veloce a fare una rotazione completa. Poiché le velocità sono differenti, si sono valutate più stringhe di punti sul rotore inferiore. La frequenza che caratterizza i campi al traferro è pari a:

$$f_B = \left(\frac{1}{t}\right) p_r = 450 \text{ Hz.}$$

4.3.1 ROTORE SUPERIORE

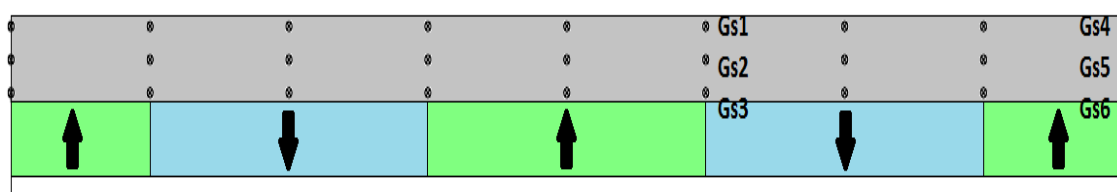


Fig. 4.10 - Disposizione dei punti di calcolo sul giogo superiore.

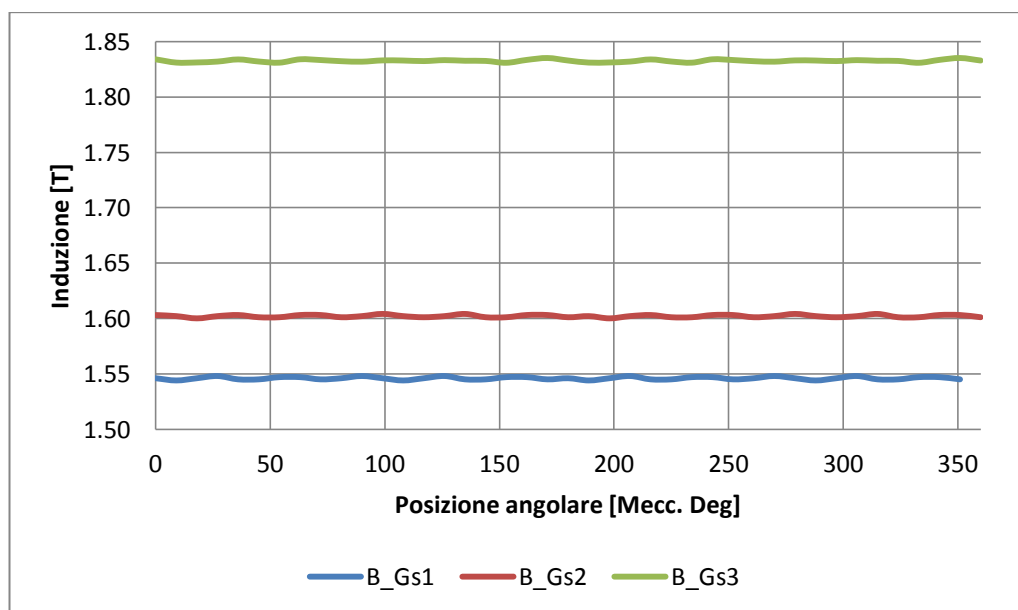


Fig. 4.11 - Andamenti del modulo dell'induzione nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce.

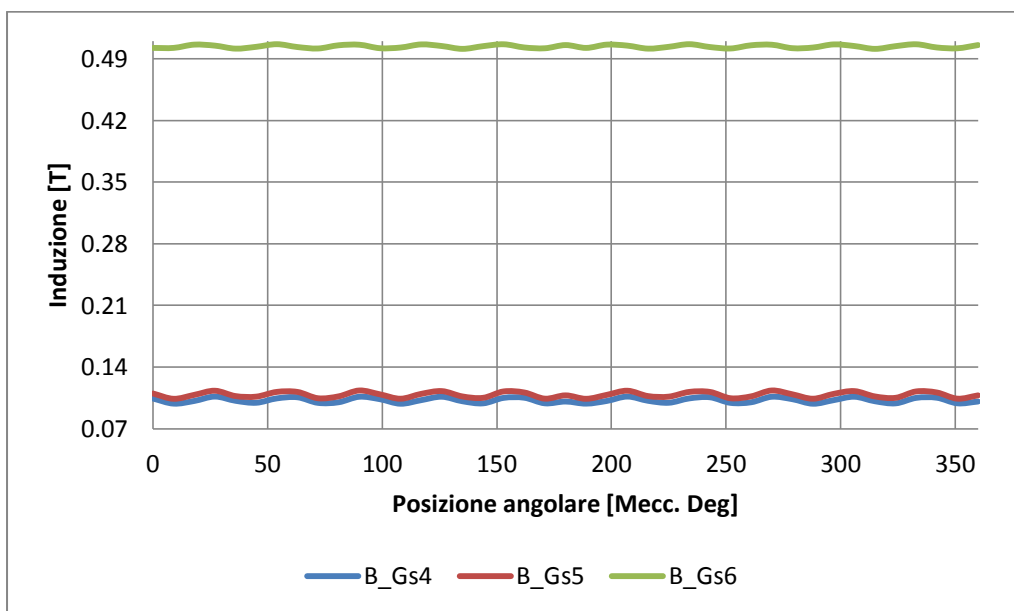


Fig. 4.12 - Andamenti del modulo dell'induzione nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce.

In riferimento a Fig. 4.10, i punti devono essere posti o in corrispondenza dell'asse magnetico e dell'asse di discontinuità tra due magneti consecutivi. I punti sono stati parametrizzati, in modo tale che il loro spostamento nello spazio coincida con quello della funzione di magnetizzazione relativa. Come nel caso dell'analisi dinamica, il periodo di riferimento è stato suddiviso in quaranta passi. Così facendo, si è riusciti a ricostruire gli andamenti delle induzioni durante la traslazione. Poiché il numero di dati sarebbe considerevole, per una stima approssimata delle perdite, si riporteranno solo gli andamenti di alcuni dei punti campionati. Si considerino le due stringhe di punti: (Gs1, Gs2, Gs3) e (Gs4, Gs5, Gs6). Gli andamenti calcolati per queste serie di punti sono riportati in Figure. 4.11-4.12.

Dai tali grafici riportati, emerge che il giogo del rotore veloce è interessato da una componente continua dell'induzione, senza oscillazioni rilevanti, lungo entrambe le direzioni, pertanto le perdite possono essere trascurate per il rotore superiore. Tale andamento è legato al basso effetto di riluttanza dei modulatori dovuto al traferro elevato.

4.3.2 ROTORE INFERIORE

In Fig. 4.13 sono raffigurati i punti considerati per la stima dei profili d'induzione nel giogo inferiore. Anche in questo caso le diverse stringhe sono state poste in corrispondenza dell'asse magnetico e dell'interasse. Ai fini del calcolo si considerino i seguenti punti (Gi1, Gi2, Gi3) (Gi7, Gi8, Gi9). I risultati ottenuti sono riportati nelle Figure. 4.14-4.17.

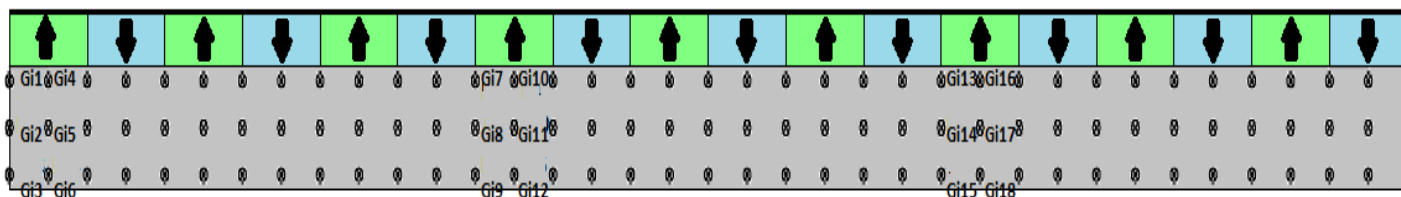


Fig. 4.13 - Disposizione dei punti di calcolo sul giogo inferiore.

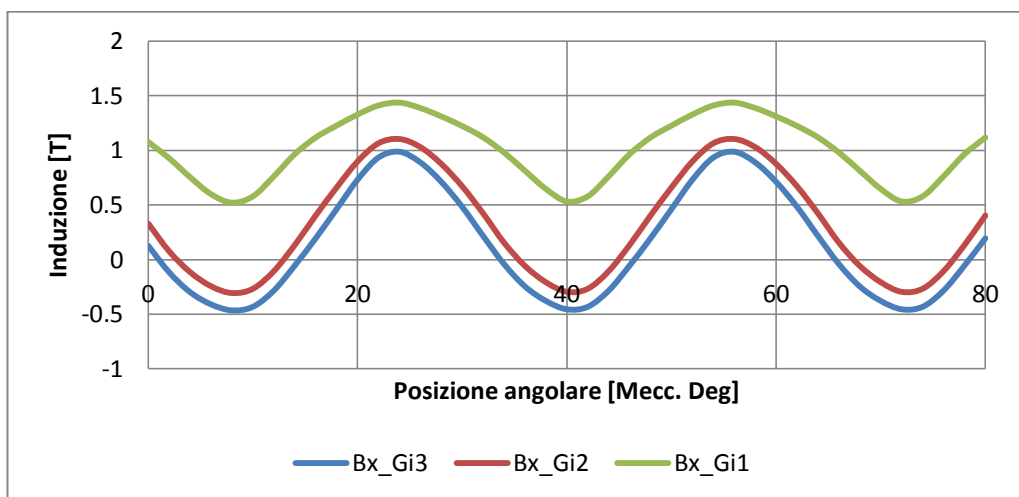


Figura 4.14 - Andamento di B_x nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rl} del rotore lento.

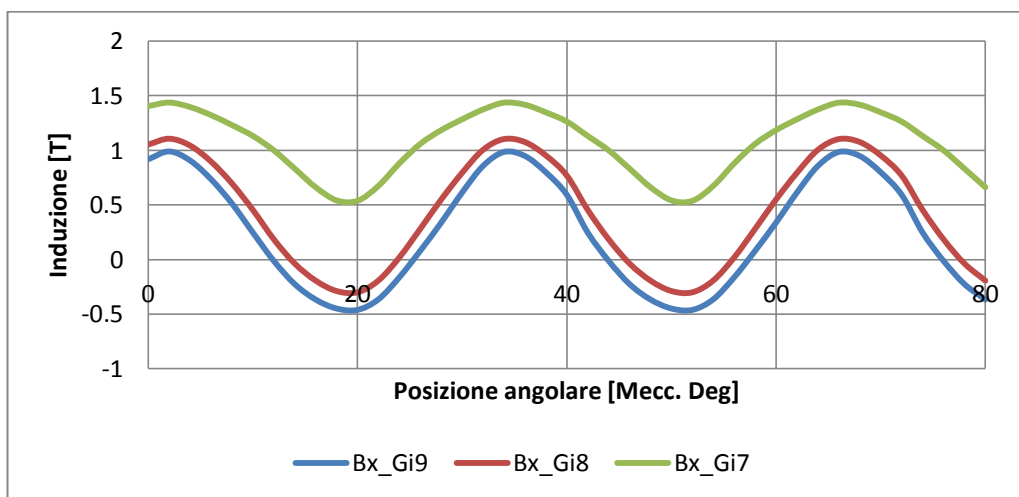


Figura 4.15 - Andamento di B_x nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rl} del rotore lento.

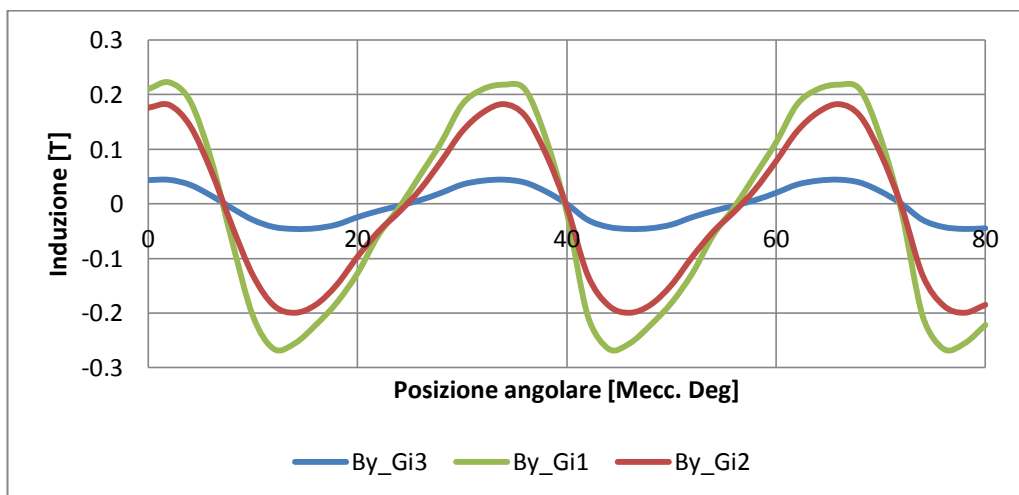


Fig. 4.16 - Andamento di B_y nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rl} del rotore lento.

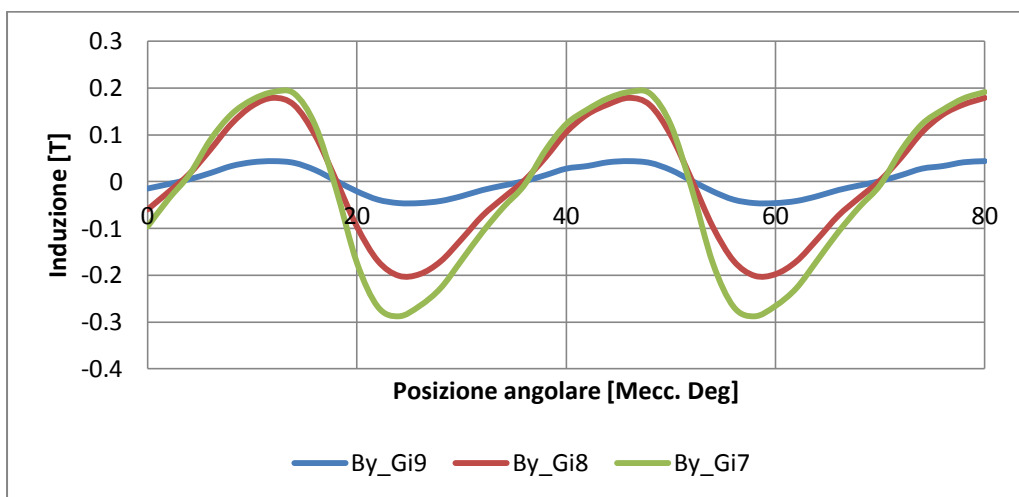


Fig. 4.17 - Andamento di B_y nei tre punti al variare della posizione angolare θ_{rl} del rotore lento.

Da tali andamenti, si sottolinea che il rotore inferiore è soggetto ad un'oscillazione marcata delle componenti di induzione, specialmente per la componente tangenziale, pertanto le perdite in questo caso non possono essere trascurate. Tralasciando lo sfasamento temporale, si osserva che i profili sono molto simili e caratterizzati da una frequenza pari a:

$$f = \frac{1}{t} * Q = 550 \text{ Hz} \quad (4.5)$$

Tale aspetto sembra suggerire che, per la determinazione degli andamenti, basterebbe campionare una sola coppia polare su periodicità spaziale di $T = 2\pi/Q$. Infine si nota che i punti più vicini ai magneti presentano induzioni più elevate rispetto a quelli posti nel bordo esterno del giogo.

Nelle Figure 4.14-4.15, si osserva che la B_x , nei punti più lontani dai magneti, presenta tratti in cui diviene negativa. Questo aspetto è dovuto alla posizione che occupa il magnete inferiore, in un determinato istante rispetto alle salienze e di conseguenza al relativo andamento delle linee di campo che interessano quel punto del giogo. Per comprendere meglio tali andamenti consideriamo due istanti, corrispondenti a uno spostamento angolare pari a 10° ($B_x < 0$) ed uno a 20° ($B_x > 0$) del rotore inferiore e ne si esegue un'analisi magnetostatica. Gli andamenti delle induzioni nelle due posizioni, raffigurati come vettori, riferiti ai punti (Gi1, Gi2, Gi3) sono riportati in Fig. 4.18-4.19.

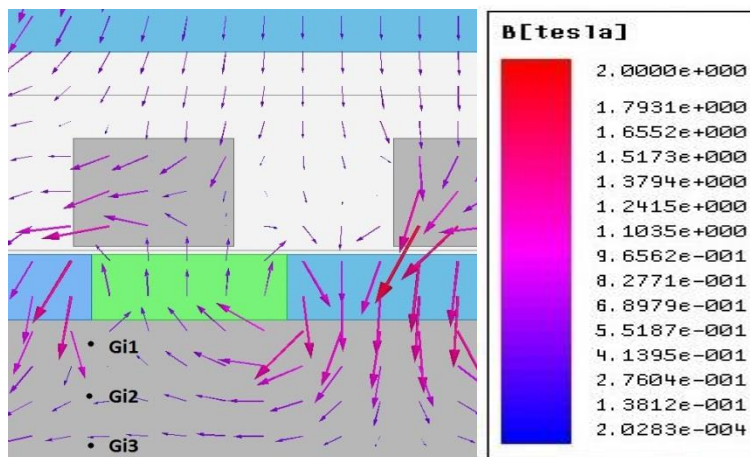


Fig. 4.18 – Andamento B_Vector nella posizione angolare $\theta_{rl} = 10^\circ$.

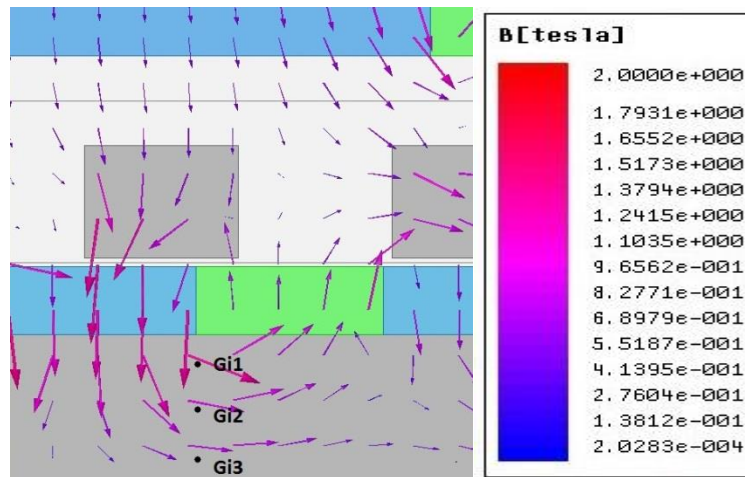


Fig. 4.19 – Andamento B_Vector nella posizione angolare $\theta_{rl} = 20^\circ$.

Come già accennato, queste oscillazioni sono connesse con la presenza delle salienze, e sono caratterizzate da un ciclo asimmetrico d'isteresi. Infatti, essendo il traferro inferiore molto più piccolo rispetto a quello superiore, il loro alternarsi determina una variazione temporale apprezzabile nel giogo, rendendo il rotore inferiore molto più soggetto a perdite rispetto a quello superiore in particolare modo per quanto concerne le “eddy current” [48].

4.3.3 MODULATORI

Con la rotazione dei due rotori, ogni modulatore è soggetto ad un'induzione variabile che si ripete con un periodo corrispondente alla frequenza di 450 Hz. Dato che la variazione si ripete identica per tutti i modulatori, fatto salvo uno sfasamento temporale di 33° , il campionamento del campo è stato eseguito su un unico modulatore. Da Fig. 3.12 si nota che, nella posizione ottimale dei rotori, il modulatore che presenta i livelli di induzione più elevati è quello centrale. Per questo si è posta una matrice di punti (3x3) in codesta salienza Fig 4.20.

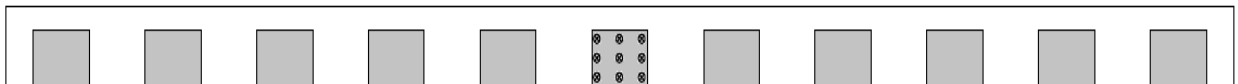


Fig. 4.20 (a) - Modulatore considerato per il calcolo delle perdite.

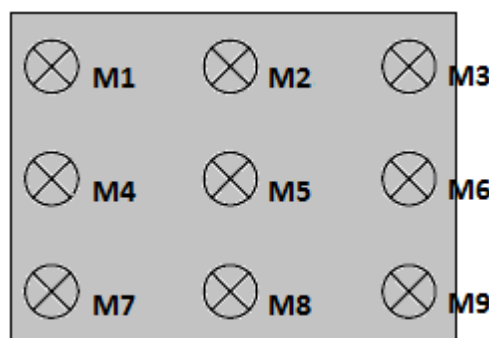


Fig. 4.20 (b) - Matrice di punti di calcolo nel modulatore

Tra i vari punti, quello più indicativo per il calcolo delle perdite è il punto (M7). Si riportano di seguito gli andamenti delle due componenti calcolate in questo punto, Figure 4.21-4.22.

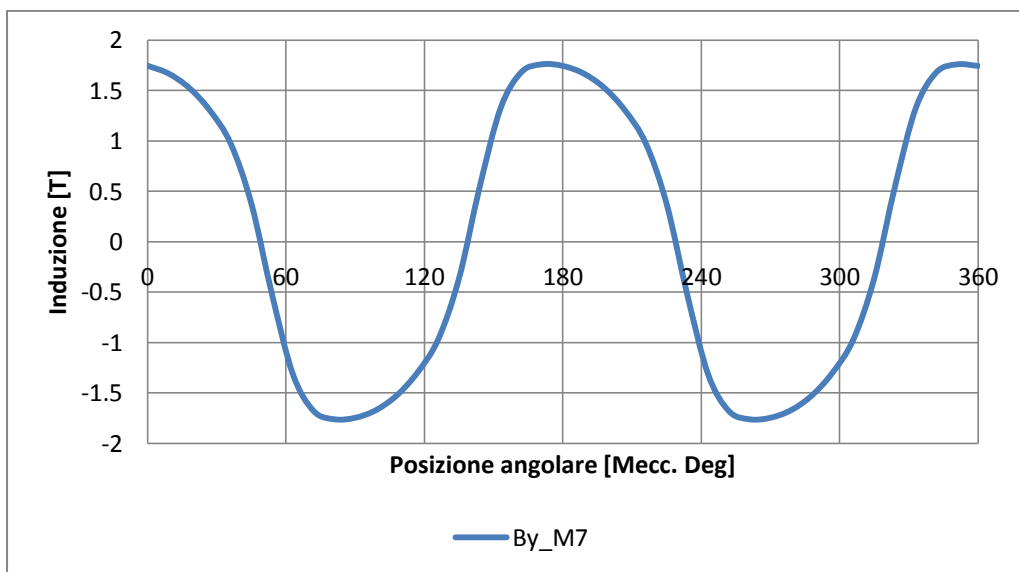


Fig. 4.21 - Andamento di B_y nel punto al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce.

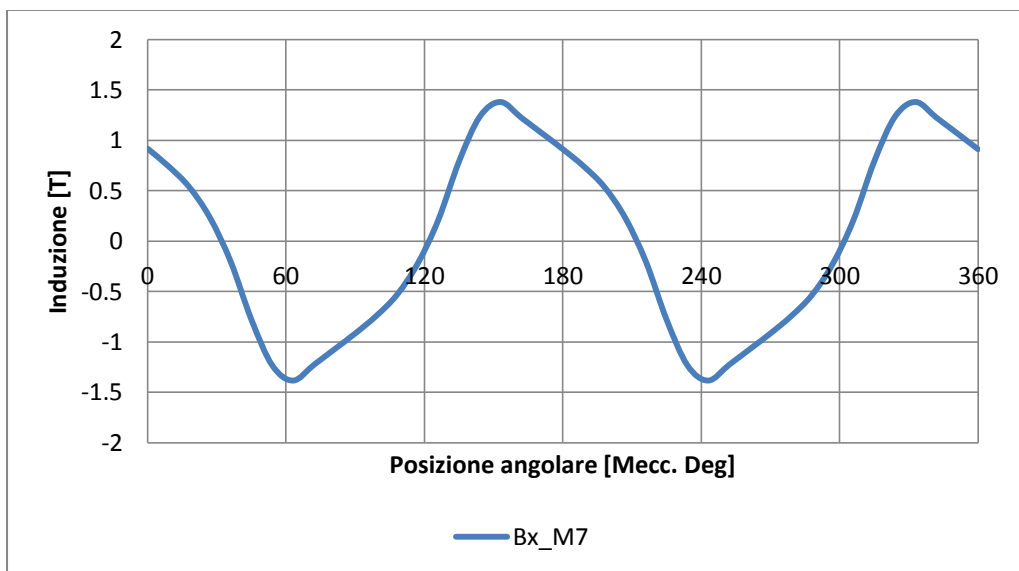


Fig. 4.22 - Andamento di B_x nel punto al variare della posizione angolare θ_{rv} del rotore veloce.

Anche i modulatori sono soggetti a campi oscillanti, che li rendono sede di perdita, tuttavia il loro ridotto volume ne limita il contributo dato da essi alle perdite totali. Inoltre le induzioni nei modulatori sono caratterizzate da cicli simmetrici d'isteresi.

4.2.3 CALCOLO PERDITE E RENDIMENTO

A questo punto, si procede al calcolo effettivo delle perdite, trascurando quelle che si riferiscono al rotore superiore.

Perdite per Isteresi:

Queste perdite si verificano a causa del processo di magnetizzazione del materiale e sono proporzionali all'area del ciclo d'isteresi. Infatti, considerando un generico ciclo d'isteresi, l'area racchiusa dalla curva B-H rappresenta l'energia dissipata, per unità di volume sotto forma di calore del materiale. [44]

$$e_h = \oint HdB \quad \left[\frac{J}{m^3} \right]$$

Nel caso in cui il ciclo d'isteresi sia percorso con una frequenza f in regime sinusoidale allora la potenza specifica dissipata è calcolata come:

$$p_h = f \oint HdB = \left[\frac{W}{m^3} \right]$$

Nei grafici dei paragrafi precedenti, riguardanti i profili temporali d'induzione, si è osservato che il giogo inferiore, a differenza dei modulatori, è caratterizzato da un'asimmetria del ciclo d'isteresi. Tale asimmetria è dovuta al fatto che il flusso magnetico che investe il giogo è costituito sia da una componente unidirezionale (DC) e sia da una componente alternata (AC), quest'ultima causata dall'alternarsi dei modulatori durante la rotazione del giogo stesso.

Quando un flusso DC ed uno AC coesistono in un nucleo ferromagnetico si genera un ciclo d'isteresi che presenta distorsione e asimmetria. In Fig. 4.23, si può notare come varia un ciclo d'isteresi simmetrico, dato dal solo flusso AC, in presenza di una componente unidirezionale DC. Dove con B_m e ΔB si indicano rispettivamente l'ampiezza della componente AC e DC dell'induzione [49].

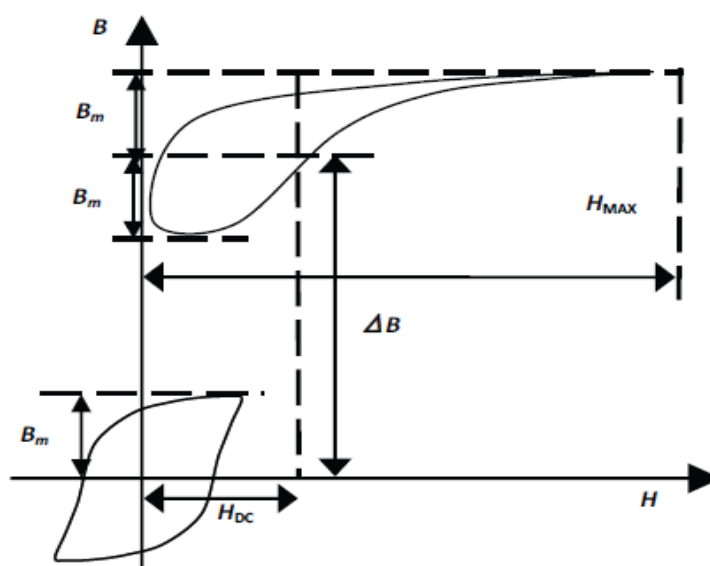


Fig. 4.23 – Ciclo d'isteresi con e senza componente unidirezionale DC del flusso [50].

Da Fig. 4.23, emerge che il ciclo d'isteresi risultante è fortemente distorto e il nucleo ferromagnetico è saturato significativamente a causa di ΔB . Il risultato è che la curva di magnetizzazione è diversa quando è presente una componente DC. Inoltre anche la curva delle perdite si modifica al variare di ΔB , maggiore è il suo valore, più il nucleo risente della saturazione e di conseguenza maggiore è l'incremento delle perdite [49]. Per questo motivo, nella valutazione delle perdite, è necessario distinguere tra ciclo asimmetrico e quello simmetrico, giacché le procedure per la determinazione delle cifre di perdita sono differenti (cambia il termine d'induzione considerato).

In particolare, con ciclo d'isteresi asimmetrico, il termine d'induzione è calcolato attraverso un calcolo approssimato, simmetrizzando il ciclo stesso rispetto al campo magnetico H. In questo modo, in caso di saturazione elevata, la stima delle perdite che viene eseguita è cautelativa. Di seguito si riporta un diagramma, Fig. 4.24, che espone per passi la procedura impiegata, attraverso la sua implementazione in MATLAB®. Tuttavia, prima di procedere alla descrizione della metodologia, si scrive una serie di equazioni utili, che saranno richiamate poi :

$$H_{med} = \frac{H_{max} + H_{min}}{2} \quad (4.6) \quad \Delta H = H_{max} - H_{med} \quad (4.7)$$

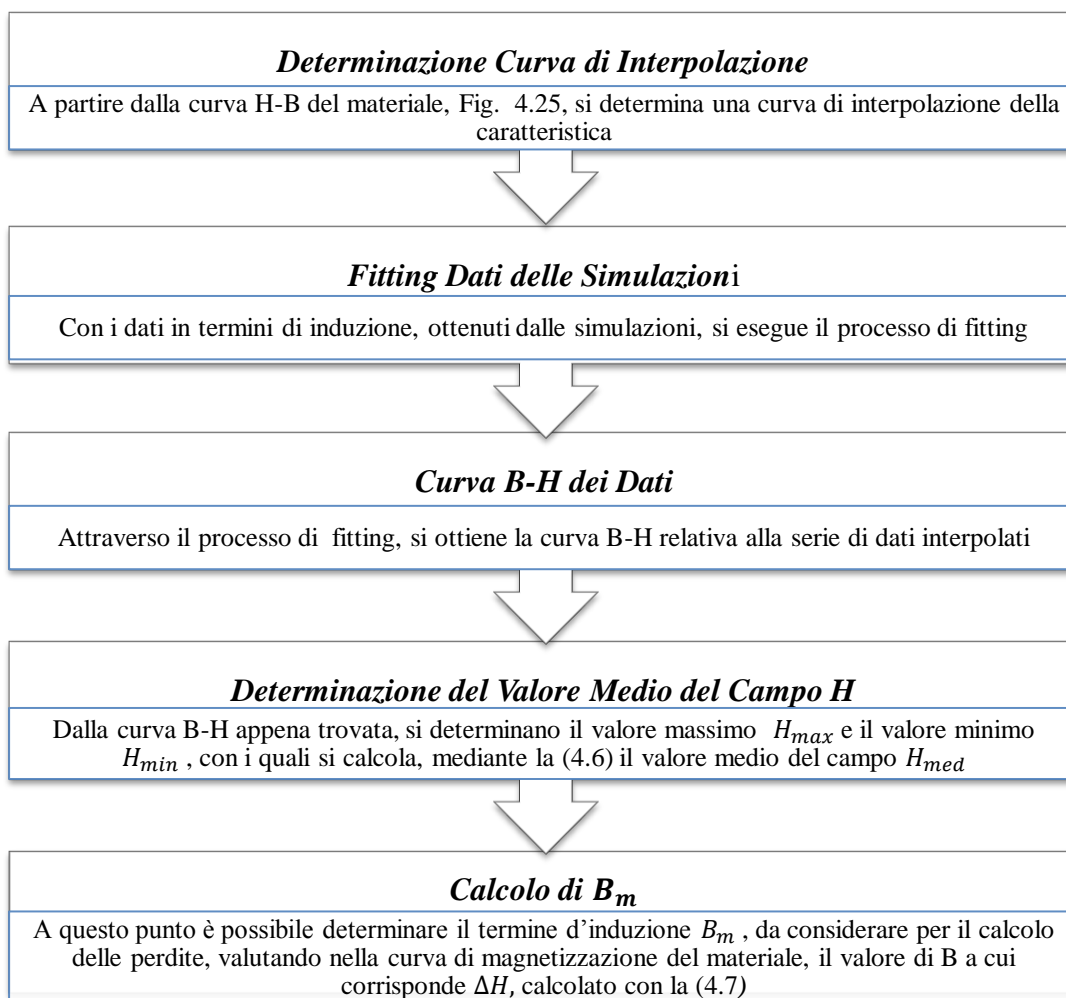


Fig. 4.24 – Diagramma riassuntivo della procedura per il calcolo delle perdite per isteresi, con ciclo d'isteresi asimmetrico.

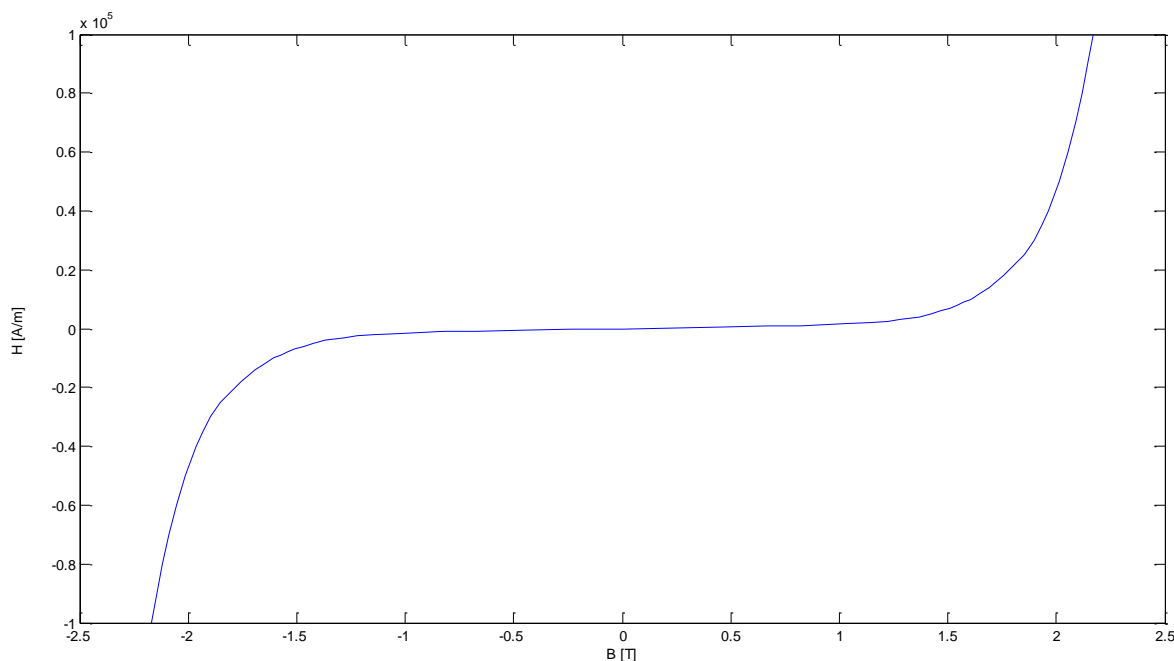


Fig. 4.25 – Caratteristica H-B, relativa allo SMC, dove con x s'intende il valore di B mentre con y il corrispettivo valore del campo H .

Con ciclo d'isteresi simmetrico, invece, il calcolo delle perdite risulta semplificato, in quanto il termine d'induzione da considerare è pari al valore massimo dell'induzione B_M misurato in un periodo.

Pertanto la perdita specifica per isteresi in un dato materiale può essere così calcolata, secondo il tipo di ciclo, partendo dall'equazione generale come:

- $P_h = k_h f (B_{mx}^2 + B_{my}^2) \left[\frac{W}{kg} \right]$ (4.7) con ciclo d'isteresi asimmetrico

- $P_h = k_h f (B_{Mx}^2 + B_{My}^2) \left[\frac{W}{kg} \right]$ (4.8) con ciclo d'isteresi simmetrico

Con k_h si intende il coefficiente per un dato materiale, che tiene conto delle perdite per isteresi.

Perdite per Correnti Parassite e per Eccesso:

La teoria classica esprime le perdite per correnti parassite in funzione della dB/dt o, in alternativa, della frequenza e dell'induzione massima. In quest'ultimo caso si deve però assumere un andamento sinusoidale dell'induzione. Tuttavia i metodi che assumono forme sinusoidali del flusso magnetico non sono accurati e possono portare a valutazioni erranee di tali perdite, se le forme d'onda, nella realtà, sono distorte. Per questo motivo, un approccio alternativo consiste nel tener conto della presenza di armoniche nei flussi magnetici con forma d'onda distorta. Le perdite sono così valutate separatamente per ogni armonica e la somma di tutti i contributi calcolati fornisce le perdite totali. Alcuni studi hanno riscontrato che questo metodo ottiene risultati che sono spesso inferiori al 20% rispetto a quelli misurati [44], tuttavia tale problematica può essere risolta considerando un fattore correttivo k_a pari a 1.2.

Nella valutazione delle perdite per correnti parassite, in questa tesi non si è considerato l'approccio che tiene conto della variazione dB/dt , bensì, si è optato per il secondo metodo. Infatti, per ciascuna forma d'onda distorta d'induzione, scomposta nelle sue componenti, è stato determinato il relativo spettro armonico, al netto del valore medio di ciascuna forma d'onda calcolato in un periodo,

mediante la trasformata di Fourier. Questo procedimento in MATLAB® è ottenibile attraverso la function FFT (*Discrete Fourier Transform*). Successivamente, per ciascuna armonica è stato valutato il relativo contributo alle perdite. Le perdite totali per correnti parassite sono state determinate come sommatoria di tutti i contributi. Analogo metodo è stato impiegato anche per la stima delle perdite in eccesso.

A livello di formulazione tale procedimento può essere così espresso. Considerando un generico profilo d'induzione periodico B , caratterizzato da una forma d'onda distorta, esso può essere rappresentato come somma di un termine medio ed un termine oscillante:

$$B(t) = \langle B \rangle + \sum_{k=1}^N B_{k,M} \cos(k\omega t + \varphi)$$

Ai fini del calcolo delle perdite si deve considerare il termine oscillante, essendo le correnti parassite generate dalla variazione nel tempo del flusso magnetico (dB/dt).

$$\sum_{k=1}^N B_{k,M} \cos(k\omega t + \varphi) = B(t) - \langle B \rangle$$

In particolare le perdite per correnti parassite, ed anche le perdite per eccesso, in un dato materiale, sono determinate stimando, per ciascun'armonica d'induzione, il relativo valore massimo $B_{k,M}$, cosicché le perdite specifiche per correnti parassite P_{cp} e quelle per eccesso P_e possono essere così ricavate [51]:

$$P_{cp} = k_{cp} f^2 \sum_{k=1}^N (k^2 B_{k,M,x}^2 + k^2 B_{k,M,y}^2) \left[\frac{W}{kg} \right] \quad (4.9)$$

$$P_e = k_e f^{1.5} \sum_{k=1}^N k^{1.5} (B_{k,M,x}^2 + B_{k,M,y}^2)^{0.75} \left[\frac{W}{kg} \right] \quad (4.10)$$

Dove k_{cp}, k_e sono due coefficienti che tengono conto delle proprietà fisiche del materiale, relativi rispettivamente alle perdite per correnti parassite e alle perdite per eccesso.

A questo punto è possibile determinare le perdite totali come somma di tutte le voci di perdita, valutate con i rispettivi coefficienti correttivi:

$$P = P_h + k_a (P_{cp} + P_e) \left[\frac{W}{kg} \right] \quad \text{con } k = 1.2 \quad (4.11)$$

I valori dei coefficienti sono stati ricavati mediante l'uso di Maxwell ©. Infatti, inserendo nel programma le diverse cifre di perdita concernente lo SMC, riportate in Tab. 3.3, è possibile determinare i valori dei diversi coefficienti, così definiti:

$$k_i = 0,0819 \quad k_{cp} = 7,91 * 10^{-6} \quad k_e = 0,00149$$

Si evidenzia che nei materiali SMC le perdite per isteresi sono il contributo principale delle perdite totali [52].

Dagli andamenti d'induzione nel giogo inferiore, si è osservato, che la componente assiale è trascurabile rispetto a quella tangenziale ($B_y = 0$). Inoltre, a causa della presenza dei modulatori, il rotore è investito da un campo che presenta una periodicità spaziale pari al numero delle salienze

stesse. Ciò corrisponde ad avere una frequenza dell'armonica fondamentale, attraverso la (4.5) pari a 550 Hz.

Poiché lungo il giogo, gli andamenti, della componente tangenziale, sono analoghi, eccetto per lo sfasamento temporale, le perdite sono state valutate in riferimento alla stringa di punti (Gi1, Gi2, Gi3). Per ciascun punto sono state attuate le procedure descritte in precedenza per la stima delle diverse tipologie di perdita, i risultati conseguiti sono riportati in Tab. 4.3:

Tab. 4.3 – Perdite specifiche per ciascun punto considerato nel giogo inferiore.

PUNTO	P_h [W/kg]	$P_{cp} + P_e$ [W/kg]	P_{tot} [W/kg]
Gi1	63.78	7.52	71.3
Gi2	31	13.3	44.3
Gi3	30.28	14.15	44.43

Il giogo, per una maggior accuratezza, è stato suddiviso in più parti uguali pari al numero di punti considerati. Per questo motivo il volume che deve essere valutato in questo caso è 1/3 di quello totale occupato dal giogo inferiore. Conoscendo la densità del materiale (7670 kg/m^3) è ora possibile valutare le perdite totali in Watt.

$$P_g = (P_{tot,Gi1} + P_{tot,Gi2} + P_{tot,Gi3})\rho_{SMC}V_{1/3} = 1430 \text{ W}$$

$$\text{con } V_{1/3} = \frac{LTh_{bil}}{3} = 0.001163 \text{ m}^3$$

Lo stesso procedimento è stato adottato per la matrice di punti sui modulatori. In questo caso però, osservando gli andamenti, la frequenza che caratterizza la fondamentale del campo che investe le salienze è pari a quella del campo misurato al traferro, ossia a $f_B = 450 \text{ Hz}$. Inoltre, nei modulatori, non è possibile assumere l'approssimazione fatta per il giogo inferiore, giacché entrambe le componenti non possono essere trascurate. I risultati conseguiti, relativi ai nove punti, sono riportati in Tab. 4.4:

Tab. 4.4 – Perdite specifiche per ciascun punto considerato nel modulatore.

PUNTO	P_h [W/kg]	$P_{cp} + P_e$ [W/kg]	P_{tot} [W/kg]
M1	74.38	43.15	117.53
M2	42.07	21.12	63.17
M3	22.51	24.77	42.28
M4	86.17	43.65	129.82
M5	44.9	25.6	70.5
M6	6.64	9.3	15.94
M7	182	74.14	256.14
M8	96.8	47.28	144.08
M9	38.84	24.57	63.42

Le perdite totali in Watt, sono calcolate in questo caso, considerando 1/9 del volume complessivo occupato da un modulatore per il numero di salienze stesse:

$$P_m = \sum_{n=1}^9 P_{tot,Mn} \rho_{SMC} V_{1/9} Q = 960 \text{ W}$$

$$\text{con } V_{1/9} = \frac{T l_{mod} h_{mod}}{9} = 0.00001258 \text{ m}^3$$

Per cui alla fine, sommando entrambe le perdite, si ottiene una perdita complessiva di 2400 W nel nucleo. E' possibile, quindi, eseguire una stima del rendimento dell'IM. Dal dimensionamento preliminare, la potenza in uscita dall'ingranaggio magnetico è 220,5 kW, sommando le perdite, la potenza in ingresso risulta circa pari a 223 kW, pertanto il rendimento dell'IM si valuta:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100 \approx 98.8 \% \quad (4.12)$$

Nonostante il rendimento elettromagnetico sia elevato, la maggior parte delle perdite in un ingranaggio magnetico rimane di natura meccanica (attriti e sollecitazioni) [53].

Un metodo per innalzare ulteriormente il rendimento elettromagnetico, sarebbe quello di adottare un acciaio magnetico laminato invece della polvere di ferro. Un acciaio magnetico laminato come il M250-50A, costituito da una lega Fe-Si a grani non orientati (NO), permette di raggiungere elevati rendimenti, giacché l'introduzione del Silicio nei lamierini fornisce alcuni preziosi contributi:

- Permeabilità magnetica maggiore
- Riduce l'ampiezza del ciclo d'isteresi del materiale
- Aumenta la resistività elettrica

Di seguito si riportano i dati forniti dai costruttori relativi al M250-50A nelle Figure 4.26-4.28 [54], in cui si nota che a parità di frequenza e induzione le perdite sono minori rispetto al Somaloy:

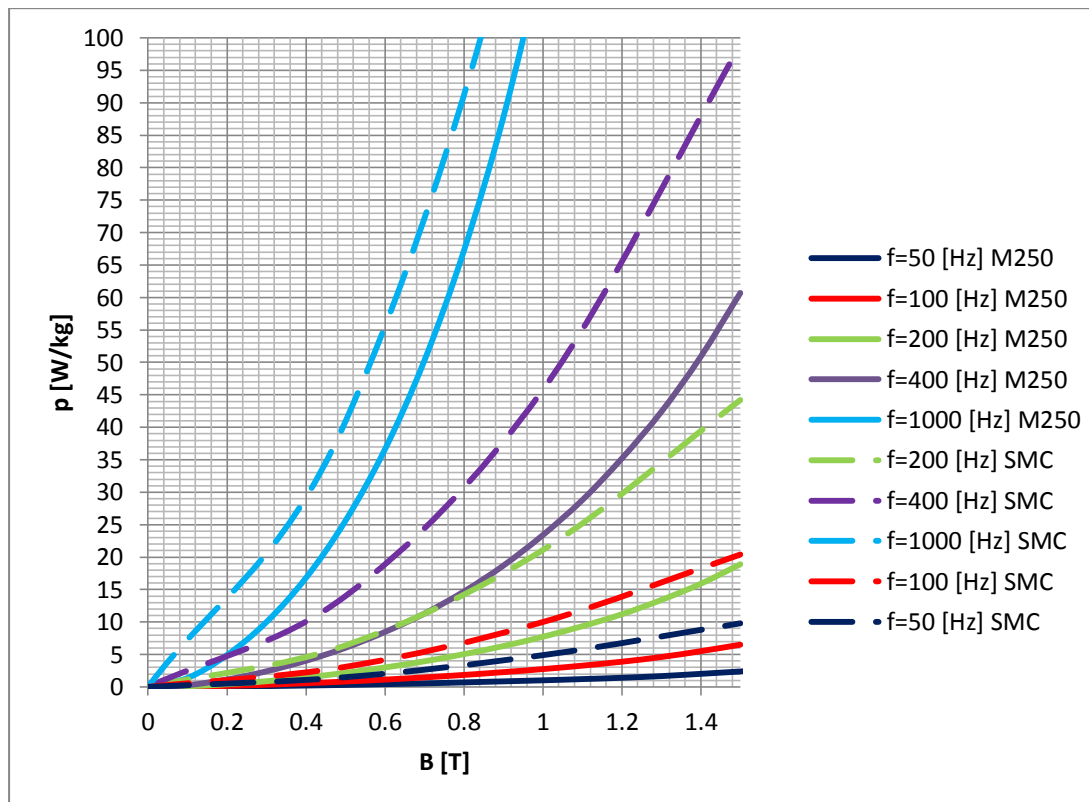


Fig. 4.26 – Cifre di perdita al variare della frequenza e dell'induzione per un lamierino di 0,5 mm di spessore [53].

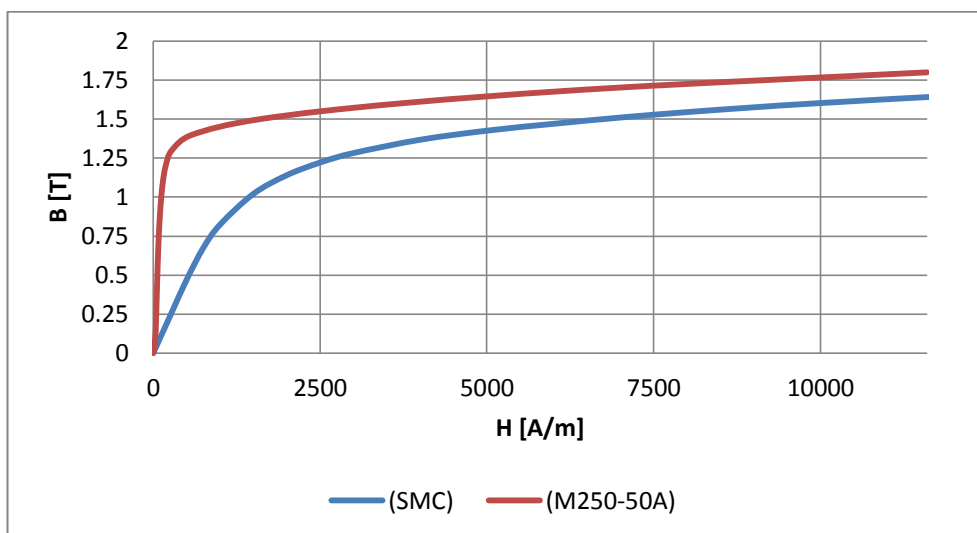


Fig. 4.27 – Comparazione tra SMC e M250, in termini di curve di prima magnetizzazione [54].

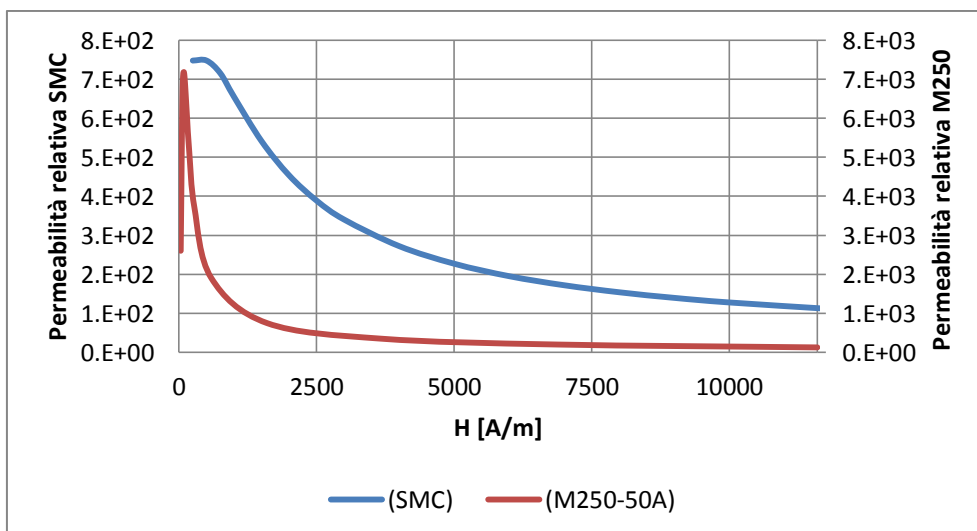


Fig. 4.28 – Comparazione tra SMC e M250, in termini di permeabilità relativa tra i due materiali [54].

4.4 CONFIGURAZIONE OTTIMIZZATA

Alla luce di quanto esposto nei paragrafi precedenti, si è deciso di modificare la geometria dell'ingranaggio in modo tale che soddisfi le specifiche richieste, ottimizzando al contempo tipo e quantità di materiale impiegato per la sua realizzazione. Elenchiamo di seguito le variazioni qualitative di macchina, scaturite a seguito dell'analisi parametrica:

1. Variazione dello spessore e della larghezza dei magneti in entrambi i rotori.
2. Riduzione dello spessore del giogo nel rotore inferiore.
3. Impiego dell'acciaio magnetico M250-50A per la realizzazione dei gioghi e dei modulatori.

Si evidenzia che la realizzazione dei modulatori attraverso lamierini risulta un'operazione costruttiva alquanto complessa, a differenza dei gioghi. Inoltre il rotore superiore, non essendo soggetto a perdite, potrebbe essere costituito da materiale massiccio invece che da lamierini. Tuttavia, al fine di

semplificare ed uniformare l'analisi, si assumono che tutte le parti, che compongono il nucleo, siano soggette a laminazione.

Si riporta, nuovamente la tabella Tab. 3.3, riassuntiva, inizialmente presentata nel capitolo precedente, dei parametri di progetto rivisti:

Tabella 4.5 - Tabella riassuntiva dei parametri progettuali ricorretti.

PARAMETRO GEOMETRICO	VALORE ASSEGNATO
Diametro esterno (D)	370 mm
Diametro interno (d)	100 mm
Altezza giogo rotore inferiore (h_{bil}) (lento)	35 mm
Altezza giogo rotore superiore (h_{biv}) (veloce)	30 mm
Numero di poli rotore inferiore (p_{ri})	9
Numero di poli rotore superiore (p_{rv})	2
Numero di Modulatori (Q)	11
Spessore magneti rotore inferiore (h_{mi})	18 mm
Spessore magneti rotore superiore (h_{mv})	35 mm
Ampiezza traferro inferiore (g_i)	2 mm
Ampiezza traferro superiore (g_s)	20 mm
Altezza modulatori (h_{mod})	25 mm
Coefficiente apertura di cava (β)	0.5
Coefficiente copertura magneti (α_r)	0.9

Inserendo i nuovi parametri nel programma ANSYS Maxwell ©, si è rieseguita un'analisi magnetostatica sulla configurazione reale, in posizione di ottimo, e si è calcolata la nuova forza tangenziale agente sul rotore veloce. Come previsto con le nuove modifiche la forza tangenziale è incrementata di un 9,85%. Infatti, essa risulta uguale a:

$$F_{xrv} = 10880 \left[\frac{N}{m} \right] \rightarrow C_{rv} = 172,5 [Nm]$$

Da tali valori emerge chiaramente che la specifica progettuale è soddisfatta. Inoltre adottando un coefficiente di copertura dei magneti pari a 0,9 si osserva in Fig. 4.29 che non vi sono più zone ad alta saturazione locale, per quanto riguarda i livelli di induzione nei gioghi., in questo modo si riduce l'effetto di saturazione.

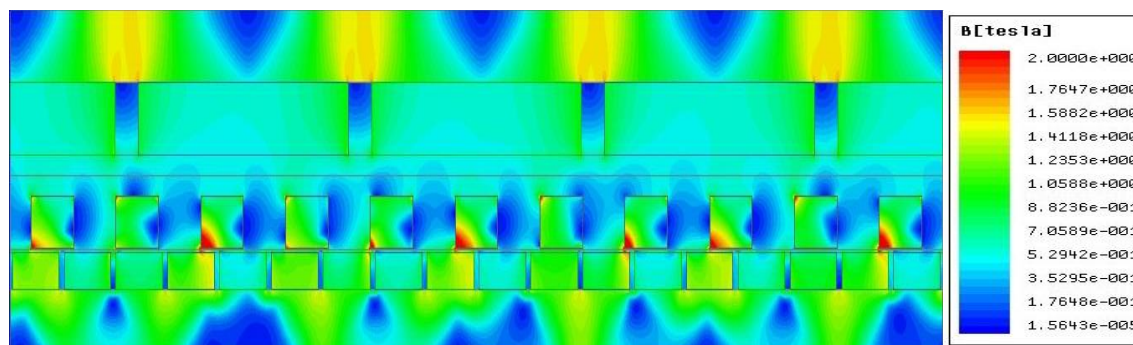


Fig. 4.29 – Livelli d'induzione e relativa legenda.

Eseguendo la medesima analisi magnetostatica col modello semplificato, considerando la fondamentale e la terza armonica della funzione di magnetizzazione, si determina un valore di forza tangenziale pari a:

$$F_{xrv} = 11100 \left[\frac{N}{m} \right] \rightarrow C_{rv} = 176 [Nm]$$

Che equivale ad avere un errore rispetto a quello valutato sulla configurazione reale pari a un 2%. Essendo l'approssimazione relativamente buona, non si è proceduto all'aumentare il numero di armoniche nella funzione di magnetizzazione nello svolgimento dell'analisi dinamica, poiché ciò avrebbe determinato un considerevole aggravio del costo computazionale. Di seguito si riporta una tabella riassuntiva Tab. 4.6, che compara tutte le diverse forze agenti sia nella configurazione reale e sia nel modello semplificato:

A questo punto si è svolta un'analisi dinamica sul modello semplificato per determinare gli andamenti di forza a regime ed i profili dell'induzioni nei gioghi e nei modulatori durante la traslazione. Per quanto concerne le forze si è osservato che l'andamento è simile alla configurazione precedente, in cui le oscillazioni sono trascurabili Fig. 4.30. Anche in questo caso la traslazione è stata suddivisa in 40 passi, per poter determinare con più accuratezza i profili.

Tab. 4.6 – Forze agenti su entrambe le configurazioni.

FORZA	CONFIGURAZIONE REALE	MODELLO SEMPLIFICATO	VARIAZIONE [%]
F_{xrv}	1470 [N]	1495 [N]	2%
F_{xrl}	6600 [N]	6745 [N]	2.2%
F_{yrl}	17550 [N]	18240 [N]	3.7%
F_{yrv}	-6000 [N]	-6210 [N]	3.3%

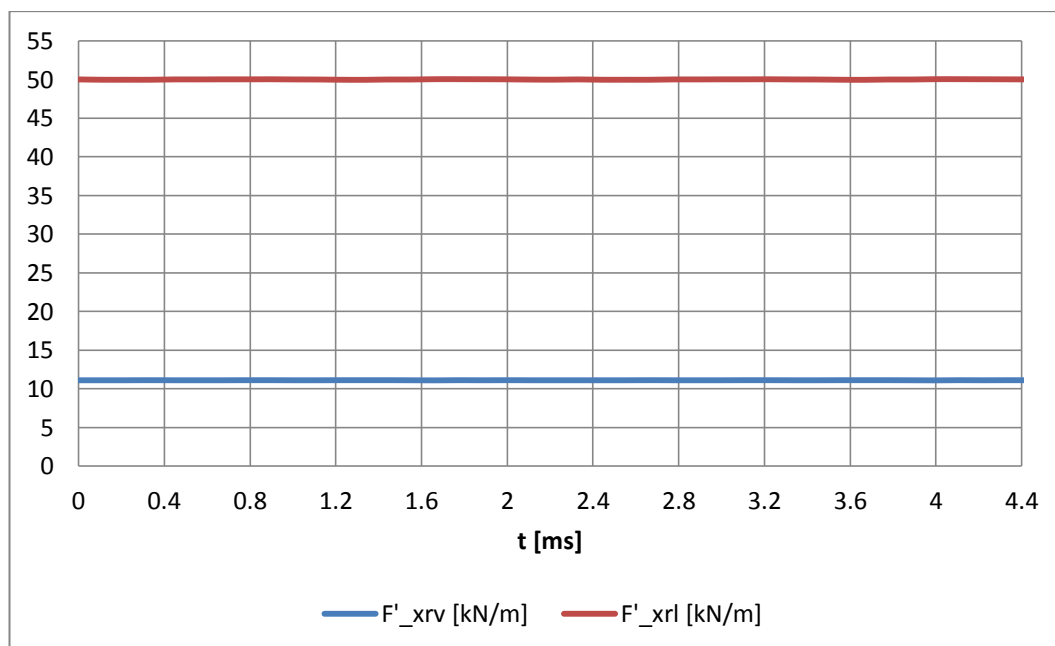


Fig. 4.30 – Andamento a regime delle forze tangenziali.

Infine si vuole calcolare l'efficienza conseguita da questa configurazione, avendo adottato un acciaio magnetico laminato. Nelle Figure 4.31-4.34 si raffigurano i profili delle componenti d'induzione valutati nei punti (Gi1,Gi2,Gi3) del giogo inferiore e in M7 per quanto riguarda i modulatori. Da questi grafici si rileva come i valori di B siano maggiori, data la riduzione dello spessore del giogo, l'impiego del M250-50A e l'incremento di un 5% del volume dei magneti permanenti.

Il rotore inferiore presenta una componente tangenziale con un ciclo d'isteresi asimmetrico, mentre i modulatori sono caratterizzati da un ciclo simmetrico.

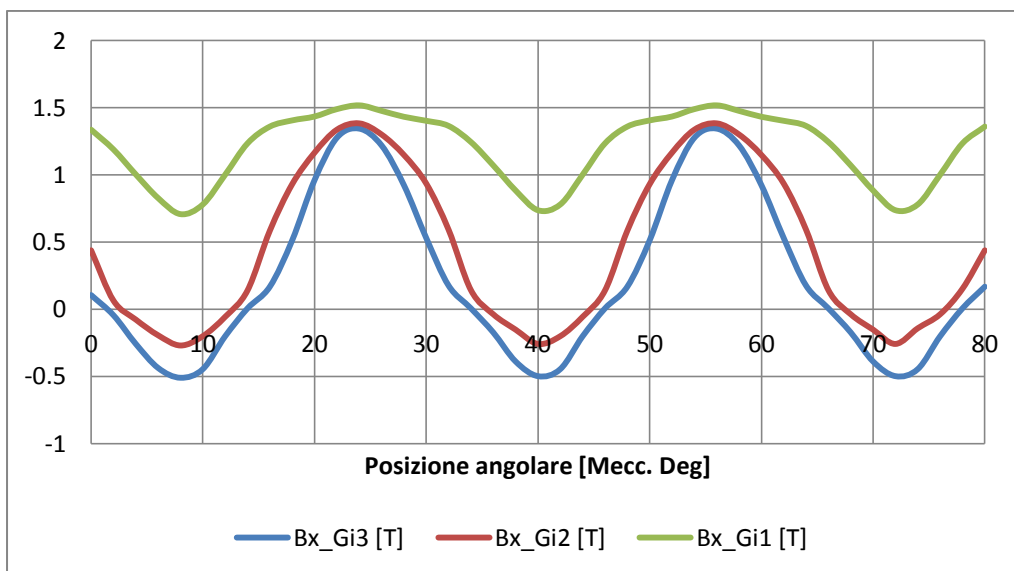


Fig. 4.31 - Andamento di B_x nei tre punti al variare della posizione angolare del rotore lento.

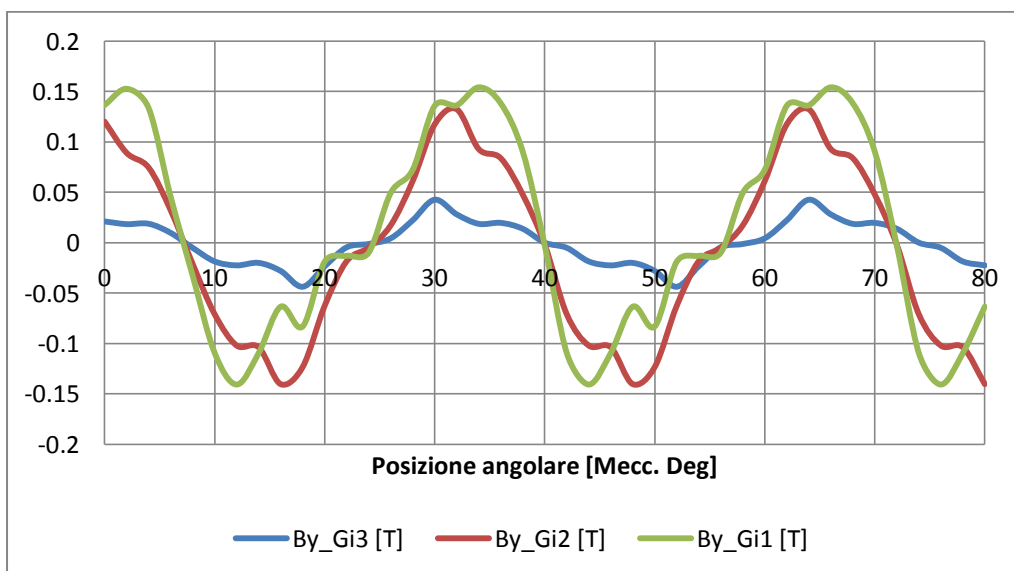


Fig. 4.32 – Andamento di B_y nei due punti al variare della posizione angolare del rotore lento

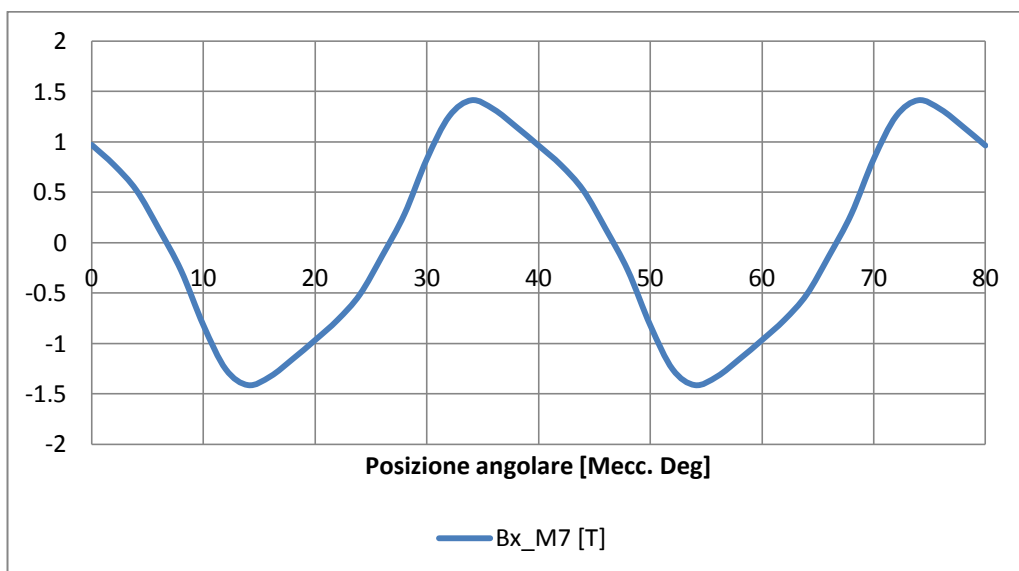


Fig. 4.33 - Andamento di B_x nel punto al variare della posizione angolare del rotore lento.

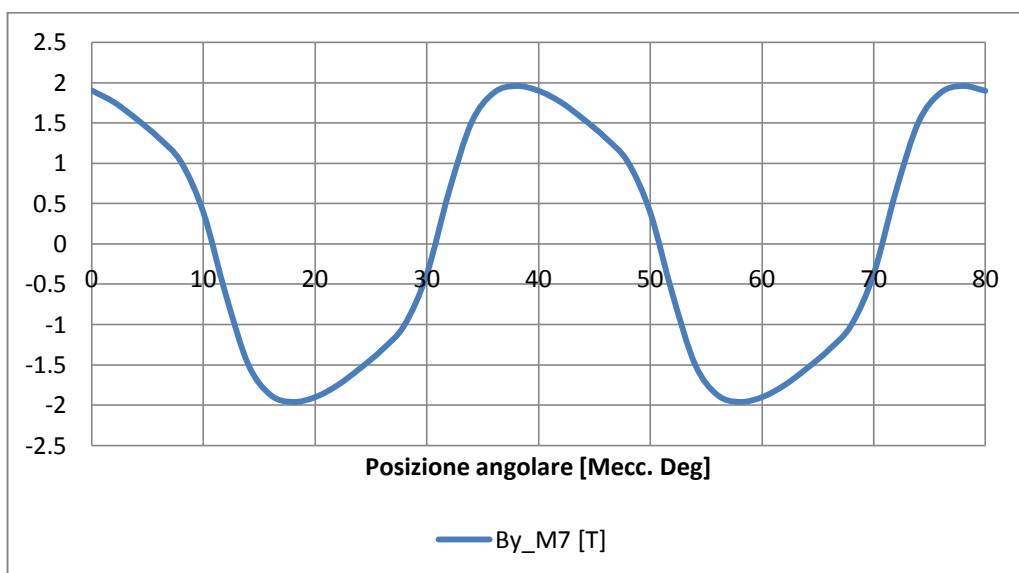


Fig. 4.34 - Andamento di B_y nel punto al variare della posizione angolare del rotore lento.

Da questi grafici, sopra riportati, emerge che tutte le componenti d'induzione presentano una forma d'onda fortemente distorta, specialmente il giogo inferiore. Infatti, in questo caso si è ritenuto opportuno, nel calcolo delle perdite di non trascurare alcuna componente. Le procedure implementate e le considerazioni in termini di frequenza, per la determinazione delle perdite specifiche, sono le medesime di quelle applicate alla configurazione preliminare. Tuttavia, rispetto al caso precedente vi sono alcuni aspetti di natura costruttiva dei lamierini che devono essere considerati per una maggiore accuratezza:

- A causa del processo di lavorazione, i lamierini presentano delle sbavature o difetti di lavorazione, che sono una sede di perdita supplementare, per questo motivo è opportuno aumentare il coefficiente correttivo k_a nella (4.13):

$$k_a = 1.2 * 1.5 = 1.8$$

Quest'azione corrisponde ad aumentare le perdite per correnti parassite e per eccesso di un 50%.

- A causa dell'operazione d'impacchettamento dei lamierini, lo spessore effettivo si riduce. Nella norma è opportuno tenere conto di questo aspetto attraverso un coefficiente K_l pari a 0.95 [47].

Si riporta di seguito la caratteristica H-B dell'acciaio magnetico M250-50A, che è stata mediante una curva di interpolazione polinomiale, al fine del calcolo delle perdite per isteresi, Fig. 4.35.

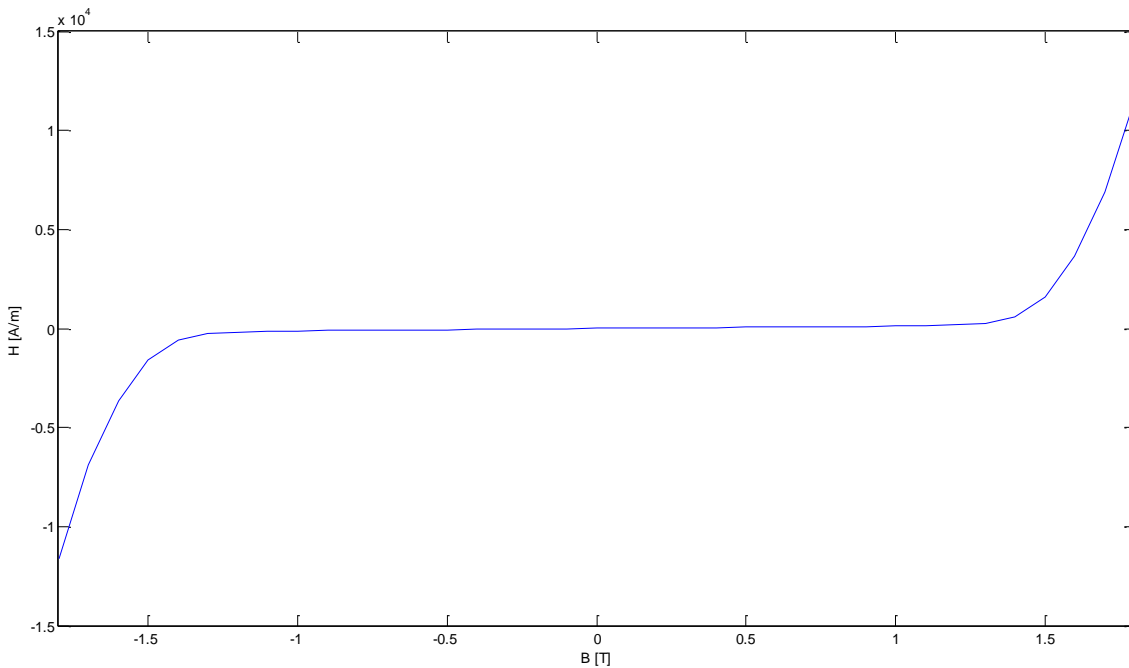


Fig. 4.35 – Caratteristica H-B, relativa al M250-50A, dove con x s'intende il valore di B mentre con y il corrispettivo valore del campo H .

I coefficienti k_i, k_{cp}, k_e sono stati ricavati inserendo le diverse cifre di perdita riportate in Fig. 4.26 nel programma ANSYS Maxwell ©, il quale ha determinato dei valori corrispondenti per ciascun coefficiente:

$$k_i = 0,01957 \quad k_{cp} = 9,99 * 10^{-5} \quad k_e = 0,00052$$

In Tab. 4.7 e Tab. 4.8, sono elencate per ciascun punto le diverse perdite specifiche:

Tab. 4.7 – Perdite specifiche per ciascun punto considerato nel giogo inferiore.

PUNTO	P_h [W/kg]	$P_{cp} + P_e$ [W/kg]	P_{tot} [W/kg]
Gi1	21.7	8.025	29.72
Gi2	18.75	22.86	41.61
Gi3	18.19	26.6	44.79

Tab. 4.8 – Perdite specifiche per ciascun punto considerato nel modulatore.

PUNTO	P_h [W/kg]	$P_{cp} + P_e$ [W/kg]	P_{tot} [W/kg]
M1	18.93	88.41	107.34
M2	12.01	48.31	60.32
M3	6.83	36.6	43.43
M4	23.5	97.95	121.45
M5	13.06	48.06	61.12
M6	1.12	7	7.12
M7	51.4	188.4	239.8
M8	25.3	90.74	116.04
M9	6.02	31.82	37.84

Pertanto conoscendo la densità del materiale ($\rho_{M250} = 7600 \text{ kg/m}^3$), si possono calcolare le seguenti perdite in Watt:

$$P_m = \sum_{n=1}^9 P_{tot,Mn} \rho_{M250} V_{1/9} Q = 800 \text{ W}$$

$$\text{con } V_{1/9} = \frac{Tl_{mod} h_{mod} K_l}{9} = 0.00001195 \text{ m}^3$$

$$P_g = (P_{tot,Gi1} + P_{tot,Gi2} + P_{tot,Gi3}) \rho_{M250} V_{1/3} = 835 \text{ W}$$

$$\text{con } V_{1/3} = \frac{LTh_{bil} K_l}{3} = 0.000947 \text{ m}^3$$

Alla fine si stima una perdita complessiva in potenza pari a $P=1640 \text{ W}$.

Attraverso la (4.12) è possibile determinare il rendimento elettromagnetico della configurazione ottimizzata:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100 = \frac{C_{rv} \omega_{rv}}{C_{rv} \omega_{rv} + P} * 100 = \frac{248,8}{248,8 + 1.64} * 100 = 99.3\%$$

Da questo risultato, si può affermare che le perdite di natura elettromagnetica in un ingranaggio magnetico sono limitate percentualmente. A conferma di ciò si deve considerare che si sono valutate sempre le situazioni più sfavorevoli. Inoltre avendo eseguito tramite il modello semplificato, l'analisi dei profili d'induzione nei punti, si è leggermente sovrastimato il tutto, com'è possibile osservare in Tab. 4.6.

Nella Tab. 4.9 si riportano i valori riassuntivi dei pesi che caratterizzano l'IM ottimizzato:

Tab. 4.9 – Tabella riportante i diversi pesi che caratterizzano ciascuna parte dell'IM.

COMPONENTE	PESO [Kg]
Rotore Superiore:	26.5
Rotore Inferiore	22.7
Modulatori	9.5
Magneti Superiori	23.55
Magneti Inferiori	12.1
Ingranaggio Magnetico	94.35 (Peso Totale)

Infine, in Fig. 4.36, è rappresentata la configurazione ottimizzata in 3D.

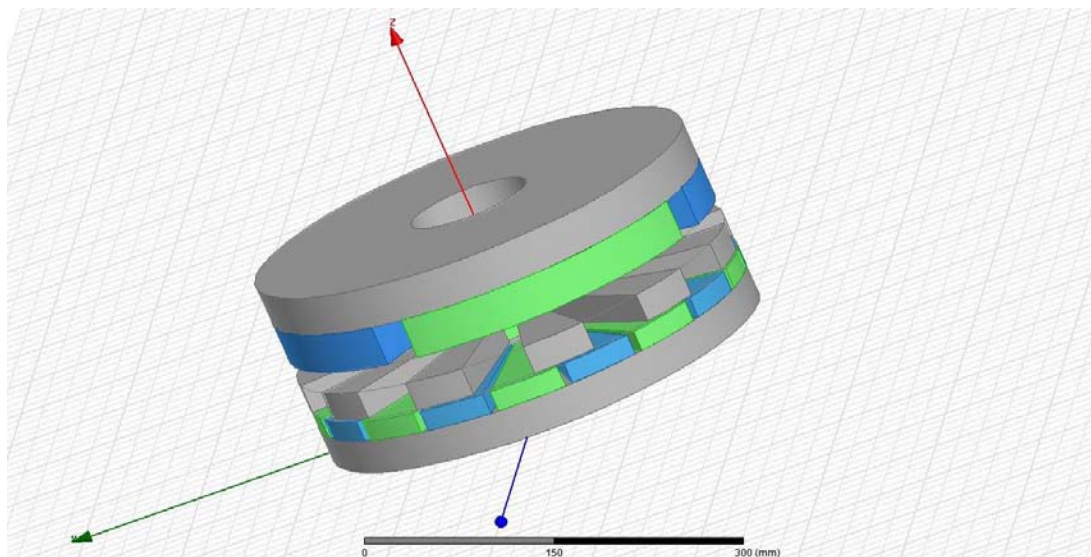


Fig. 4.36 – Rappresentazione in 3D dell'ingranaggio magnetico ottimizzato.

CONCLUSIONI

In questa tesi è stato analizzato un ingranaggio magnetico a flusso assiale che aziona un sistema di ricarica di volano, adottato per l'accumulo di energia su veicoli stradali. I risultati che sono stati ottenuti confermano le potenzialità che questo dispositivo è in grado di raggiungere sia in termini di trasmissione di coppia sia di efficienza. Attraverso il dimensionamento preliminare e successivamente mediante l'analisi parametrica è stato riscontrato che con un'opportuna scelta delle coppie polari su entrambi i rotori è possibile annullare il ripple di forza e massimizzare la forza in uscita con un'opportuna scelta della forma dei magneti e dei modulatori. Le perdite, come già evidenziato, sono concentrate nel rotore lento e nei modulatori, tuttavia adottando un acciaio magnetico laminato è possibile ridurre significativamente il valore. A conferma di ciò è interessante osservare come nel calcolo delle perdite, considerando le situazioni più sfavorevoli, il rendimento conseguito sia pari a 99.3% nella configurazione ottimizzata. Quest'aspetto rende tale sistema assai promettente, anche nei confronti di configurazioni alternative basate sul trasferimento induttivo di potenza. Se si raffronta questo dispositivo con altre tipologie d'ingranaggi, si nota che in termini di densità di coppia esso è penalizzato in termini di densità di coppia dall'elevato valore di traferro. nonostante questo, si ottengono valori di coppia assolutamente compatibili con le esigenze di accelerazione, rimanendo nei limiti dimensionali per avere un efficace accoppiamento con la parte rotante sul veicolo.

Per quanto concerne le forze assiali, esse risultano rilevanti, tuttavia con un accurato dimensionamento dei cuscinetti è possibile contrastarne l'effetto. Le problematiche principali che ne possono inficiare l'implementazione sono l'elevata quantità di magneti necessari e il fatto che i due rotori devono essere perfettamente allineati per poter tramettere coppia efficacemente, quest'ultimo aspetto richiede un accurato sistema di controllo della posizione. Nonostante ciò il sistema nel complesso si presenta affidabile e suscettibile di ulteriori miglioramenti delle prestazioni, per esempio adottando configurazioni di magneti di tipo Halbach.

Di seguito si riportano i possibili scenari futuri che si possono presentare, per conseguire un miglioramento delle performance e dell'accuratezza dell'analisi:

- Implementazione di una magnetizzazione tipo Halbach.
- Configurazioni dissimmetriche della sezione della salienza per migliorare l'interazione nei due traferri.
- Analisi 3D per la verifica dei risultati conseguiti con il 2D.
- Sviluppo di un modello per l'analisi dinamica.



RINGRAZIAMENTI

Vorrei innanzitutto ringraziare il Prof. Andrea Tortella, per la grande opportunità di crescita professionale che mi ha dato, offrendomi quest'argomento di tesi, e per la sua costante disponibilità che mi ha sempre manifestato durante tutto il lavoro di tesi. Inoltre, un sentito ringraziamento al Prof. Mauro Andriollo e all'Ing. Giulio Bettanini per i loro preziosi consigli.

Infine vorrei ringraziare, in particolar modo i miei genitori e tutti i miei amici, che mi sono sempre stati vicini in tutti questi anni di Università. Un Grazie sincero.

Fabio Graziottin



BIBLIOGRAFIA

- [1] M.W. K. Davey, G.Wedeking, "Magnetic gears - an essential enabler for the next generation's electromechanical drives," Electrical Machines Technology Symposium, (EMTS), 2008.
- [2] C. Armstrong, "Power transmitting device," US Patent 687 292, 1901.
- [3] D. Hesmondhalgh, D. Tipping, "A multielement magnetic gear," IEEE Proceedings, vol.127, 1980.
- [4] K. Tsurumoto, S. Kikuchi, "A new magnetic gear using permanent magnet," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 23, no. 5, 1987.
- [5] S. Kikuchi, "Design and characteristics of a new magnetic worm gear using permanent magnet," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 29, no. 6, November 1993.
- [6] S. Kikuchi, K. Tsurumoto, "Trail construction of a new magnetic skew gear using permanent magnet," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 30, no. 6, November 1994.
- [7] C. H. D. C. S. W. Y.D. Yao, D.R. Haung, T. Ying, "The radial magnetic coupling studies of perpendicular magnetic gears," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 32, no. 5, 1996.
- [8] S. L. Y.D. Yao, D.R. Haung and S. Wang, "Theoretical computations of the magnetic coupling between magnetic gears," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 32, no. 3, May 1996.
- [9] E. Furlani, "A two-dimensional analysis for the coupling of magnetic gears," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 33, no. 3, May 1997.
- [10] B. Ackermann, L. Honds, "Magnetic drive arrangement comprising a plurality of magnetically cooperating parts which are movable relative to one another," US Patent 5 633 555, 1997.
- [11] K. Atallah, D. Howe, "A novel high-performance magnetic gear," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 37, no. 4, July 2001.
- [12] F. J. P.O. Rasmussen, T.O. Anderson, O. Nielsen, "Development of a high performance magnetic gear," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 3, May/June 2005.
- [13] N. T. K. Tsurumoto, S. Togo, S. Okano, "Characteristics of the magnetic gear using a bulk high temperature superconductor," IEEE Transaction on Applied Superconductivity, vol. 12, no. 1, March 2002.
- [14] S. C. K. Atallah, D. Howe, "High-performance magnetic gears," Journal of Magnetism and Magnetic Materials, pp. 272–276, 2004.
- [15] J. C. A.G. Razzel, "Compact electrical machine," US Patent 6 794 781 B2, 2004.
- [16] J. W. K. Atallah, D. Howe, "A high-performance linear magnetic gear," Journal of Applied Physics, vol. 97, no. 10, May 2005.
- [17] K. A. S. Mezani, D. Howe, "A high-performance axial-field magnetic gear," Journal of Applied Physics, vol. 99, no. 8, April 2006.
- [18] S. C. J. Rens, K. Atallah, D. Howe, "A novel magnetic harmonic gear," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 1, January/February 2010.

-
- [19] J. J. C. L. K.T. Chau, D. Zhang, Y. Zhang, "Design of a Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Motor for Electric Vehicles," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 43, pp. 2504–2506, 2007.
- [20] K. C. L. Jian, J. Jiang, "A Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Machine for Wind Power Generation," IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 45, no. 3, pp. 954–962, May/June 2009.
- [21] K. Atallah, J. Rens, "Electrical machines," WO Patent 125 284 A1, 2007.
- [22] D. D. C.C. Huang, M.C. Tsai, B. Lin, "Development of a magnetic planetary gearbox," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 44, no. 3, pp. 403–412, 2008.
- [23] P. K. L. Yong, X. Jingwei, L. Yongping, "Principle and simulation analysis of a novel structure magnetic gear," International Conference of Electrical Machines and Systems, ICEMS, October 2008.
- [24] L. Jian, K. Chau, "Analytical calculation of magnetic field distribution in coaxial magnetic gears," Progress in Electromagnetics Research, PIER 92, pp. 1–16, 2009.
- [25] N. Frank and H. Toliyat, "Gearing ratios of a magnetic gear for marine applications," in IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS., April 2009.
- [26] N. Frank and H. Toliyat, "Gearing ratios of a magnetic gear for wind turbines," IEEE International Electrical Machines and Drives Conference, IEMDC, May 2009.
- [27] X. Li, K.-T. Chau, M. Cheng, W. Hua, "Comparison of Magnetic-Geared Permanent-Magnet Machines," Progress In Electromagnetics Research, vol. 133, 177-198, 2013.
- [28] Lodewyk Bronn, "Design and Performance Evaluation of a Magnetically Geared Axial-Flux Permanent Magnet Generator", Dep. Elect. Eng., Stellenbosch University, March, 2012.
- [29] T. Lubin, S. Mezani, A. Rezzoug, "Development of a 2D Analytical Modell for Electromagnetic Computation of Axial-Field Magnetic Gears," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 49, 2013.
- [30] S. C. K. Atallah, D. Howe, "Design, analysis and realisation of a high-performance magnetic gear," IEEE Proceedings in Electric Power Applications, vol. 151, no. 2, March 2004.
- [31] T. Lubin, S. Mezani, A. Rezzoug, "Simple analytical expressions for the force and torque of axial magnetic couplings," IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 27, no. 2, 2012.
- [32] A. Tortella, "Insegnamento di Generazione ed Accumulo di Energia Elettrica da Fonti Rinnovabili," Dip. Ing. Industriale, Università degli Studi di Padova, Anno Accademico 2013/2014.
- [33] A. Zecchini, "Batterie a volano a levitazione magnetica", Tesi di Laurea Triennale, Dip. Ing. Industriale, Università degli Studi di Padova, Marzo, 2012.
- [34] R. Pena-Alzola, R. Sebastian, J. Quesada, A. Colemar, "Review of Flywheel based Energy Storage Systems", in Proceedings of the 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Torremolinos (Málaga), Spain, May 2011.
- [35] Alan Ruddell, "Storage Technology Report: WP-ST6 Flywheel, Investigation on Storage Technologies for Intermittent Renewable Energies," INVESTIRE- Network, 2003.
- [36] <http://www.ansys.com>, November 2014.
- [37] Frans Thoolen, "Flywheel Energy Storage", Vereniging FME-CWM Themamiddag Energieopslag, Venco Campus, Eersel, 20 June 2013.

-
- [38] Flavio Menolotto, "Filobus con batterie di supercondensatori per marcia autonoma a trazione elettrica," 1° Convegno Sistema Gomma nel TPL, http://www.astra.it/eventi/download_allegato/801.Html, Ottobre 2012.
- [39] A. Conte, "La linea SIR 1 a Padova," http://www.cifi.it/...05_07/05%20-%20Conte%20Translhors%20Padova.pdf, Maggio 2011.
- [40] Y. Gao, S. E. Gay, M. Ehsani, R. F. Thelen, R. E. Hebner, "Flywheel Electric Motor / Generator Characterization for Hybrid Vehicles", Vehicular Technology Conference, October 2003.
- [41] N. Niguchi, K. Hirata, "Cogging Torque Analysis of Magnetic Gear," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 5, May 2012.
- [42] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15, no. 4, December 2000.
- [42] Vedanadam M. Acharya, Jonathan Z. Bird, Matthew Calvin, "A Flux Focusing Axial Magnetic Gear", IEEE Transaction on Magnetics, vol. 49, no. 7, July 2013
- [43] F. Saracino, "Convertitore elettromagnetico di moto roto-traslatorio per il trasporto a bassa capacità," Tesi di Laurea Magistrale, Dip. Ing. Industriale, Università degli Studi di Padova, Luglio 2014.
- [44] Nicolò De Piccoli, "Caratterizzazione di Materiali Magnetici Innovativi per Costruzioni Elettromeccaniche," Tesi di Laurea Magistrale, Dip. Ing. Industriale, Università degli Studi di Padova, Anno Accademico 2011-2012.
- [45] http://www.hipih.com/SMC/datasheet/SMC_KCufuUxZDysGI.htm, April 2010.
- [46] T. Lubin, S. Mezani, A. Rezzoug, "Analytical Computation of the Magnetic Field Distribution in a Magnetic Gear," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 7, July 2010.
- [47] N. Bianchi, S. Bolognani, "Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche," Padova, CLEUP, Febbraio 2001.
- [48] N. Niguchi, K. Hirata, M. Muramatsu, Y. Hayakawa, "Dynamic Analysis of Axial-Type Magnetic Gear Employing 3-D FEM," 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, CEFC, Chicago, May 2010.
- [49] X. Zhao, L. Li, J. Lu, Z. Cheng, T. Lu, "Characteristics Analysis of the Square Laminated Core under DC-biased Magnetization by the Fixed-point Harmonic-balanced FEM," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 2, February 2012.
- [50] S. Yanase, H. Uchiyama, S. Ishikawa, Y. Okazaki, "AC Magnetic Properties of Electrical Steel Sheet under Two-Dimensional DC-biased Magnetization," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 4, April 2012.
- [51] L. Vandenbossch, S. Jacobs, R. Andreaux, "An innovative approach for the evaluation of iron losses in magnetic laminations, applied to the optimization of highly saturated electric motors," http://www.cedrat.com/fileadmin/user_upload/cedrat_groupe/Publications/Publications/2012/06/2012_An_innovative_a_proach_for_the_evaluation_of_iron_losses_in_magn_tic_laminations_applied_to_t_he_optimization_of_highly_saturated_electric_motor_L_Vandenbossch.pdf, June 2012.
- [52] B. Zidaric, M. Zagirnyak, K. Lenasi, D. Miljovec, "Hysteresis losses in soft magnetic composite materials," COMPEL – The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, vol. 25, no. 1, 2006.

[53] M. Johnson, A. Shapoury, P. Boghrat, M. Post, H. A. Toliyat, "Analysis and Development of an Axial Flux Magnetic Gear," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, Pittsburgh, September 2014.

[54][http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/250-50.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/250-50.pdf?OpenElement), June 2008.

[55] "REPORT ON CRITICAL RAW MATERIALS FOR THE EU," <http://ec.europa.eu/enterprise/policies/raw-materials/critical/index-en.html>, 2013.

APPENDICE

A.1 PROCEDURA DI DIMENSIONAMENTO PRELIMINARE

Di seguito si espone la teoria base per implementare in MATLAB, la procedura di dimensionamento preliminare, sviluppata in [29]. La trattazione è focalizzata sul calcolo delle costanti di integrazione, necessarie, attraverso la separazione delle variabili, per la risoluzione delle equazioni differenziali, descritte nel Capitolo 2. La soluzione per queste costanti può essere calcolata, risolvendo un sistema di equazioni (Sistema di Cramer) che scritto in forma matriciale risulta:

$$|\mathbf{M}|(\mathbf{x}) = (\mathbf{S}) \quad (A.1)$$

Dove (\mathbf{x}) è il vettore delle incognite, ossia di tutte le costanti di integrazione che caratterizzano ciascuna regione, in cui è suddiviso l'ingranaggio magnetico:

$$((a_n^I)_N (c_n^I)_N (a_n^{II})_N (b_n^{II})_N (c_n^{II})_N (d_n^{II})_N (a_0^i)_Q (b_0^i)_Q (a_k^i)_{KQ} (b_k^i)_{KQ} (a_n^{III})_N (c_n^{III})_N (d_n^{III})_N (a_n^{IV})_N (c_n^{IV})_N)^T$$

Mentre la matrice sparsa \mathbf{M} ed il vettore dei termini noti \mathbf{S} sono così definiti:

$$\begin{bmatrix} -I_N & 0 & M_{NxN}^{(1)} & M_{NxN}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_N & 0 & 0 & M_{NxN}^{(1)} & M_{NxN}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{NxN}^{(3)} & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 & M_{NxQ}^{(4)} & M_{NxKQ}^{(5)} & M_{NxKQ}^{(6)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{NxN}^{(3)} & 0 & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 & M_{NxQ}^{(7)} & M_{NxKQ}^{(8)} & M_{NxKQ}^{(9)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{QxN}^{(10)} & M_{QxN}^{(11)} & M_{QxN}^{(12)} & M_{QxN}^{(13)} & -I_Q & -z_2 I_Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_Q & -z_3 I_Q & 0 & 0 & M_{QxN}^{(14)} & M_{QxN}^{(15)} & M_{QxN}^{(16)} & M_{QxN}^{(17)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{KQxN}^{(18)} & M_{KQxN}^{(19)} & M_{KQxN}^{(20)} & M_{KQxN}^{(21)} & 0 & 0 & -I_{KQ} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_{KQ} & M_{KQxN}^{(22)} & M_{KQxN}^{(23)} & M_{KQxN}^{(24)} & M_{KQxN}^{(25)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 & M_{NxN}^{(29)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_N & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{NxN}^{(29)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{NxN}^{(33)} & M_{NxN}^{(34)} & 0 & 0 & -I_N & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{NxN}^{(33)} & M_{NxN}^{(34)} & 0 & -I_N \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$(\mathbf{S}) = ((S_1)_N (S_2)_N (0)_N (0)_N (0)_N (0)_N (0)_N (0)_Q (0)_Q (0)_{KQ} (0)_{KQ} (0)_N (0)_N (0)_N (0)_N (S_{15})_N (S_{16})_N (0)_1)^T$$

Con il termine N si intende il numero di armoniche valutate nelle regioni dei traferri e dei magneti (I, II, III, IV), invece con il simbolo K si considera il numero di armoniche relative alla regione dei modulatori (regione i). I_N e I_Q sono le matrici di identità di grandezza, rispettivamente N e Q, (rimembrando che con Q si indica il numero di modulatori) mentre I_{KQ} è la matrice di identità di grandezza KxQ. La dimensione del vettore delle incognite (\mathbf{x}) è pari a $12N+2Q+2KQ$.

Per risolvere il sistema (A.1) e determinare le costanti di integrazione è necessario effettuare un processo di inversione matriciale. Questo può essere effettuato facilmente attraverso MATLAB© che permette il calcolo del vettore (x) in maniera agevole mediante la seguente espressione:

$$(x) = |M| \backslash (S) \quad (A.2)$$

Risolvendo (A.2) è possibile determinare le varie costanti di integrazione e procedere quindi al calcolo della coppia e delle forze assiali agenti. In riferimento alla regione II ed a Fig. 2.5, che è quella di maggior interesse, si considerino i seguenti coefficienti così definiti:

$$W_n = a_n^{II} \frac{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_2)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_1 - z_2)\right)} + b_n^{II} \frac{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_1)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_2 - z_1)\right)}$$

$$Y_n = c_n^{II} \frac{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_2)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_1 - z_2)\right)} + d_n^{II} \frac{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_1)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_2 - z_1)\right)}$$

$$Z_n = a_n^{II} \frac{\cosh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_2)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_1 - z_2)\right)} + b_n^{II} \frac{\cosh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_1)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_2 - z_1)\right)}$$

$$X_n = -c_n^{II} \frac{\cosh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_2)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_1 - z_2)\right)} - d_n^{II} \frac{\cosh\left(\frac{n}{R_m}(\xi - z_1)\right)}{\sinh\left(\frac{n}{R_m}(z_2 - z_1)\right)}$$

Si rileva che con il simbolo ξ si intende una qualsiasi linea chiusa racchiusa nella regione del traferro II. A questo punto, mediante i coefficienti, appena espressi, è possibile valutare analiticamente la coppia e la forza assiale per il rotore veloce:

$$T_r = \frac{\pi(R_2^3 - R_1^3)}{3\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} (W_n X_n + Y_n Z_n) \quad (A.3)$$

$$F_r = \frac{\pi(R_2^2 - R_1^2)}{4\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} ((Z_n + X_n)^2 - (W_n + Y_n)^2) \quad (A.4)$$

La (A.3) e la (A.4) sono rispettivamente (2.24) e (2.25), riscritte sfruttando i coefficienti di integrazione.

Lo sviluppo dei termini che costituiscono la matrice M non è qui esposto, tuttavia di seguito si riporta la procedura che è stata implementata in MATLAB, per il dimensionamento preliminare adottando per la stima della coppia un coefficiente correttivo pari a:

$$K_c = 0.7$$

```

% si implementa la procedura analitica sviluppata in [27]

N=50; % numero di armoniche nella zona del traferro e dei magneti
K=50; % numero di armoniche nella regione dei modulatori
ph=2; % numero di coppie polari rotore ad alta velocità
pl=9; % numero di coppie polari rotore a bassa velocità
Q=ph+pl; % numero di salienze
KQ=K*Q;
In=eye(N); % matrice identità di grandezza N
Iq=eye(Q); % matrice identità di grandezza Q
Ikq=eye(K,Q); % matrice identità di grandezza KQ
R1=0.05; % raggio interno dell'ingranaggio [m]
R2=0.185; % raggio esterno dell'ingranaggio [m]
Rm=(R1+R2)/2; % raggio medio dell'ingranaggio [m]
z1=0.030; % altezza magneti allocati sul rotore veloce [m]
z2=0.050; % ampiezza traferro superiore [m]
z3=0.075; % altezza dei modulatori [m]
z4=0.077; % ampiezza traferro inferiore [m]
z5=0.092; % altezza magneti allocati sul rotore lento [m]
Beta=pi/Q; % coefficiente apertura cava [rad]
delta0=0; % posizione angolare iniziale [rad]

for n=1:N
M1_v(n)=Rm/n*(cosh(n/Rm*(z1-z2))/sinh(n/Rm*(z1-z2)));
M1(n,n)=diag(M1_v(n));
M2_v(n)=Rm/n*(1/sinh(n/Rm*(z2-z1)));
M2(n,n)=diag(M2_v(n));
M3_v(n)=(n/Rm*(tanh(n/Rm*z1)));
M3(n,n)=diag(M3_v(n));
for i=1:Q
delta(i)=(-Beta)/2+(2*i*pi)/Q+delta0;
r(n,i)=(1/n*(sin(n*delta(i)+n*Beta)-sin(n*delta(i))));
M4(n,i)=r(n,i)/pi;
s(n,i)=(1/n*(-cos(n*delta(i)+n*Beta)+cos(n*delta(i))));
M7(n,i)=s(n,i)/pi;
for k=1:K
if ((k*pi) ~= (n*Beta))
f(k,n,i)=-n*(Beta^2)*((-1)^k)*sin(n*Beta+n*delta(i))-
sin(n*delta(i))/((k*pi)^2-(n*Beta)^2);
g(k,n,i)=n*(Beta^2)*((-1)^k)*cos(n*Beta+n*delta(i))-
cos(n*delta(i))/((k*pi)^2-(n*Beta)^2);
else
f(k,n,i)=Beta/2*(cos(n*delta(i))+1/(2*pi*k)*(sin(n*delta(i))+2*n*Beta)-
sin(n*delta(i)));
g(k,n,i)=Beta/2*(sin(n*delta(i))-1/(2*pi*k)*(cos(n*delta(i))+2*n*Beta)-
cos(n*delta(i)));
end
M5_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*cosh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-
z3))/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-z3)))*f(k,n,i);
M5(n,i)=sum(M5_v(1:k,i,n));
M6_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*(1/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-z2))))*f(k,n,i);
M6(n,i)=sum(M6_v(1:k,i,n));
M8_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*cosh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-
z3))/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-z3)))*g(k,n,i);
M8(n,i)=sum(M8_v(1:k,i,n));
M9_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*(1/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-z2))))*g(k,n,i);
M9(n,i)=sum(M9_v(1:k,i,n));
M18_v(i,n,k)=((2*Rm)/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z1-z2))))*f(k,n,i);
M18(k,n)=sum(M18_v(1:i,n,k));
M19_v(i,n,k)=((2*Rm)/(n*Beta))*cosh(n/Rm*(z2-z1))/(sinh(n/Rm*(z2-
z1)))*f(k,n,i);
M19(k,n)=sum(M19_v(1:i,n,k));
M20_v(i,n,k)=((2*Rm)/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z1-z2))))*g(k,n,i);
M20(k,n)=sum(M20_v(1:i,n,k));

```

```

M21_v(i,n,k)=(2*Rm)/(n*Beta)*(cosh(n/Rm*(z2-z1)))/(sinh(n/Rm*(z2-
z1)))*g(k,n,i);
M21(k,n)=sum(M21_v(1:i,n,k));
M22_v(i,n,k)=(2*Rm)/(n*Beta)*(cosh(n/Rm*(z3-z4)))/(sinh(n/Rm*(z3-
z4)))*f(k,n,i);
M22(k,n)=sum(M22_v(1:i,n,k));
M23_v(i,n,k)=(2*Rm)/(n*Beta)*(1/(sinh(n/Rm*(z4-z3)))*f(k,n,i));
M23(k,n)=sum(M23_v(1:i,n,k));
M24_v(i,n,k)=(2*Rm)/(n*Beta)*(cosh(n/Rm*(z3-z4)))/(sinh(n/Rm*(z3-
z4)))*g(k,n,i);
M24(k,n)=sum(M24_v(1:i,n,k));
M25_v(i,n,k)=(2*Rm)/(n*Beta)*(1/(sinh(n/Rm*(z4-z3)))*g(k,n,i));
M25(k,n)=sum(M25_v(1:i,n,k));
M27_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*(1/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-z3)))*f(k,n,i);
M27(n,i)=sum(M27_v(1:k,i,n));
M28_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*cosh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-
z2))/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-z2)))*f(k,n,i);
M28(n,i)=sum(M28_v(1:k,i,n));
M31_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*(1/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z2-z3)))*g(k,n,i);
M31(n,i)=sum(M31_v(1:k,i,n));
M32_v(k,i,n)=(k/(Beta*Rm))*cosh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-
z2))/(sinh((k*pi)/(Beta*Rm)*(z3-z2)))*g(k,n,i);
M32(n,i)=sum(M32_v(1:k,i,n));
end
M10(i,n)=(Rm/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z1-z2)))*r(n,i));
M11(i,n)=(Rm/(n*Beta))*((cosh(n/Rm*(z2-z1)))/(sinh(n/Rm*(z2-z1)))*r(n,i));
M12(i,n)=(Rm/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z1-z2)))*s(n,i));
M13(i,n)=(Rm/(n*Beta))*((cosh(n/Rm*(z2-z1)))/(sinh(n/Rm*(z2-z1)))*s(n,i));
M14(i,n)=(Rm/(n*Beta))*((cosh(n/Rm*(z3-z4)))/(sinh(n/Rm*(z3-z4)))*r(n,i));
M15(i,n)=(Rm/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z4-z3)))*r(n,i));
M16(i,n)=(Rm/(n*Beta))*((cosh(n/Rm*(z3-z4)))/(sinh(n/Rm*(z3-z4)))*s(n,i));
M17(i,n)=(Rm/(n*Beta))*(1/(sinh(n/Rm*(z4-z3)))*s(n,i));
M26(n,i)=r(n,i)/pi;
M30(n,i)=s(n,i)/pi;
end
M29_v(n)=(n/Rm*(tanh(n/Rm*(z4-z5))));
M29(n,n)=diag(M29_v(n));
M33_v(n)=Rm/n*(1/sinh(n/Rm*(z3-z4)));
M33(n,n)=diag(M33_v(n));
M34_v(n)=Rm/n*(cosh(n/Rm*(z4-z3))/sinh(n/Rm*(z4-z3)));
M34(n,n)=diag(M34_v(n));
End

% Si calcolano le matrici di zeri necessarie al riempimento della matrice M

Znn=zeros(N,N);
Znq=zeros(N,Q);
Znkq=zeros(N,Q);
Zqn=zeros(Q,N);
Zqkq=zeros(Q,Q);
Zkqn=zeros(K,N);
Zkqq=zeros(K,Q);
Zkqkq=zeros(K,Q);
O=ones(1,Q);
Z1=zeros(1,N);
Z2=zeros(1,Q);
Z3=zeros(1,K);

```

```

% Si costruisce la matrice complessiva M

M=[-In Znn M1 M2 Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn Znn Znn Znn Znn ;
Znn -In Znn Znn M1 M2 Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn Znn Znn Znn Znn;
M3 Znn -In Znn Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn Znn Znn Znn Znn;
Znn Znn Znn -In Znn Znn Znq M4 M5 M6 Znn Znn Znn Znn Znn Znn;
Znn M3 Znn Znn -In Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn Znn Znn Znn;
Znn Znn Znn Znn Znn -In Znq M7 M8 M9 Znn Znn Znn Znn Znn Znn;
Zqn Zqn M10 M11 M12 M13 -Iq -z2*Iq Zqkq Zqkq Zqn Zqn Zqn Zqn Zqn Zqn;
Zqn Zqn Zqn Zqn Zqn Zqn -Iq -z3*Iq Zqkq Zqkq M14 M15 M16 M17 Zqn Zqn;
Zkqn Zkqn M18 M19 M20 M21 Zkqkq Zkqkq -Ikq Zkqkq Zkqn Zkqn Zkqn Zkqn Zkqn;
Zkqn Zkqn Zkqn Zkqn Zkqn Zkqn Zkqkq Zkqkq Zkqkq -Ikq M22 M23 M24 M25 Zkqn
Zkqn;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq M26 M27 M28 -In Znn Znn Znn Znn Znn;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn -In Znn Znn M29 Znn;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq M30 M31 M32 Znn Znn -In Znn Znn Znn;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn Znn -In Znn M29;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq M33 M34 Znn Znn -In Znn;
Znn Znn Znn Znn Znn Znn Znq Znq Znkq Znkq Znn Znn M33 M34 Znn -In;
Z1 Z1 Z1 Z1 Z1 Z1 Z2 O Z2 Z2 Z1 Z1 Z1 Z1 Z1 Z1];
C=size(M);

% Si scrivono i termini noti:

Br=1.25; % induzione residua magneti [T]
alfal=1; % coefficiente copertura magneti sul rotore lento
alfah=1; % coefficiente copertura magneti sul rotore veloce
etah=pi/(2*ph); % posizione angolare del rotore veloce per cui ottengo la
coppia massima [rad]
etal=0; % posizione angolare del rotore lento per cui ottengo la coppia
massima sul rotore veloce [rad]
for x=1:N
j(x)=(2*x)-1;
for n=1:N
if (n ~= (j*pl))
Kl(n)=0;
else
Kl(n)=(4*Br*Rm*pl)/(pi*n^2)*cos(n*pi/(2*pl)*(1-alfal));
end
if (n ~= (j*ph))
Kh(n)=0
else
Kh(n)=(4*Br*Rm*ph)/(pi*n^2)*cos(n*pi/(2*ph)*(1-alfah));
end
end
end
for n=1:N
S1=Kh.*cos(m*etah);
S2=Kh.*sin(m*etah);
S15=Kl.*cos(m*etal);
S16=Kl.*sin(m*etal);
end

% Scriviamo il vettore dei termini noti

A=[S1 S2 Z1 Z1 Z1 Z1 Z2 Z2 Z3 Z3 Z1 Z1 Z1 Z1 S15 S16 0];
S=A';
D=size(S);

```

```
% Definiamo il vettore delle incognite
```

```
X=M\S;  
E=size(X);  
anI=X(1:N,:);  
cnI=X((N+1):(2*N),:);  
anII=X((2*N+1):(3*N),:);  
bnII=X((3*N+1):(4*N),:);  
cnII=X((4*N+1):(5*N),:);  
dnII=X((5*N+1):(6*N),:);  
a0=X((6*N+1):(6*N+(Q)),:);  
b0=X((6*N+Q+1):(6*N+(2*Q)),:);  
ak=X(6*N+2*Q+1:6*N+3*Q,:);  
bk=X(6*N+3*Q+1:6*N+4*Q,:);  
anIII=X(6*N+4*Q+1:7*N+4*Q,:);  
bnIII=X(7*N+4*Q+1:8*N+4*Q,:);  
cnIII=X(8*N+4*Q+1:9*N+4*Q,:);  
dnIII=X(9*N+4*Q+1:10*N+4*Q,:);  
anIV=X(10*N+4*Q+1:11*N+4*Q,:);  
cnIV=X(11*N+4*Q+1:12*N+4*Q,:);
```

```
% Si calcola ora la coppia:
```

```
y=(z1+z2)/2;  
mu0=4*pi*10^-7;  
z=(z3+z4)/2;
```

```
for n=1:N  
Wnh(n)=anII(n,:)*(sinh(n/Rm*(y-z2))/sinh(n/Rm*(z1-  
z2)))+bnII(n,:)*(sinh(n/Rm*(y-z1))/sinh(n/Rm*(z2-z1)));  
Ynh(n)=cnII(n,:)*(sinh(n/Rm*(y-z2))/sinh(n/Rm*(z1-  
z2)))+dnII(n,:)*(sinh(n/Rm*(y-z1))/sinh(n/Rm*(z2-z1)));  
Knh(n)=(anII(n,:)*(cosh(n/Rm*(y-z2))/sinh(n/Rm*(z1-  
z2)))+bnII(n,:)*(cosh(n/Rm*(y-z1))/sinh(n/Rm*(z2-z1))));  
Xnh(n)=(-cnII(n,:)*(cosh(n/Rm*(y-z2))/sinh(n/Rm*(z1-z2)))-  
(dnII(n,:)*(cosh(n/Rm*(y-z1))/sinh(n/Rm*(z2-z1))));  
Tnh(n)=(Wnh(n).*Xnh(n)+Ynh(n).*Knh(n))/100;  
end
```

```
Coppiah=0.7*((pi*((R2^3)-(R1^3)))/(3*mu0))*sum(Tnh); % coppia relativa al  
rotore veloce [Nm]
```

```
for n=1:N  
Wnl(n)=anIII(n,:)*(sinh(n/Rm*(z-z4))/sinh(n/Rm*(z3-  
z4)))+bnIII(n,:)*(sinh(n/Rm*(z-z3))/sinh(n/Rm*(z4-z3)));  
Ynl(n)=cnIII(n,:)*(sinh(n/Rm*(z-z4))/sinh(n/Rm*(z3-  
z4)))+dnIII(n,:)*(sinh(n/Rm*(z-z3))/sinh(n/Rm*(z4-z3)));  
Knl(n)=(anIII(n,:)*(cosh(n/Rm*(z-z4))/sinh(n/Rm*(z3-  
z4)))+bnIII(n,:)*(cosh(n/Rm*(z-z3))/sinh(n/Rm*(z4-z3))));  
Xnl(n)=(-cnIII(n,:)*(cosh(n/Rm*(z-z4))/sinh(n/Rm*(z3-z4)))-  
dnIII(n,:)*(cosh(n/Rm*(z-z3))/sinh(n/Rm*(z4-z3))));  
Tnl(n)=(Wnl(n).*Xnl(n)+Ynl(n).*Knl(n))/100;  
end
```

```
Coppial=0.7*((pi*((R2^3)-(R1^3)))/(3*mu0))*sum(Tnl); % coppia relativa al  
rotore lento [Nm]
```

Si riportando di seguito gli andamenti delle coppie agenti su entrambi i rotori, Fig. A.1 e Fig. A.2, comparati con quelli ottenuti con l'analisi agli elementi finiti tramite il modello semplificato, esposti nel capitolo terzo.

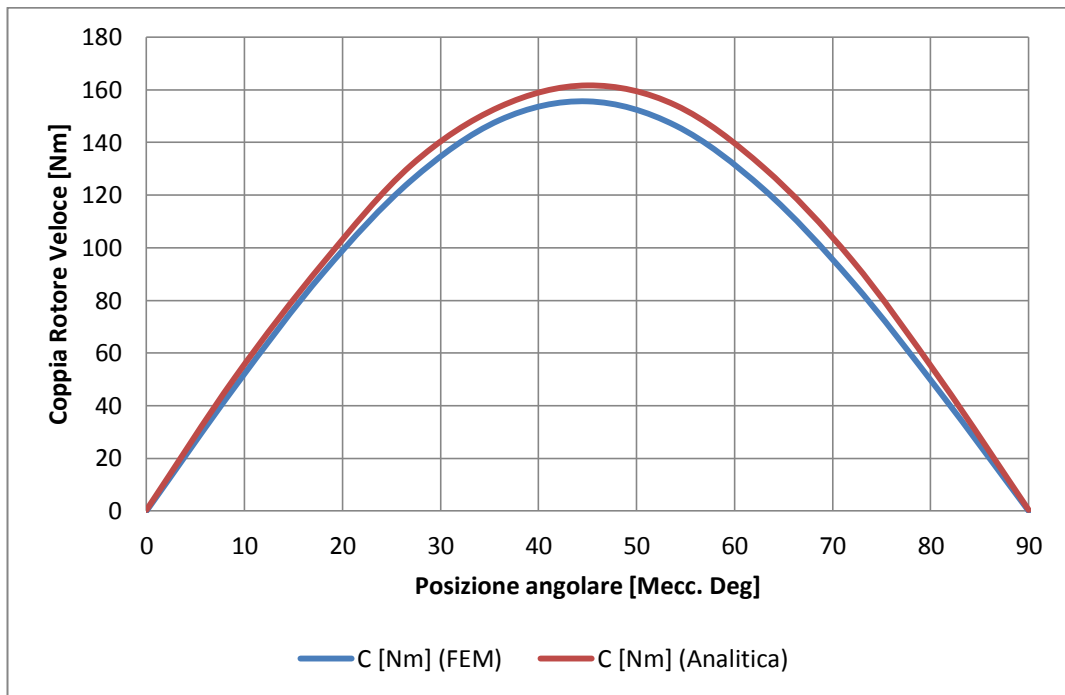


Fig. A.1 Andamento delle Coppia sul rotore veloce al variare della posizione angolare del rotore veloce θ_{rv} , con modulatori e rotore lento fissi.

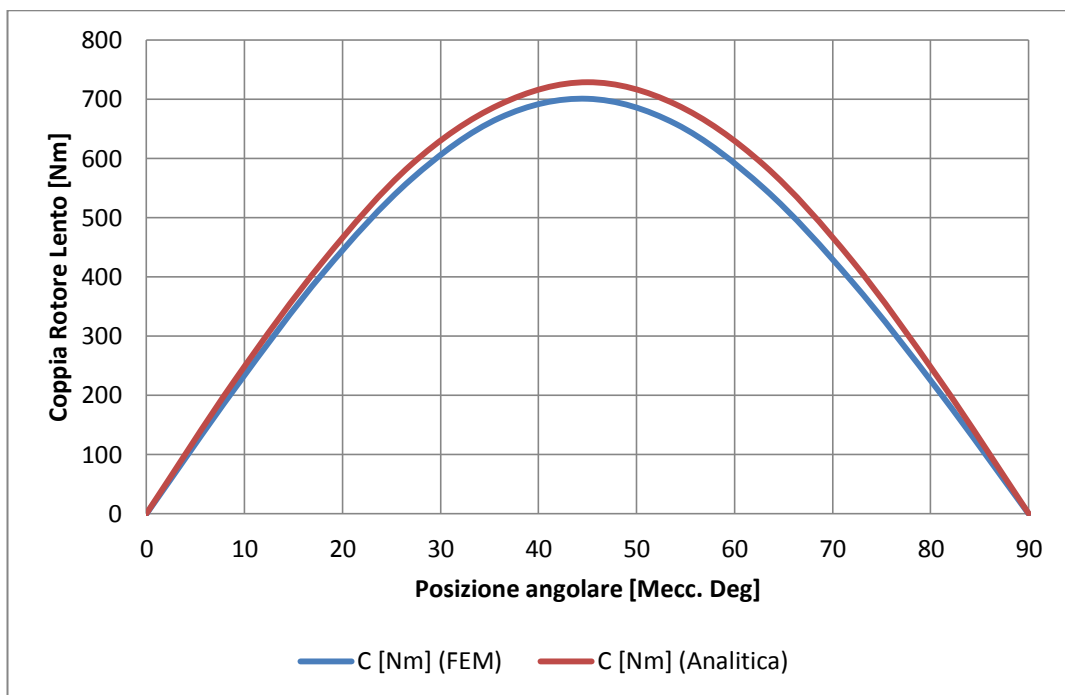


Fig. A.2 - Andamento delle Coppia sul rotore lento al variare della posizione angolare del rotore veloce θ_{rv} , con modulatori e rotore lento fissi

A.2 APPROVVIGIONAMENTO TERRE RARE

In questa parte dell'Appendice, si vuole brevemente trattare l'aspetto più fortemente discusso, che caratterizza le terre rare, ossia l'approvvigionamento di tali materiali. In Europa non esistono grandi giacimenti minerali di terre rare, infatti, oltre il 90% ,Fig. A.3, dei materiali adoperati nell'industria europea è di provenienza extra-UE. La Cina rimane il principale esportatore, anche se nell'ultimo periodo, paesi come Russia, Sud Africa ed Australia hanno iniziato ad incrementare le loro esportazioni, causando un abbassamento dei prezzi. Poiché l'impiego delle terre rare si è diffuso con grande intensità nella tecnologia europea, l'Unione Europea ha deciso nel 2010 di stilare un rapporto annuo riguardante la situazione della domanda ed offerta delle terre rare e altri materiali, ritenuti rari, in Europa e nel mondo. I dati che di seguito saranno esposti ed illustrati sono ricavati dal report successivo del 2014 [55].

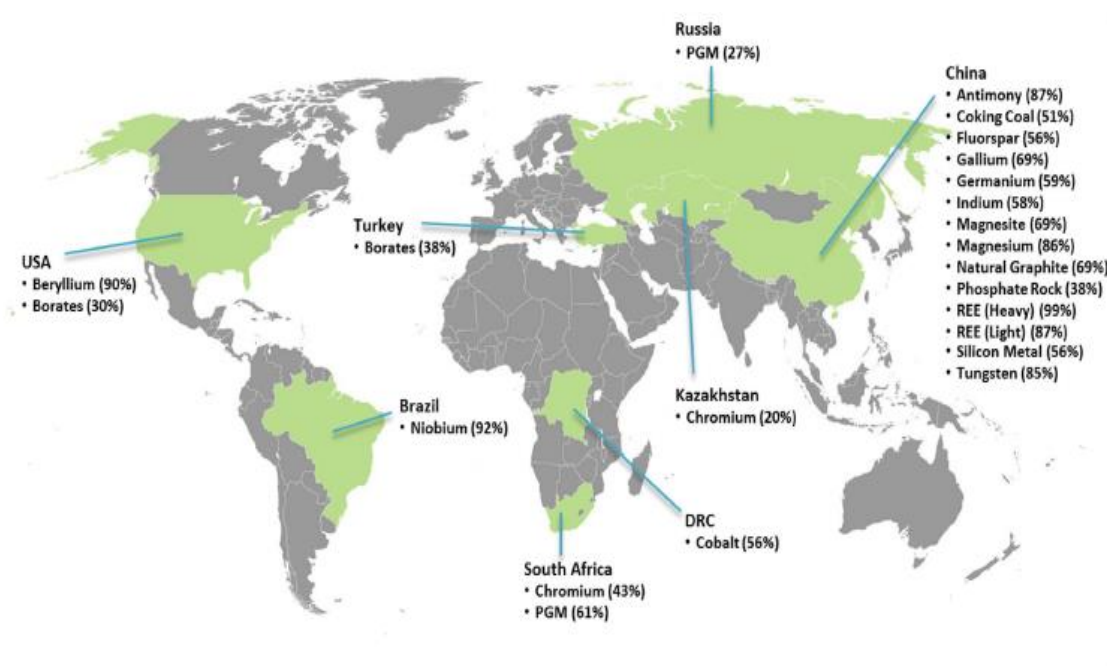


Figura A.3 - Principali Paesi produttori di materiali rari nel mondo [55].

Sempre più paesi europei sono costretti ad accedere al mercato internazionale per l'approvvigionamento di terre rare per la propria industria. Tuttavia questa situazione presenta una serie di criticità, che l'Unione Europea ha considerato nel stilare il suo report. In un mondo globalizzato, in cui l'affermarsi di nuove economie di scala ha "stravolto" gli equilibri geopolitici instauratesi dopo la Conferenza di Yalta e la Guerra Fredda, la possibilità che alcuni paesi emergenti possano usare il loro quasi monopolio minerario per influenzare il prezzo di mercato è molto alto. Infatti, gli stati europei, che sono soggetti ad una volatilità di prezzo molto elevata, rischiano di essere meno competitivi con i loro prodotti, rispetto a questi paesi emergenti, che sono in grado di produrre a costi nettamente inferiori, essendo il materiale primo in loco. Per questo, la UE ha adottato delle politiche che incentivano la ricerca per ottimizzare il consumo di questi materiali. Le terre rare, inoltre, fanno parte della strategia europea del 2020 e molti stati membri, oltre alle direttive comunitarie, hanno adottato delle proprie politiche riguardanti l'ottimizzazione del consumo di terre rare.

Nel Report del 2014 le terre rare, sono suddivise in tre famiglie, riportate nella tabella sottostante Tab. A.1:

Tabella A.1 - Classificazione delle terre rare nei vari Report annuali.[55]

2010 REPORT	2013 REPORT	Rare Earth Elements
Rare Earth Elements	<i>Scandium</i>	<i>Scandium</i>
	<i>Rare Earth Elements – Light (LREE)</i>	<i>Cerium</i>
		<i>Praseodymium</i>
		<i>Neodymium</i>
		<i>Samarium</i>
	<i>Rare Earth Elements – Heavy (HREE)</i>	<i>Europium</i>
		<i>Gadolinium</i>
		<i>Terbium</i>
		<i>Dysprosium</i>
		<i>Erbium</i>
		<i>Yttrium</i>
		<i>Others (Holmium, Thulium, Ytterbium e Lutetium)</i>

Per ciascuna famiglia è stata condotta un'attenta analisi riguardo i rischi di approvvigionamento e la relativa importanza nell'economia europea. I risultati di quest'analisi sono riportati in Fig. A.4. Tale analisi non comprende solo le terre rare, ma anche altri materiali a rischio di approvvigionamento ed è basata su una serie d'indicatori, tra cui quello legato alla possibilità di riciclo del materiale a fine vita. In riferimento a Fig. A.4, si nota che le terre rare, eccetto lo Scandium, rientrano nella zona di criticità insieme a molti altri materiali. Le HREE presentano il livello di rischio più elevato in assoluto.

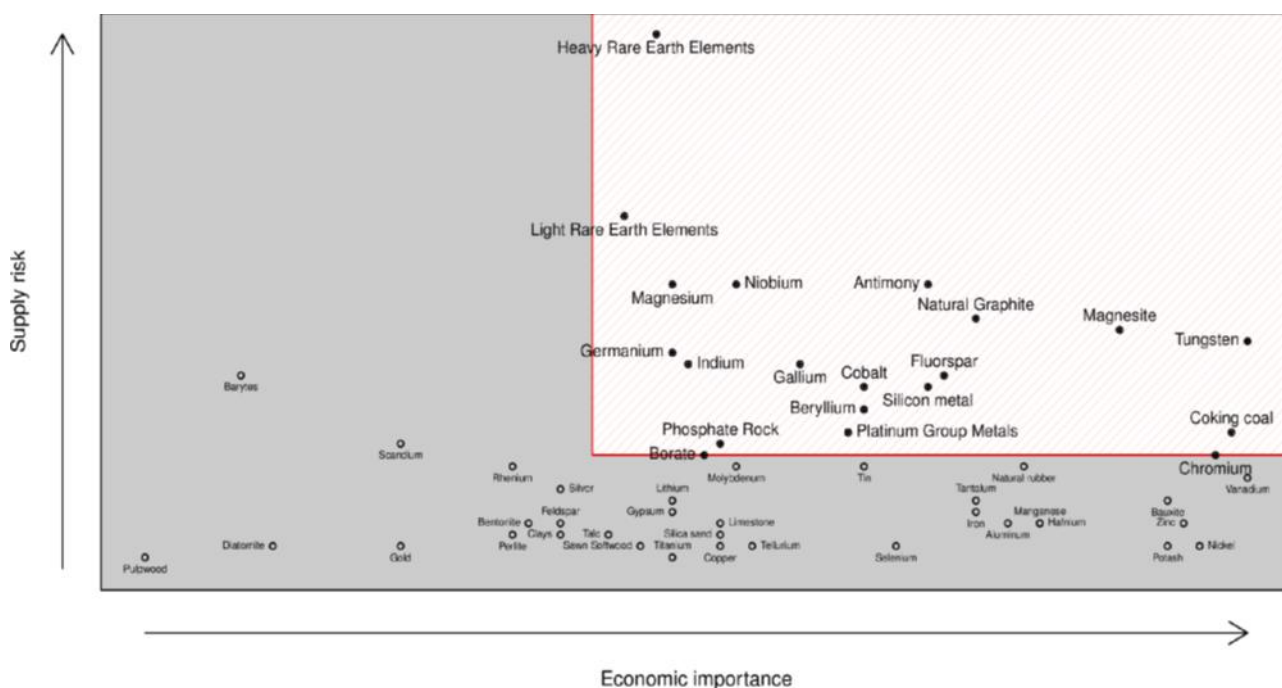


Figura A.4 - Rappresentazione del rischio di approvvigionamento per ogni materiale.[55]

Inoltre si riporta, di seguito, il tasso di crescita medio della domanda di terre rare prevista da 2013 al 2020 nel mercato europeo Fig. A.5:

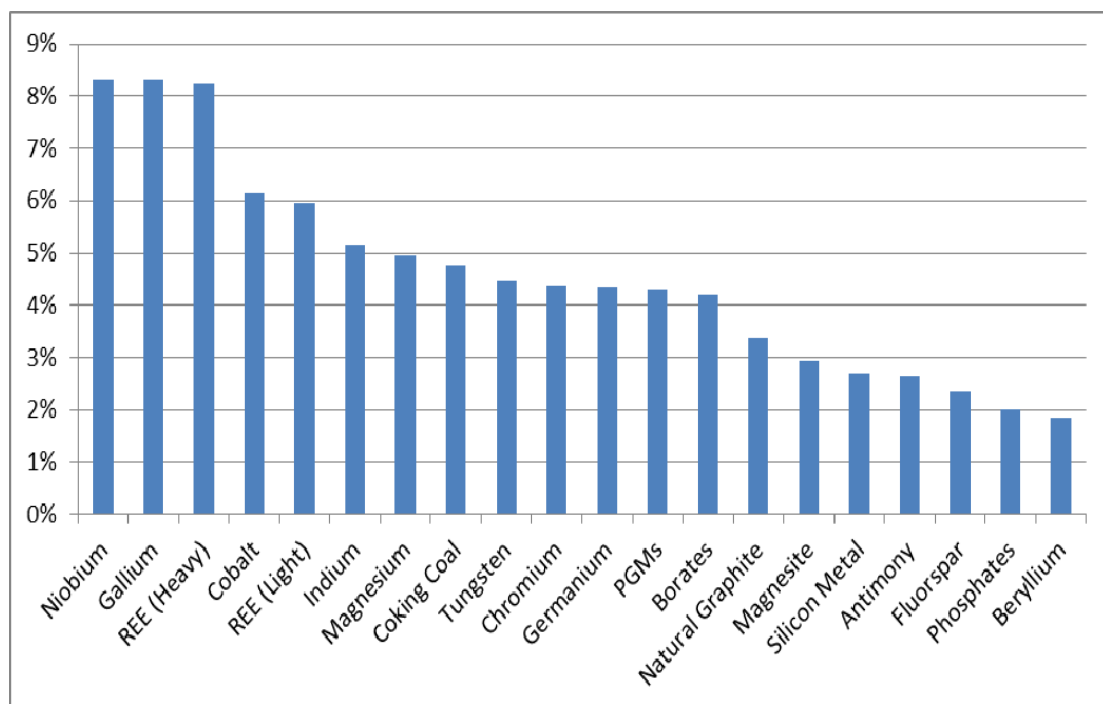


Figura A.5 - Tasso medio di crescita della domanda di materiali rari dal 2013 al 2020.[55]

Da tale grafico emerge, chiaramente che il tasso di crescita annuale della domanda fino al 2020 sarà circa del 7%. Questo valore è una media tra la stima riguardante le HREE (8%) e le LREE (6%). Pertanto la domanda di questi materiali è destinata ad aumentare nei prossimi anni. Questo fattore inciderà negativamente sul prezzo di mercato. Tuttavia, a tal proposito è stata condotta una successiva analisi riguardante la disponibilità di materiale sul mercato sempre nel periodo 2013-2020. I risultati sono elencati in tabella Tab. A.2.

Tabella A.2 - Tabella riassuntiva della disponibilità di materiali rari sul mercato dal 2013 al 2020.[55]

RISK OF DEFICIT	BALANCED MARKET	SURPLUS
<i>Antimony</i>	<i>Beryllium</i>	<i>Borates</i>
<i>Coking Coal</i>	<i>Chromium</i>	<i>Magnesium Metal</i>
<i>Gallium</i>	<i>Cobalt</i>	<i>Natural Graphite</i>
<i>Indium</i>	<i>Fluorspar</i>	<i>Niobium</i>
<i>Platinum Group Metals</i>	<i>Germanium</i>	<i>Light Rare Earth Elements</i>
<i>Heavy Rare Earth Elements</i>	<i>Magnesite</i>	<i>Phosphates</i>
	<i>Tungsten</i>	
	<i>Silicon Metal</i>	

Da questa tabella si riscontra, che per i prossimi 5 anni, si avrà un surplus per quanto concerne la disponibilità sul mercato di terre rare leggere. Questo aspetto è di fondamentale importanza in quanto permetterà una mitigazione sul prezzo, in base ai criteri economici di domanda/offerta. Inoltre con le recenti scoperte di nuovi giacimenti, al di fuori della Cina, è previsto un'ulteriore abbattimento del prezzo. Infatti, ciò renderà possibile svincolare l'attuale prezzo di mercato dal quasi totale monopolio cinese.