

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Sistema elettromagnetico contact-less per la movimentazione di carichi scorrevoli

Relatore: PROF. ANDREA TORTELLA

Laureando: SIMONE BERNASCONI

Matricola: 1182723

Anno accademico 2019/2020

INDICE

SOMMARIO	3
INTRODUZIONE.....	5
OBIETTIVO DELLA TESI.....	7
1. Nozioni generali.....	9
1.1 Principio di funzionamento.....	9
1.2 Materiali magnetici	10
2. Distribuzioni spaziali di induzione	15
3. Descrizione del modello base.....	21
3.1 Implementazione del modello.....	27
3.1.1 Identificazione dello sfasamento di massima forza.....	30
4. Ottimizzazione.....	33
4.1 Determinazione delle prestazioni.....	34
4.2 Valutazioni sul progetto di partenza	37
4.2.1 Effetto modulante.....	39
4.3 Ottimizzazione del magnete cilindrico	43
4.4 Analisi di configurazione.....	46
4.5 Implementazione di un nuovo tipo di magnetizzazione.....	57
4.5.1 Magnetizzazione Halbach per i PML.....	57
4.5.2 Configurazione a quattro coppie polari lineari.....	59
5. Modello con cinque magneti cilindrici	61
6. Doppio convertitore a doppio cilindro	67
6.1 RLMD con guida in SMC.....	68
6.2 RLMD con guida massiccia in acciaio.....	76
7. Valutazione finale sulla configurazione magnetica del dispositivo definitivo	85
8. Analisi perdite	89
8.1 Analisi perdite nel ferro del RLMD con guida in SMC.....	91
8.2 Analisi perdite nel ferro RLMD con guida in acciaio.....	92
9. Azionamento.....	97
CONCLUSIONI.....	113
RINGRAZIAMENTI.....	115
BIBLIOGRAFIA.....	117

APPENDICE119

SOMMARIO

Quello che verrà trattato in questa Tesi riguarda l'analisi di un dispositivo elettromagnetico per la trasmissione del moto contact-less in grado di convertire un moto di tipo rotatorio in uno di tipo lineare andando, nello stesso tempo, anche a convertirne la velocità. I vantaggi dell'ingranaggio magnetico sono diversi, ad esempio la bassa rumorosità, la ridotta richiesta di manutenzione e le perdite basse. Nell'esempio applicativo considerato si vuole in entrata al sistema magnetico un movimento rotazionale ad alta velocità e all'uscita una traslazione a bassa velocità, il tutto senza richiedere alcun contatto interno al dispositivo. L'elaborato si pone di progettare il dispositivo per l'azionamento di carichi, ma più nello specifico di una porta scorrevole, utilizzando il metodo agli elementi finiti con il programma *Ansys Maxwell*©: attraverso analisi parametriche in ambito magnetostatico e dinamico (Transient) è possibile ricercare la geometria ottimale delle varie parti che compongono il convertitore. Dopo una breve introduzione iniziale sul principio di funzionamento, nei capitoli successivi verrà definita una geometria iniziale composta da due cilindri magnetici, da una guida ferromagnetica mobile e da una cremagliera magnetica fissa. Verranno analizzate le configurazioni a partire da quella base eseguendo opportune ottimizzazioni atte alla massimizzazione della forza prodotta e minimizzazione del ripple; si interverrà sul numero dei cilindri magnetici impiegati (2, 4 o 5) sulla definizione di una nuova tecnologia per la magnetizzazione della cremagliera magnetica fissa (quasi Halbach) e anche sulla conformazione dei modulatori ferromagnetici. Infine, per alleviare ulteriormente l'andamento della forza prodotta verrà studiata una configurazione composta da due dispositivi in serie sfasati opportunamente di un determinato angolo. Utilizzando poi metodi analitici e numerici verranno valutate quelle che sono le perdite che hanno sede nel dispositivo, valutando la migliore tecnologia per i materiali impiegati. Pensando poi a quella che è l'applicazione finale si è deciso di definire un modello dinamico per la messa a punto di un azionamento: per quanto sia possibile minimizzare l'oscillazione di forza sarà comunque necessario un controllo affinché il movimento sia fluido e segua un determinato profilo di velocità impostogli: il controllo agirà dunque su un inverter che doserà opportunamente la corrente in ingresso al motore elettrico che produrrà una coppia di rotazione necessaria ai cilindri per il funzionamento del dispositivo magnetico, quest'ultimi accoppiati da una cinghia. Per questa ultima parte si abbandonerà l'analisi agli elementi finiti per concentrarsi sull'uso del software *Matlab Simulink*©.

INTRODUZIONE

La trasmissione del moto tra due o più componenti di un sistema è di importanza rilevante sia in ambito industriale sia in quello domestico e dei trasporti; le attuali tecnologie sfruttano la trasmissione meccanica per adempiere alle varie richieste che possono spaziare dalla movimentazione di cose o persone alla movimentazione di precisione e all'interno di grandi magazzini.

La volontà di voler spostare la trasmissione dall'ambito meccanico a quello magnetico nasce dal fatto di voler ridurre al minimo l'attrito e quindi le perdite, la manutenzione e il rumore, tutte componenti che giocano un ruolo fondamentale quando si parla di trasferimento del moto tra due ruote dentate, tra torchio e cremagliera o semplicemente tra ruota dentata e catena di una motocicletta. In generale dunque i sistemi magnetici dispongono di una grande affidabilità, sicuramente maggiore di quelli meccanici.

Per trasmissione si intende non solo il passaggio di moto tra un oggetto e l'altro ma anche la sua conversione: si pensi alla produzione eolica dove spesso, a causa della bassa velocità di rotazione della pala, viene accoppiato al motore primo un gear-box per attuare una moltiplicazione di giri necessaria se la generazione avviene con macchina asincrona con rotore a gabbia. Un gear-box (o ingranaggio) è spesso composto da più stadi di conversione e questo ne riduce l'efficienza e ne aumenta la rumorosità. Trasmettere il moto significa quindi trasmettere coppia e velocità mantenendo costante la potenza al netto delle perdite. In base al rapporto di trasmissione vi può essere una riduzione o aumento sia di una che dell'altra e tutto questo può avvenire senza alcun contatto meccanico, senza rumore, senza attrito e con il rapporto di trasmissione desiderato attraverso un azionamento contact-less che si serve di magneti permanenti disposti in opportune configurazioni.

Attualmente sono in uso moltiplicatori o riduttori di giri magnetici che si occupano di modificare la velocità di rotazione di un determinato albero motore senza alcun contatto: si tratta quindi di dispositivi formati da rotore esterno ed interno, entrambi composti da magneti permanenti, che trasmettono il moto da un corpo in rotazione ad un altro in rotazione a velocità diversa grazie all'interazione delle forze prodotte.

Solitamente, il passaggio dalla rotazione alla traslazione viene effettuato attraverso l'accoppiamento pignone-ruota dentata (come nel caso dei cancelli) mentre in ambito magnetico e quindi contact-less si può pensare ad una conversione del moto di rotazione ad una determinata velocità in un moto di traslazione a velocità diversa, data dal rapporto di trasmissione scelto: in sintesi, quello che meccanicamente si può fare con gearbox e accoppiamento ruota dentata-cremagliera, può essere effettuato senza contatto da un unico convertitore di moto roto-traslatorio a magneti permanenti che in questa Tesi verrà indicato con l'acronimo RLMC – Rotation to Linear Motion Converter.

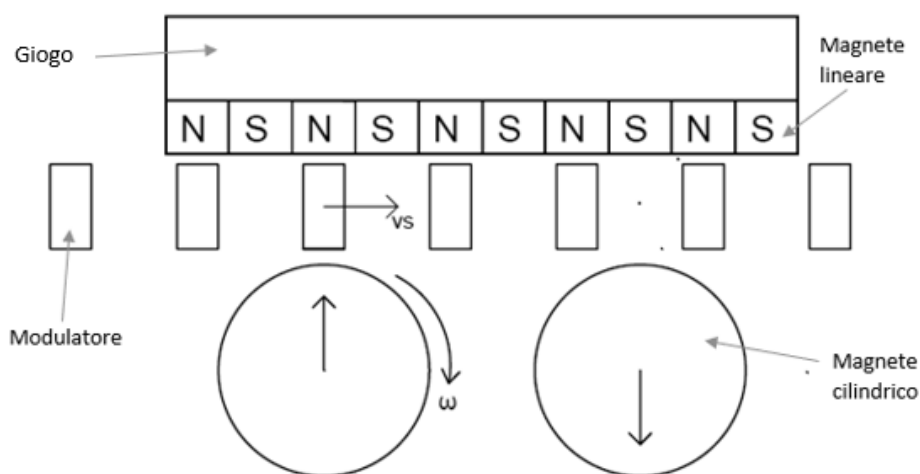


Figura I: Convertitore elettromagnetico di moto roto-traslatorio RLMC – configurazione base

Il principio alla base della trasmissione magnetica è la spinta che si viene a generare grazie alla repulsione delle forze prodotte dai magneti [1].

In *Figura 1* è mostrato il modello base del convertitore roto-traslatorio che verrà utilizzato per la trasmissione di moto contact-less e quindi per la movimentazione dell'anta della porta. I cilindri e i rettangoli N-S sono magneti di tipo permanente. Mentre i cilindri ruotano alla velocità ω imposta da un motore, i magneti lineari rimangono fissi.

Le salienze o modulatori di flusso, grazie all'interazione tra il campo prodotto da i cilindri e quello prodotto dai magneti lineari, si muoveranno ad una determinata velocità v_s proporzionale alla velocità di rotazione ω : sarà dunque questa la guida della porta mentre i magneti cilindrici rotanti e i magneti lineari fissi saranno fissati al cassone dell'azionamento.

Questo sistema si propone quindi di eliminare il contatto che si ha nella trasmissione meccanica e anche di ottenere con un solo convertitore due azioni:

- Una riduzione di velocità tra quella periferica dei cilindri e quella traslante delle salienze – questo per avere la possibilità di alzare Ω del motore, per garantirne le piccole dimensioni, senza compromettere l'applicazione della movimentazione poiché una velocità della porta troppo elevata causerebbe problemi sia in termini di sollecitazioni meccaniche sia in termini di sicurezza di cose o persone che devono oltrepassare la corsa dell'anta.
- Il passaggio dal moto rotatorio a quello traslatorio senza dover optare per il più classico accoppiamento torchio-dentiera, tipico dei cancelli, di scarsa efficienza.

Al fine di capire al meglio quelli che possono essere gli ambiti applicativi del dispositivo, sono necessarie alcune considerazioni:

- Modificando opportunamente la configurazione, è possibile modificare il rapporto di trasmissione: un piccolo rapporto di trasmissione permetterebbe di ottenere piccoli spostamenti lineari con rotazioni ampie e quindi di più facile controllo.
- Se per qualunque motivo, durante la corsa il carico scorrevole incontrasse qualche ostacolo, se privo di fotocellule, l'ingranaggio non si incepperebbe come nel caso dei sistemi a cremagliera meccanica a cinghia ma continuerebbe la corsa una volta liberato dall'intralcio: alta affidabilità.
- La trasmissione attuata nel dispositivo, essendo priva di contatti, è poco soggetta a danneggiamenti; per quanto riguarda motore e convertitore che dovranno imprimere il movimento ai cilindri, invece, la manutenzione è quella di routine. La scarsa manutenzione consente l'installazione del dispositivo in posizioni difficilmente raggiungibili per la movimentazione di qualsiasi carico scorrevole.
- Dimensionando opportunamente i magneti in modo tale da ricavare una forza verticale che agisce sulle salienze, è possibile ottenere una levitazione del carico, eliminando ogni possibile attrito meccanico. Per far sì di avere levitazione è necessaria una forza verticale di circa sette volte quella orizzontale. Nel computo dell'elaborato, questo aspetto non è stato considerato poiché l'anta della porta poggerà su una guida.
- Possibilità di avere conversione da moto lineare a rotatorio e viceversa: pensando a quest'ultima modalità, un'idea potrebbe essere quella della conversione del moto oscillatorio delle onde del mare (quindi movimento traslatorio verticale) in moto rotatorio ai cilindri che saranno collegati ad un generatore.
- In caso di sovraccarico alle salienze (o ai cilindri in caso di funzionamento inverso) si presenterebbe solo una situazione di slittamento dei magneti che quindi evita le grandi sollecitazioni meccaniche che possono venire a verificarsi un normale ingranaggio meccanico.
- Non sono necessarie lubrificazioni in quanto non vi è contatto meccanico.

Viste le considerazioni fatte le applicazioni possono essere molteplici:

- ✓ Movimentazione di precisione.
- ✓ Movimentazione di carichi in grandi magazzini.
- ✓ Azionamento di porte scorrevoli ad alto numero di cicli giornaliero, ad esempio centri commerciali e ospedali.
- ✓ Azionamento di porte scorrevoli in ambiente speciale, come l'ospedale, dove non vi deve essere rischio di inceppamento.
- ✓ Possibile uso in sistemi a levitazione.
- ✓ Sistemi di trasporto a bassa capacità dove è richiesta una bassa velocità ma una alta coppia, come ad esempio nei sistemi di trazione ad alta pendenza.

OBIETTIVO DELLA TESI

Questa tesi si propone di introdurre al lettore il funzionamento di un dispositivo contact-less per la trasmissione del moto – convertitore di moto roto-traslatorio (RLMC – Rotation To Linear Motion Converter) – e successivamente il suo dimensionamento e azionamento per l'applicazione della movimentazione di una porta scorrevole.

Porte scorrevoli di supermercati, ospedali ma anche di capannoni industriali possono essere azionate da questo dispositivo con il vantaggio di avere una scarsa rumorosità, assenza di lubrificazioni e attrito basso o nullo che comporta sollecitazioni irrisorie e quindi una bassissima richiesta di manutenzione (onere maggiore nel caso della trasmissione meccanica). A seconda dei materiali utilizzati, l'applicazione di questo sistema innovativo trova vantaggi anche di tipo economico.

Quello che ci si pone di ricavare dalle analisi sulla configurazione magnetica è un dispositivo come quello mostrato in *Figura 1* in grado di esercitare una determinata forza richiesta alle salienze e quindi all'anta della porta rispettando però obiettivi e vincoli i quali possono essere di oscillazione della stessa e buono sfruttamento del magnete utilizzato; per adempiere alle richieste si andrà a modificare la conformazione del sistema anche andando a cambiare il numero dei componenti utilizzati: potrà variare il numero dei cilindri utilizzati, il numero delle coppie polari lineari e quello delle salienze; non ultima, verrà considerato l'utilizzo di più di convertitori disposti in serie.

Sarà necessaria poi una valutazione di quelle che sono le perdite che han sede nel dispositivo in questione: essendo un attuatore queste non sono di primaria importanza ma comunque non dovranno essere elevate.

Infine, verrà richiesto al controllo di far seguire all'anta un determinato profilo di velocità e/o posizione per adempiere ai requisiti dell'ambito applicativo: chiaramente il movimento del carico in generale dovrà essere fluido e rispettante dei diversi canoni dipendenti dall'installazione.

Per far sì di raggiungere gli obiettivi preposti saranno necessarie diverse analisi sia con metodi numerici attraverso i programmi FEM Ansys Maxwell e Matlab Simulink, sia con metodi analitici.

1. Nozioni generali

1.1 Principio di funzionamento

Per esporre al meglio l'azione magnetica e quindi il principio di funzionamento del modello che vogliamo dimensionare, si decide di passare per il campo delle macchine elettriche rotanti il cui funzionamento può anche essere considerato come un'interazione tra i due campi magnetici rispettivamente di statore e di rotore: l'azione della macchina è il risultato di questi due campi che cercano di allinearsi tra loro. La produzione di coppia e quindi di movimento del rotore (nel caso di un motore) ha luogo solo se le coppie polari dello statore sono in ugual numero a quelle del rotore.

Ora, anziché avere uno statore fisso e un rotore mobile, si ipotizza di avere due rotori, uno interno ed uno esterno, separati da un traferro (air gap) in modo tale da ottenere un ingranaggio magnetico: i due rotori ruoteranno quindi sullo stesso asse e alla stessa velocità. Se si volesse ottenere una riduzione o una moltiplicazione di velocità tra le due parti rotanti il numero di coppie polari del rotore esterno dovrà essere diverso da quello del rotore interno, andando però ad eliminare la possibilità di produzione di coppia; per questo motivo, nel traferro tra i due rotori risulta necessario l'inserimento di un modulatore magnetico, formato da un numero definito di salienze ferromagnetiche alternate a spazi d'aria, che andrà ad adeguare le polarità dello statore a quelle del rotore. [2,3]

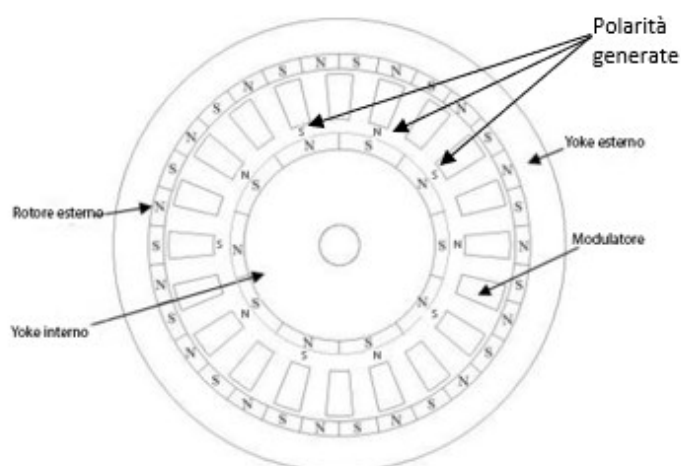


Figura 1.1: ingranaggio magnetico coassiale

Grazie all'azione di queste salienze, nel traferro interno si vengono a creare lo stesso numero di coppie polari presenti sul rotore interno, consentendo la trasmissione di una coppia diversa da 0 in grado di trasmettere il moto a diverse velocità: sarà il rapporto di trasmissione a definirne il rapporto.

In *Figura 1.1* si può notare come i modulatori ferromagnetici riescano a ricreare nel gap interno le polarità N-S, sia cortocircuitando le linee di flusso tra magnete nord e sud, sia incanalandole verso il rotore interno.

1.2 Materiali magnetici

Per poter avere tutte le informazioni necessarie affinché venga presa una decisione corretta su quelli che sono i materiali da impiegare, è necessario ricorrere a considerazioni sulle problematiche di un ingranaggio magnetico: i problemi maggiori derivati dall'azione di questi dispositivi sono le perdite nel ferro e per correnti parassite:

- Perdite nel ferro di yoke e modulatori legate all'isteresi magnetica, alle correnti parassite circolanti nei pezzi ferromagnetici e alle perdite per eccesso.
- Perdite legate alle correnti parassite nei magneti, se questi hanno una conducibilità.

Le perdite per correnti parassite nei materiali ferromagnetici possono essere ridotte utilizzando materiali laminati o sintetizzati SMC – polvere stampata formata da granelli isolati da una resina e pressati tra loro – che non permettono o comunque riducono al minimo la conduzione di corrente.

Per quanto riguarda i magneti, la ferrite ha buone qualità atte a ridurre al minimo le perdite per eddy currents.

La scelta del materiale per i modulatori e i gioghi avviene dopo aver analizzato il comportamento del modello con l'analisi agli elementi finiti (Finite Elements Method – FEM): da qui, in base al valore dell'induzione e dalle frequenze di lavoro, si potrà decidere se usare differenti materiali.

La composizione del magnete, in questo lavoro, è scelta all'inizio. Un magnete è generalmente costituito da uno dei seguenti tipi di materiale:

- Terre non rare
 - o Alluminio-Nichel-Cobalto (Alnico)
 - o Ferrite
- Terre rare
 - o Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB): lega che ha il vantaggio di avere un'alta densità di flusso residua (B_r) e un grande prodotto di massima energia (BH_{max}) che è l'energia magnetica massima che può essere immagazzinata in un magnete; come contro ha una bassa temperatura di Curie oltre la quale si smagnetizza.
 - o Samario-Cobalto (SmCo): lega che ha il vantaggio di avere un'alta coercitività (campo magnetico inverso richiesto per la smagnetizzazione) e una buona stabilità a temperature diverse; come contro, trattandosi di una terra rara, ha una relativamente debole intensità di campo magnetico.

Vi è una differenza sostanziale tra i magneti permanenti in terra rara e non rara ed è quella che i PM (Permanent Magnet) in terra rara possono produrre un campo magnetico molto più forte rispetto a quello prodotto da magneti in terra non rara.

In *Tab. 1.1* sono riportate le caratteristiche dei 4 materiali magnetici: vi sono range di valori poiché le caratteristiche dipendono dalla temperatura, dagli standard scelti e dalla composizione specifica della lega. [4]

Materiali	B_r [T]	BH_{max} [kJ/m ³]	H_c [kA/m]	T_c [°C]
AlNiCo	0.72-1.35	28-60	50-150	810-860
Ferrite	0.2-0.4	10-40	120-300	450
NdFeB	1.030-1.430	199-398	764-2000	310
SmCo	0.81-1	110-190	600-2000	700-850

Tab. 1.1: Caratteristiche materiali magnetici

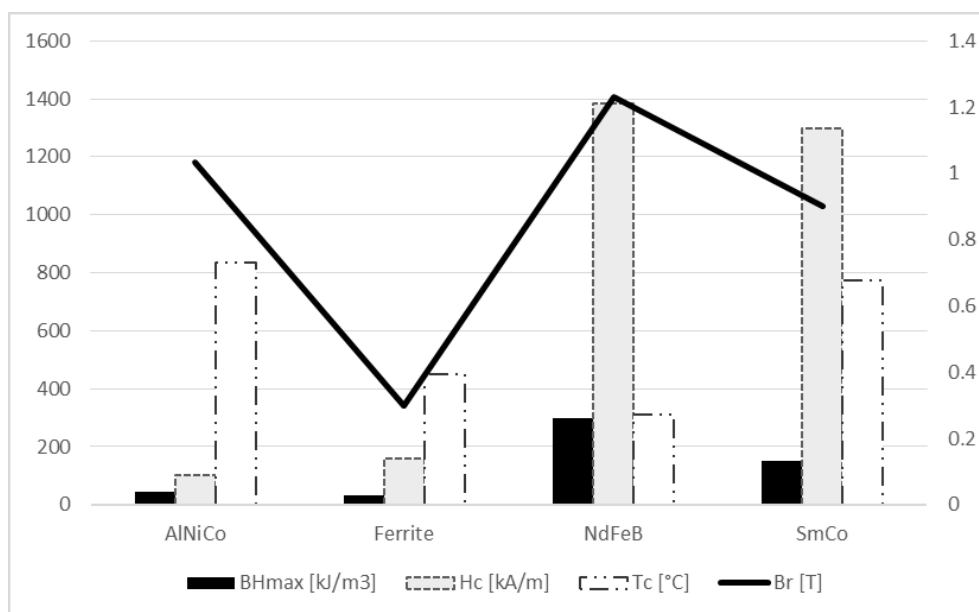


Figura 1.2: Caratteristiche materiali magnetici

Nella *Figura 1.2* sono invece rappresentate le caratteristiche medie dei magneti; la caratteristica B_r si riferisce all'asse destro del grafico.

Dall'analisi agli elementi finiti di un **modello di ingranaggio magnetico coassiale** [4] si possono ricavare importanti parametri, uno su tutti la densità di coppia, la quale è molto importante poiché definisce la coppia riproducibile per unità di volume di magnete: è chiaro che una densità di coppia più elevata comporta un minor uso di materiale e quindi un minor costo d'investimento. Valutando la *Figura 1.3* si vede come a parità di dimensioni e prestazioni dell'ingranaggio è possibile osservare che la densità di coppia più elevata è attribuita al NdFeB, seguita poi dal SmCo; valori inferiori, rispettivamente di 10 e 20 volte, appartengono ad AlNiCo e Ferrite. Ai fini dell'analisi della densità di coppia appare evidente come le terre rare siano scelte privilegiate nella costruzione di macchine e ingranaggi magnetici, ma da tenere in considerazione c'è anche la questione del costo del materiale: le terre rare hanno un costo elevato (seppur in diminuzione da qualche anno) poiché anche se presenti in quantità relativamente abbondanti sulla crosta terrestre, sono di difficile estrazione; elementi come Ferro e Alluminio, invece, sono i più economici.

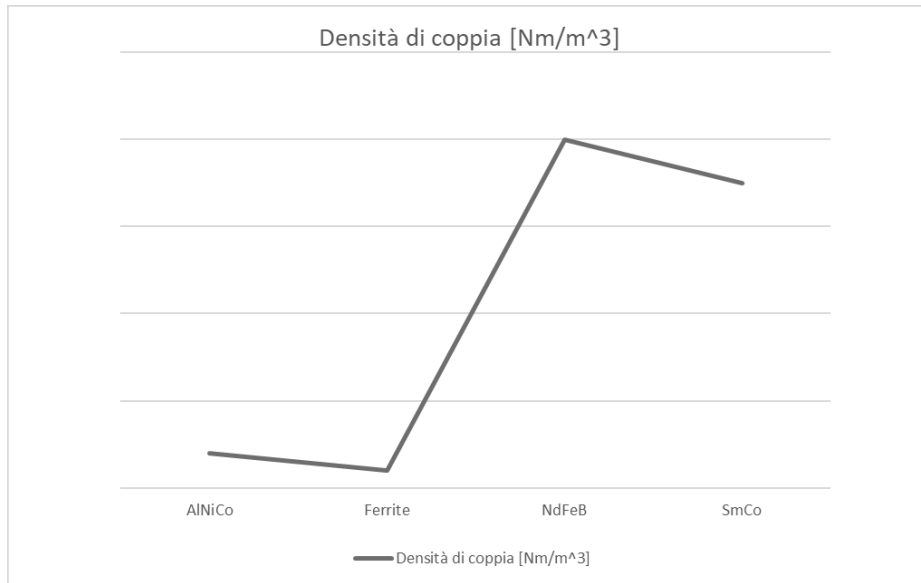


Figura 1.3: densità di coppia dei magneti

Si rappresentano nelle *Figura 1.4 e 1.5* quelli che sono gli andamenti di prezzo nell'ultimo anno (2019-2020) dei due materiali magnetici più costosi, Neodimio e Cobalto. [5]



SOURCE: TRADINGECONOMICS.COM

Figura 1.4: Andamento prezzo Nd nell'anno 2019/2020 – prezzi riferiti al 09/09/20 in CNY/ton

Vi è da segnalare un aumento del prezzo del 25.69% rispetto a inizio 2020.

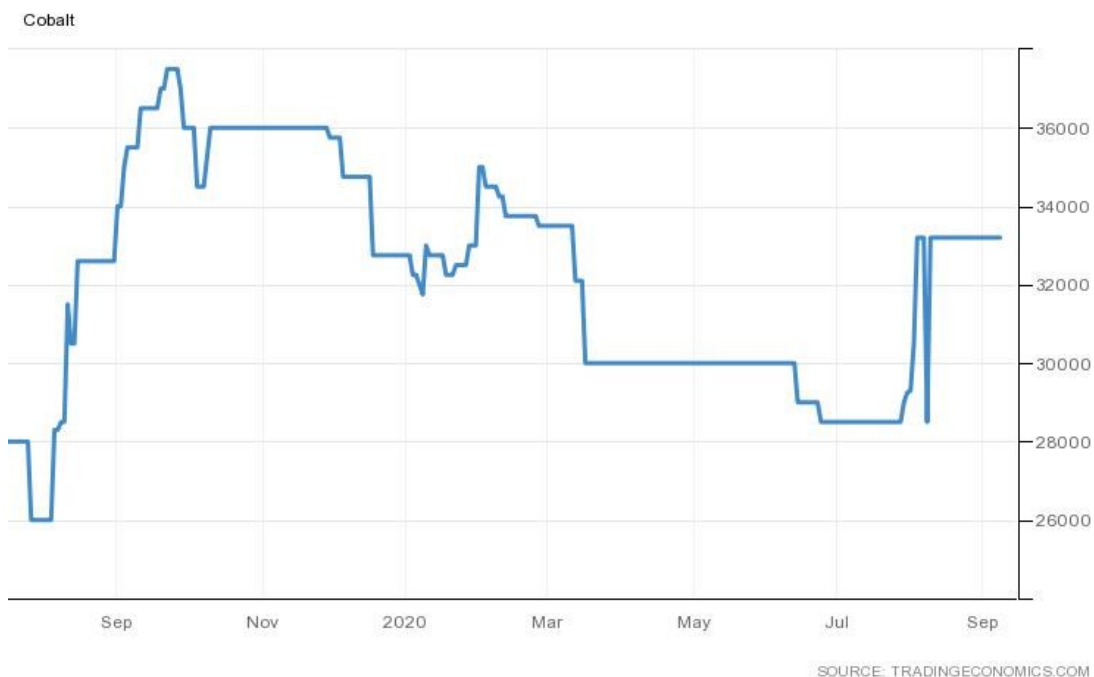


Figura 1.5: Andamento prezzo Co nell'anno 2019/2020 – prezzi riferiti al 09/09/20 in USD/T.

Per quanto riguarda il cobalto, le variazioni di prezzo sono state più contenute con un aumento rispetto a inizio 2020 del 1.37%.

Nella *Tab. 1.2* sono presentati i prezzi in dollari per ogni elemento che compone i magneti mentre nella *Figura 1.6* vi è una rappresentazione dei prezzi in percentuale rispetto al valore più alto ovvero quello del Neodimio (il prezzo del Renio è stato tolto dalla rappresentazione in quanto avrebbe reso irrilevanti le differenze di prezzo tra gli altri elementi; quest'ultimo è utilizzato solo in piccolissima parte nella costruzione di un magnete in NdFeB).

<i>Elemento</i>	<i>Prezzo [Dollari/kg]</i>	<i>Magnete</i>
<i>Al</i>	1.79	ALNiCo
<i>Co</i>	33.5	ALNiCo, SmCo
<i>Nd</i>	74.44	NdFeB
<i>Cu</i>	6	SmCo
<i>Re</i>	3010-4150	NdFeB
<i>Ni</i>	14.85	ALNiCo
<i>Sm</i>	17.22	SmCo
<i>B</i>	3.68	NdFeB
<i>Fe</i>	0.13	NdFeB, Ferrite

Tab. 1.2: Prezzi elementi – settembre 2020 per Fe, Co, Nd; gennaio 2020 per i restanti – via tradingeconomics.com

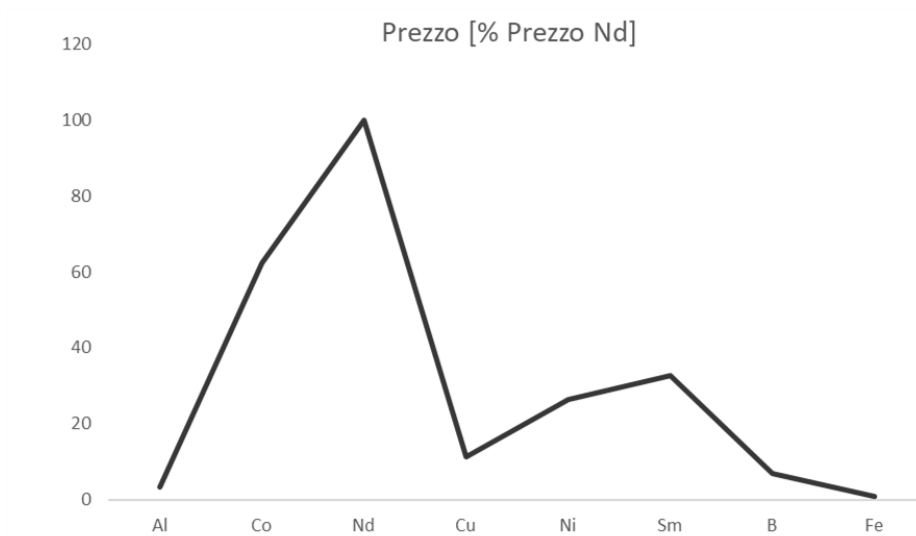


Figura 1.6: Prezzi elementi in percentuale rispetto al prezzo del Neodimio

Appare evidente come, dal punto di vista economico, sia più conveniente usare magneti in ferrite: un magnete in NdFeB con buona qualità attrattiva viene a costare circa 100 euro al kg, la ferrite poco più di 50 centesimi. Per contro, come visto sopra, questi ultimi dispongono di una bassa densità di coppia. Le terre rare (SmCo e NdFeB) vengono utilizzate in campo industriale per grandi applicazioni, per l'automotive elettrico e ovunque sia richiesta un'alta densità di flusso di campo magnetico e di coppia. Le terre non rare, in particolare la Ferrite, dato il costo molto basso, vengono utilizzate per piccole installazioni domestiche, civili e industriali ove l'utilizzo di un magnete "pregiato" comporterebbe un costo che non verrebbe ripagato dall'applicazione.

Per questa ragione, per il modello in discussione in questa tesi riguardante l'azionamento di una porta scorrevole, si è deciso di utilizzare un magnete in Ferrite con $B_r=0.4T$.

2. Distribuzioni spaziali di induzione

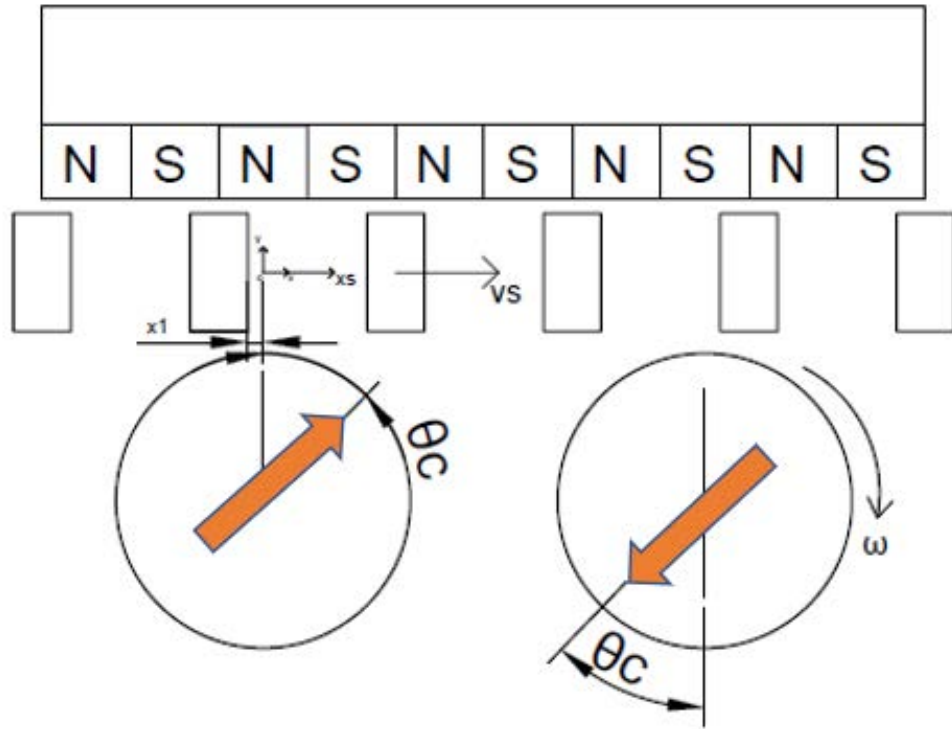


Figura 2.1: Modello RLMC di riferimento

Partendo da un modello di riferimento [6] riportato in *Figura 2.1* si procede con la definizione di quello che è il **rapporto di trasmissione**, di particolare importanza poiché definisce il rapporto tra la velocità in uscita ed in ingresso al convertitore. Dato che il movimento delle salienze sarà dato dall'interazione dei campi prodotti dai magneti lineari fissi e da quelli prodotti dai magneti cilindrici rotanti, il rapporto di trasmissione G sarà dato da:

$$G = \frac{v_s}{v_c} \quad (2.1)$$

con v_c velocità periferica dei cilindri e quindi

$$v_c = \omega \cdot r_c \quad (2.2)$$

In *Figura 2.1* sono anche riportati i vettori spostamento delle varie parti in movimento rispetto al punto 0: punto di allineamento tra la magnetizzazione nord del cilindro, la magnetizzazione nord del magnete lineare e l'asse della salienza.

Come detto nel capitolo precedente, il numero di salienze n_s dovrà essere scelto in modo tale da ottenere, nei due traferri, due distribuzioni di campo magnetico che avranno componenti con lo stesso numero di poli e che si muovano alla stessa velocità.

Le salienze non sono altro che dei modulatori di campo perché modulano il contributo armonico delle due parti quali cilindri rotanti e magneti fissi; esse dovranno quindi essere caratterizzate da una buona permeabilità magnetica μ .

$$B = \mu \cdot H \quad (2.3)$$

Il numero delle coppie polari della distribuzione di campo magnetico viene così a definirsi [7]

$$p_{c,m,k} = |m \cdot p_c + k \cdot n_s| \quad (2.4)$$

$$p_{L,m,k} = |m \cdot p_L + k \cdot n_s| \quad (2.5)$$

con c ed L che indicano la parte inerente ai cilindri e quella inerente alla parte lineare, m si riferisce al numero di armonica dispari della distribuzione di induzione e $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm \infty$; n_s , ovvero il numero di salienze, indica il numero di modulatori che devono essere sempre presenti sotto la lunghezza data dai magneti lineari l_m . Il termine $k \cdot n_s$ è dato dall'azione modulante delle salienze.

Poiché n_s entra nella definizione del numero di coppie polari della distribuzione spaziale di campo, dovrà aver valore ben definito per far sì che vi sia interazione tra i campi prodotti dalle due componenti magnetiche: il numero di coppie polari della distribuzione prodotta dai cilindri (PMC) dovrà uguagliare il numero di coppie polari prodotte dai magneti lineari (PML) e influenzata dal modulante (M), mentre il numero di coppie polari prodotte dalla distribuzione inerente ai PML dovrà essere uguale al numero di coppie polari prodotte dalla distribuzione di PMC influenzata da M . Sarà quindi

$$\begin{cases} p_{c,m,k} = m \cdot p_L \\ p_{L,m,k} = m \cdot p_c \end{cases} \quad (2.6)$$

sarà quindi k a dover assumere quel determinato valore atto a soddisfare l'equazione. Ragionando nel gap 1, ovvero quello tra PML e salienze¹:

$$|m \cdot p_c + k \cdot n_s| = m \cdot p_L \quad (2.7)$$

Sviluppando il valore assoluto:

¹ Come da metodo intrapreso da F. Saracino in "Convertitore elettromagnetico di moto roto-traslatorio per il trasporto a bassa capacità" (UniPd, 2014 [8])

$$\begin{cases} m \cdot p_c + k \cdot n_s = -m \cdot p_L \\ m \cdot p_c + k \cdot n_s = m \cdot p_L \end{cases} \quad (2.8)$$

Si hanno due soluzioni:

$$\begin{cases} n_s = m \cdot \frac{p_L + p_c}{-k} & \text{per } k < 0 \\ n_s = m \cdot \frac{p_L - p_c}{k} & \text{per } k > 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

considerando sempre il numero di coppie polari lineari maggiore di quello delle coppie polari cilindriche così da ottenere una riduzione di velocità e quindi un rapporto di trasmissione minore di 1. Le equazioni riportate in (2.9) sono valide per quei valori di k poiché n_s deve avere valore positivo per avere significato fisico.

Le velocità di distribuzione spaziale di induzione nei due traferri sono di particolare importanza per la trasmissione di movimento, poiché sarà questa a definire il rapporto di trasmissione tra ingresso e uscita del convertitore.

Considerando il funzionamento del dispositivo, ovvero:

- Magnetici cilindrici rotanti
- Magnetici lineari fissi agganciati al giogo
- Guida traslante sulla quale verrà agganciata l'anta della porta

si possono scrivere le seguenti relazioni sulle velocità di distribuzione dell'induzione di campo:

- Per quanto riguarda i magneti lineari

$$v_{L,m} = m \cdot p_L \cdot v_L \quad (2.10)$$

con v_L velocità della cremagliera.

- Per quanto riguarda i magneti cilindrici

$$v_{c,m} = m \cdot p_c \cdot v_c \quad (2.11)$$

con v_c velocità periferica dei cilindri.

Le salienze, come nel caso del numero delle coppie polari, modificano le velocità di queste distribuzioni di campo e dovrà quindi risultare:

$$v_{c,m,k} \cdot (m \cdot p_c + k \cdot n_s) = m \cdot p_c \cdot v_c \quad (2.12)$$

$$v_{L,m,k} \cdot (m \cdot p_L + k \cdot n_s) = m \cdot p_L \cdot v_L \quad (2.13)$$

con primo membro a sinistra dell'equazione la velocità della distribuzione di campo influenzata dall'azione modulante delle salienze. I termini dovranno essere uguagliati in modo tale che il campo prodotto dai cilindri abbia velocità v_L nel gap1, mentre il campo prodotto dai magneti lineari abbia velocità v_c nel gap2 [8, 9] (2.14).

$$\begin{cases} v_{c,m,k} = \frac{m \cdot p_c}{m \cdot p_c + k \cdot n_s} \cdot v_c = v_L & \text{in g1} \\ v_{L,m,k} = \frac{m \cdot p_L}{m \cdot p_L + k \cdot n_s} \cdot v_L = v_c & \text{in g2} \end{cases} \quad (2.14)$$

Dato che l'anta della porta verrà agganciata alla guida composta dalle salienze, sarà quest'ultima a traslare e quindi a muoversi. Con la guida in movimento alla velocità v_s e la cremagliera magnetica fissa ($v_L = 0$) si ottiene la seguente relazione:

$$v_{c,m,k} = \frac{m \cdot p_c}{m \cdot p_c + k \cdot n_s} \cdot v_c + \frac{k \cdot n_s}{m \cdot p_c + k \cdot n_s} \cdot v_s = v_L = 0 \quad (2.15)$$

per quanto riguarda il gap1.

$$v_{L,m,k} = \frac{m \cdot p_L}{m \cdot p_L + k \cdot n_s} \cdot v_L + \frac{k \cdot n_s}{m \cdot p_L + k \cdot n_s} \cdot v_s \quad \text{e quindi} \quad (2.16)$$

$$\frac{k \cdot n_s}{m \cdot p_L + k \cdot n_s} \cdot v_s = v_c$$

per quanto riguarda il gap2.

La velocità d'ingresso del dispositivo sarà quella di rotazione dei cilindri (periferica), mentre quella d'uscita sarà data dalla velocità di traslazione delle salienze e quindi della guida; la cremagliera, come detto, è fissa.

Il rapporto di trasmissione viene così definito [10]:

- Dalla (2.17)

$$G = \frac{v_s}{v_c} = -\frac{m \cdot p_c}{k \cdot n_s} \quad (2.17)$$

- Dalla (2.18)

$$G = \frac{v_s}{v_c} = \frac{m \cdot p_L + k \cdot n_s}{k \cdot n_s} = -\frac{m \cdot p_c}{k \cdot n_s} \quad (2.18)$$

dato che $|m \cdot p_L + k \cdot n_s| = m \cdot p_c$.

Da entrambe le relazioni, ovviamente, si ottiene lo stesso rapporto di trasmissione.

Il valore di k quindi, andrà a definire la direzione di movimento delle salienze:

- Se $G > 0$ si avrà v_s concorde a v_c
- Se $G < 0$ si avrà v_s discorde a v_c

Volendo mantenere concordi le velocità per una questione di semplicità d'azionamento, il rapporto di trasmissione dovrà essere positivo: k dovrà quindi essere negativo. Se k fosse 0 non ci sarebbe alcuna azione modulante e la velocità della distribuzione spaziale di campo prodotta dai cilindri eguaglierebbe quella prodotta dai magneti lineari

Infine, il numero delle salienze viene così definito: dalla (2.8) definita per k negativo, si impongono $k = -1$ e $m = 1$ così da considerare solo la componente fondamentale:

$$n_s = p_L + p_c \quad (2.19)$$

3. Descrizione del modello base

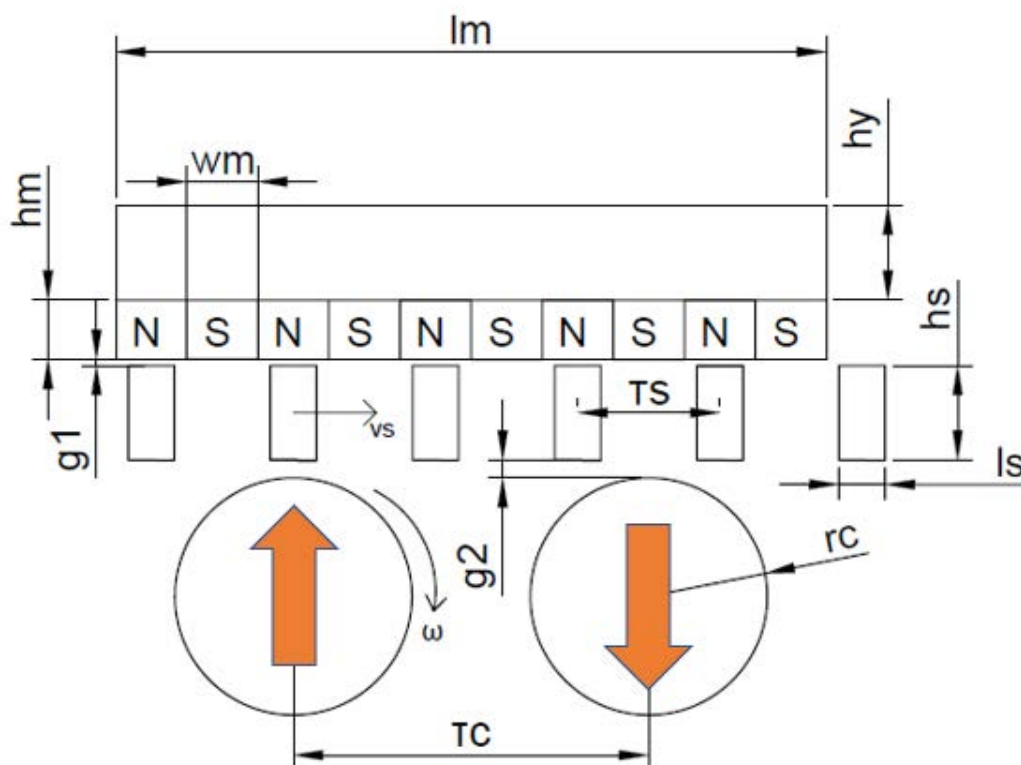


Figura 3.1: RLMC

In *Figura 3.1* è riportato lo schema del convertitore di partenza che sarà ricostruito digitalmente attraverso il programma Ansys Maxwell con cui è possibile effettuare l'analisi agli elementi finiti. Le frecce interne ai cilindri ne indicano la magnetizzazione.

L'analisi agli elementi finiti (FEM) è una pratica largamente utilizzata nel campo delle macchine elettriche per la soluzione delle equazioni di Maxwell: nel campo elettrico viene utilizzata per la risoluzione al computer di equazioni differenziali così da adempiere a determinate richieste quali possono essere, nel nostro caso, l'ottimizzazione di un convertitore piuttosto che quella di una macchina sincrona. In questa tesi, il programma verrà utilizzato prima per l'ottimizzazione della geometria del dispositivo, poi per una valutazione di quelle che possono essere le sue perdite.

Per definire la geometria del dispositivo deve essere fissato il passo polare dei cilindri τ_c (e quindi la lunghezza totale l_m) che è il parametro secondo il quale vengono definiti tutti gli altri. Il campo prodotto dai magneti cilindrici traslerà ad una velocità v_c e nel periodo di rotazione T_c percorrerà una distanza $2 \cdot \tau_c$; il capo rotante, invece, ruoterà ad una velocità ω_c e nello stesso periodo di rotazione T_c percorrerà $2 \cdot \pi$ radianti. Seguirà quindi la relazione (3.1)

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_c} = \frac{2 \cdot \tau_c}{v_c} \quad (3.1)$$

Per avere sempre la stessa interazione tra i cilindri e salienze dovrà esserci una **condizione di sincronizzazione** ovvero una condizione per la quale i due movimenti sono correlati tra loro: questo verrà spiegato meglio in seguito. Dovendo mantenersi questa condizione, le velocità di cilindri e salienze dovranno avere valori per i quali la frequenza di rotazione eguagli quella di traslazione delle salienze (3.2)

$$\frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{v_s}{\tau_s} \quad (3.2)$$

Quindi:

$$\omega_c = v_s \cdot \frac{2\pi}{\tau_s} \quad (3.3)$$

Allora, dalla (3.1), il passo polare dei cilindri τ_c può essere espresso come:

$$\tau_c = v_s \cdot \pi \cdot \frac{1}{G \cdot \omega_c}^2 \quad (3.4)$$

con $v_c = G^{-1} \cdot v_s = n_s \cdot v_s$. Dalla (3.4) si vede come una volta fissati i parametri di progetto si possa ricavare il valore di τ_c . La velocità del motore (e di conseguenza il τ_c) potrà essere comunque variata agendo sul comando di quest'ultimo attraverso un inverter.

Per quanto riguarda il modello di partenza, vengono definiti gli input di progetto in *Tab. 3.1*

$v_s \left[\frac{m}{s} \right]$	0.5
$\Omega [rpm]$	2400
$G = 1/n_s$	1/6

Tab. 3.1: input di progetto modello di partenza

La lunghezza totale del dispositivo sarà pari a

$$l_m = 2 \cdot p_c \cdot \tau_c \quad (3.5)$$

La lunghezza totale del convertitore andrà ad influenzare quella dei magneti lineari e quindi il loro passo polare τ_L

² Supposta la relazione di sincronismo tra traslazione e rotazione.

$$\tau_L = \frac{l_m}{2 \cdot p_L} = \frac{\tau_c}{p_L} \quad (3.6)$$

Quindi sarà il numero di coppie polari scelto per i magneti lineari a definire il passo polare.

La definizione della lunghezza massima permette di ricavare anche la periodicità con cui si susseguiranno le salienze: il passo tra i moduli d'acciaio è influenzato dal numero di quest'ultimi presenti sotto la parte magnetica fissa e quindi dal rapporto di trasmissione G

$$\tau_s = \frac{l_m}{n_s} = \frac{2 \cdot p_c \cdot \tau_c}{n_s} = 2 \cdot G \cdot p_c \cdot \tau_c \quad (3.7)$$

Per la definizione della geometria iniziale è necessario fare alcune considerazioni: trattandosi di un azionamento per porte scorrevoli, il dispositivo dovrà essere compatto il più possibile, considerando sempre il fatto che una riduzione corposa delle dimensioni comporta problemi di costruzione e stabilità meccanica. La dimensione massima del dispositivo (l_m e dunque τ_c) fissata a causa dei vincoli costruttivi riguardanti l'ingombro andrà a definire il raggio dei magneti cilindrici con la (3.8)

$$r_c = \frac{\tau_c - s}{n_c} \quad (3.8)$$

Lo spazio s intercilindrico è strettamente necessario per consentire la rotazione ai magneti: oltre che per un semplice motivo meccanico, altra giustificazione alla presenza di questo spazio è la presenza delle forze attrattive (o repulsive) tra i cilindri che aumentano al diminuire di s andando a peggiorare le prestazioni; da considerare è anche il fatto che, però, un aumento di spazio porta ad una riduzione della forza prodotta: lo spazio vuoto infatti, avendo riluttanza molto maggiore di quella del magnete, ha una permeabilità molto bassa che va ad attenuare le linee di campo; nel computo della tesi questo valore verrà ridotto il più possibile poiché si parlerà di dimensioni piuttosto contenute, facendo però attenzione a non complicare troppo il sistema dal punto di vista meccanico. La riduzione di s , a parità di τ_c fissato, è ottenibile solo aumentando il raggio dei cilindri ed un aumento sostenuto di tale termine contribuisce ad un aumento della forza centrifuga esercitata sul cilindro (3.9): se la forza dovesse risultare troppo elevata si verrebbe a creare un'eccentricità causata dallo spostamento del cilindro dall'asse di rotazione.

$$F_c = m \cdot \omega^2 \cdot r \quad (3.9)$$

Nel nostro caso, considerando raggi dell'ordine dei 10-15 mm dovuti alla piccola applicazione e soprattutto una velocità di rotazione non troppo elevata, il problema della forza centrifuga non si pone.

Andiamo ora a definire le regole per porre le dimensioni delle salienze: questo passo è molto importante poiché va a definire l'intensità della modulazione di campo.

Ragionando a parità di sezione della salienza:

- Un'altezza h_s pronunciata comporterebbe un aumento della riluttanza e una diminuzione della larghezza l_s : la salienza sarebbe alta e stretta e dotata di un buon potere modulante in quanto le linee di flusso sarebbero indirizzate in direzioni ben definite.
- Un'altezza h_s ridotta comporterebbe una diminuzione della riluttanza oltre che un aumento della larghezza l_s : si verrebbe ad avere una salienza bassa e larga con un potere modulante molto ridotto rispetto al caso precedente.

In quanto si sta parlando di una configurazione dalla quale partire e che verrà modificata nel corso delle analisi attraverso il software, grazie a valutazioni precedenti effettuate da colleghi [8], si è deciso di optare per una salienza rettangolare con le seguenti dimensioni:

$$l_s = 5 \text{ mm}$$

$$h_s = 9 \text{ mm}$$

Per quanto riguarda i magneti lineari, in termini di altezza h_m , deve essere scelto un valore che consenta di ottenere una determinata induzione al traferro e nel computo dell'elaborato si cercherà di mantenere questa dimensione fissa andando a variare il solo passo polare.

Infine, resta da definire la dimensione del giogo dietro ai magneti lineari; esso dovrà:

- Tenere uniti i magneti lineari e dare tenuta meccanica assorbendo gli sforzi che gli verranno applicati.
- Essere sede di richiusura delle linee di flusso di campo magnetico:
- Un'altezza troppo ridotta potrebbe comportare una minor richiusura delle linee e quindi una minor trasmissione di moto tra le parti in movimento, oltre che a una probabile saturazione del pezzo.
- Un'altezza elevata, invece, comporterebbe un aumento del peso e quindi un'installazione più complicata, oltre che un più alto costo del materiale.

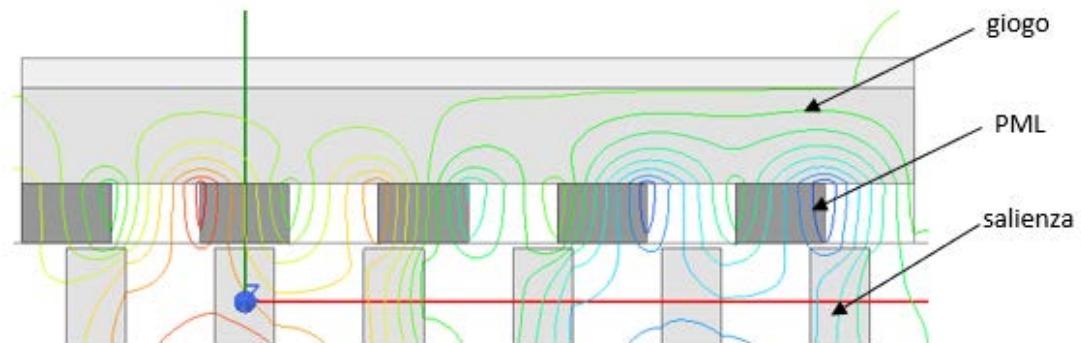


Figura 3.2: Richiusura linee di flusso sul giogo superiore

Come si vede dalla *Figura 3.2* le linee di flusso che partono dai magneti verso l'alto andranno a dividersi in due direzioni per poi a richiudersi attraverso il giogo: si prende quindi

$$h'_y = \frac{\tau L}{2}.$$

Per dare robustezza e tenuta meccanica al pezzo ma soprattutto all'insieme giogo+magneti si decide di prendere il doppio del valore h'_y e quindi di fissare $h_y = 8 \text{ mm}$. La scelta risulta giustificata poiché si sta parlando di dimensioni piuttosto contenute.

Le tre regioni principali, definite da magneti lineari, modulatori e magneti cilindrici, dovranno essere separate da due traferri perché possano muoversi a velocità diverse tra loro:

- Un traferro troppo ampio implicherebbe una caduta di forza magneto motrice (f.m.m.) troppo elevata in quanto qualsiasi spazio d'aria ha riluttanza elevata.
- Un traferro infinitesimo sarebbe perfetto dal punto di vista ideale ma non di quello reale: le tolleranze meccaniche di costruzione fissano dei valori di gap limite sotto i quali non è possibile stare.

Si fissa:

$$g_1 = 0.5 \text{ mm}$$

$$g_2 = 1.5 \text{ mm}$$

I valori dei due spazi d'aria sono diversi perché presi proporzionalmente alla periodicità della distribuzione di induzione: il valore di induzione nel traferro adiacente ai magneti cilindrici con semipasso polare $\frac{\tau_c}{2}$ sarà molto maggiore di quello in g_1 adiacente ai PML con semipasso polare $\frac{\tau_L}{2}$ ed è quindi lecito aumentare lo spazio d'aria g_2 ; si cerca quindi di mantenere il più simile possibile il rapporto $\frac{\text{traferro}}{\text{semipasso polare}}$.

Per quanto riguarda la definizione dei materiali, vengono prese le seguenti decisioni:

- PMC: Ferrite con $B_r = 0.4 \text{ T}$
- PML nord: Ferrite $B_r = 0.4 \text{ T}$ con magnetizzazione verso l'alto (y positiva)
- PML sud: Ferrite $B_r = 0.4 \text{ T}$ con magnetizzazione verso il basso (y negativa)
- Modulatori e giogo: steel1008 – acciaio massiccio al silicio con la caratteristica BH riportata nella *Figura 3.3*.

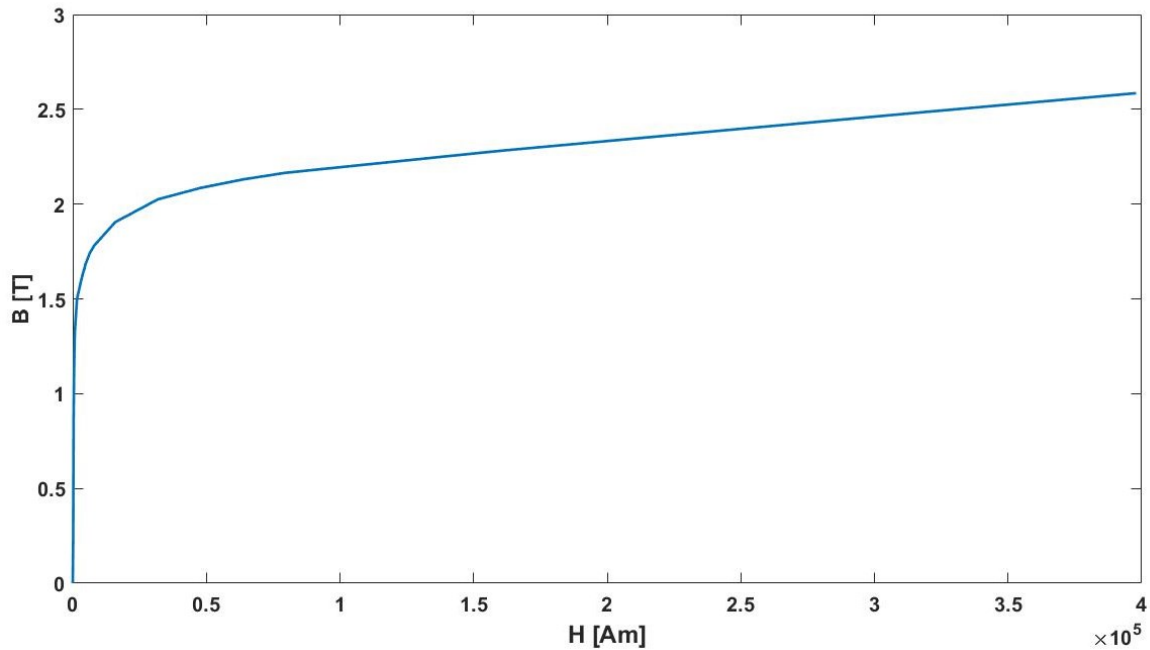


Figura 3.3: Caratteristica BH relativa allo steel 1008

Tenuto conto di tutte le considerazioni fatte e degli input di progetto si ricavano le caratteristiche di partenza in *Tab. 3.2*.

p_c	1	p_L	5
τ_c [mm]	37.5	l_s [mm]	5
τ_s [mm]	12.5	h_s [mm]	9
r_c [mm]	10	g_1 [mm]	0.5
h_y [mm]	8	g_2 [mm]	1.5
τ_L [mm]	7.5	Numero cilindri (n_c)	2
h_m [mm]	5		

Tab. 3.2: Dimensioni RLMC di partenza

3.1 Implementazione del modello

Il modello riportato in *Figura 3.4* con le dimensioni riportate in *Tabella 3.1* è stato poi ricostruito col software Ansys Maxwell© grazie ad un sistema di coordinate atte a definire i vari punti degli oggetti:

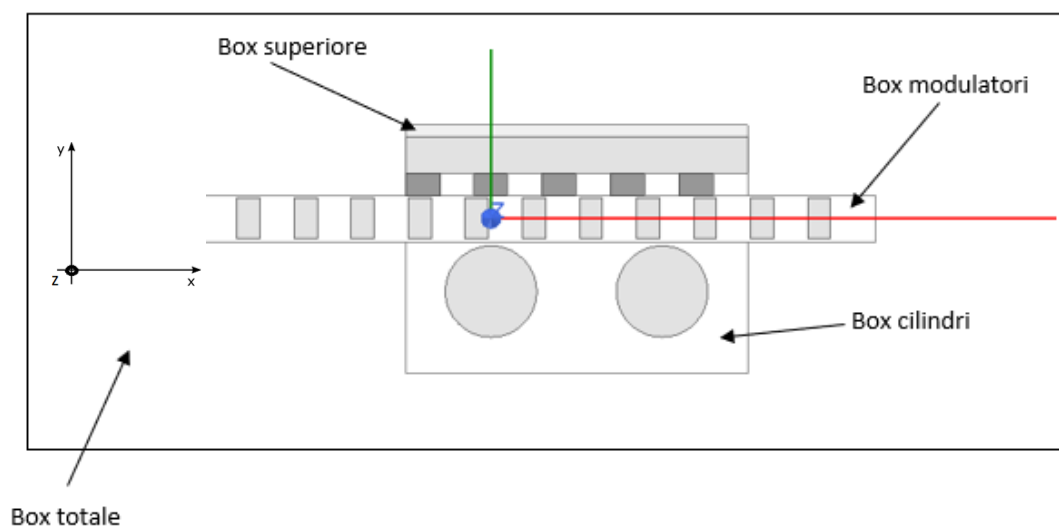


Figura 3.4: Modello in Ansys Maxwell©

I box sono spazi caratterizzati dalla presenza di vuoto all'interno dei quali verranno eseguiti i calcoli. La ragione della differenziazione in regioni è presto detta: per eseguire i calcoli il software ha bisogno di avere in input la mesh del dispositivo: la mesh non è altro che una rete di elementi triangolari (elementi finiti) in cui verranno eseguite le analisi e i calcoli – più fitta e più sarà preciso ma anche più pesante il calcolo in termini tempo e occupazione di RAM del calcolatore; la differenziazione ha luogo perché in determinati punti si avrà bisogno di una rete di analisi più fitta (modulante, box superiore, cilindri) in altri, invece, si potranno avere meno computazioni: è il caso del Box totale, presente perché così il software includerà nell'analisi anche i modulatori esterni al convertitore e non solo quelli sottesi dai magneti lineari, rendendo il più reale possibile la simulazione e riducendo al minimo gli errori causati dagli effetti di bordo.

Dalla *Figura 3.5* si possono notare le differenze nel fitting della mesh nelle diverse regioni.

Per quanto concerne la mesh vi è da fare una precisazione: in questa Tesi i modelli verranno studiati utilizzando due metodi

- Metodo Magnetostatico indipendente dal tempo: la mesh deve essere data in input ma sarà poi il sistema a rifinirla automaticamente
- Metodo Transient dipendente dal tempo: la mesh deve essere rifinita dall'utente. Questo modello è ottimale per lo studio dei transistori.

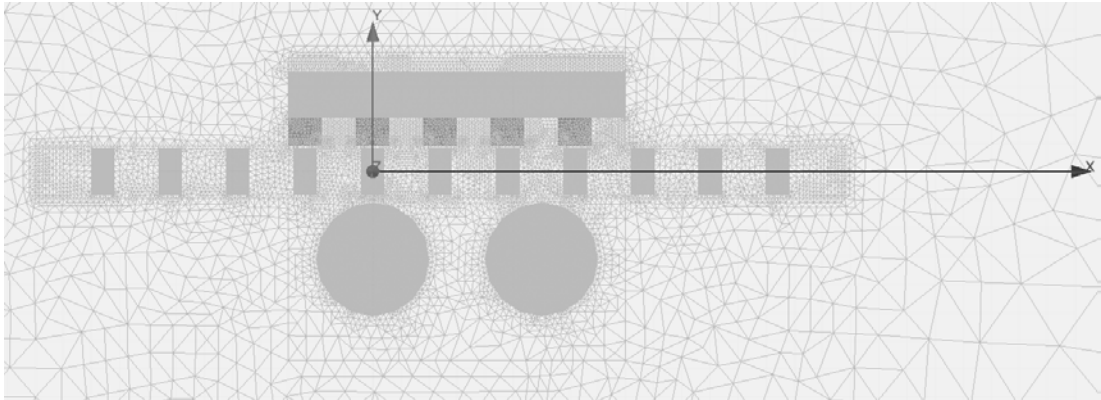


Figura 3.5: Mesh analisi magnetostatica

Con entrambi i metodi l'analisi sarà in piccola parte disturbata dalla non ottimale quantificazione degli effetti di bordo a causa della mesh meno fitta; durante l'elaborato si terrà conto di questo aspetto.

Per simulare la rotazione dei magneti cilindrici si ricorre alla rotazione della magnetizzazione, quest'ultima che ruoterà sincrona ad un nuovo sistema di riferimento rotante: essendo 2 i cilindri ed essendo magnetizzati sfasati di 180° , i sistemi di riferimento in gioco saranno 3:

- Sistema di riferimento globale cui fanno riferimento tutti i pezzi meno che i cilindri.
- Sistema di riferimento cilindro sinistro con la magnetizzazione rivolta verso l'alto (in partenza).
- Sistema di riferimento del cilindro destro con la magnetizzazione rivolta verso il basso.

Altra cosa importante è la definizione di quella che è la condizione al contorno: sul bordo del box totale verrà posta la condizione *potenziale vettore* $A_z = 0$.

Prima di procedere con l'analisi parametrica e quindi con la definizione di una nuova geometria bisogna imporre le ipotesi di lavoro:

- Il movimento dei cilindri è sincronizzato con quello delle salienze: lo sfasamento angolare linearizzato del cilindro rispetto alla verticale sarà sempre uguale allo sfasamento lineare tra la posizione della salienza e il punto in cui l'asse della stessa si trova sulla verticale del magnete lineare con magnetizzazione nord.

In *Figura 3.6* viene rappresentata la sincronizzazione tra la rotazione e la traslazione; le linee verticali lunga e corta indicano rispettivamente l'asse della magnetizzazione nord del magnete lineare e l'asse della salienza. x_s definisce lo spostamento lineare della salienza e θ_s quello angolare della magnetizzazione del magnete cilindrico. Al momento dell'istantanea in figura:

- La salienza è spostata verso destra (direzione positiva del moto) di x_s rispetto al punto 0.
- La magnetizzazione del cilindro è spostata in senso orario (che verrà preso come positivo) di un angolo θ_s rispetto alla magnetizzazione del PML.

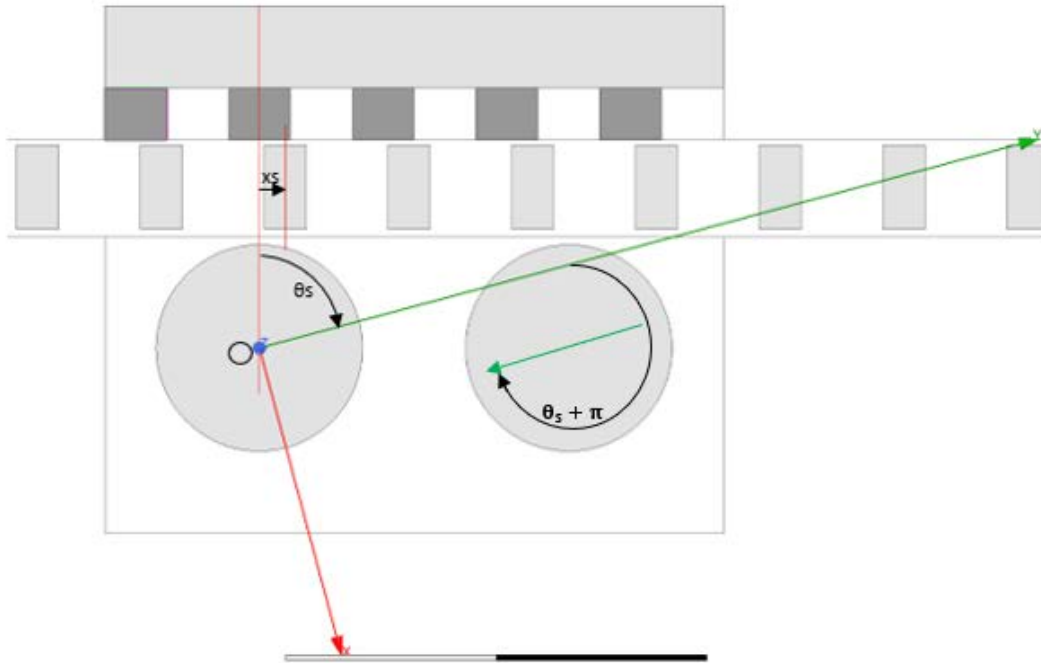


Figura 3.6: Assi magnetizzazione e vettori spostamento

È possibile linearizzare lo sfasamento θ_s o rappresentare sottoforma di angolo lo sfasamento lineare x_s :

$$x_s(t) = \frac{\theta_s(t)}{360} \cdot \tau_s \quad (3.10)$$

Dualmente vale

$$\theta_s(t) = \frac{x_s(t)}{\tau_s} \cdot 360 \quad (3.11)$$

è quindi dimostrato che una rotazione di un certo angolo del cilindro sarà seguita da una traslazione della guida di un determinato x_s proporzionale alla periodicità delle salienze.

Per ottenere la sincronizzazione con Ansys è stato sufficiente legare la funzione traslazione a quella rotazione esattamente con la (3.11).

3.1.1 Identificazione dello sfasamento di massima forza

Considerando la condizione di sincronizzazione precedentemente esposta, è ora necessario identificare lo sfasamento tra salienza e cilindro che imprime la massima forza estraibile dal dispositivo. Imponendo come condizione di partenza che gli assi di salienza, magneti lineare nord e magnetizzazione verticale verso l'alto del cilindro siano allineati, ed eseguendo un'analisi parametrica (Maxwell) mantenendo fermi i cilindri e spostando solo le salienze con $x_{s0} > 0$ e quindi verso destra si ottiene quanto riportato nella *Figura 3.7*.

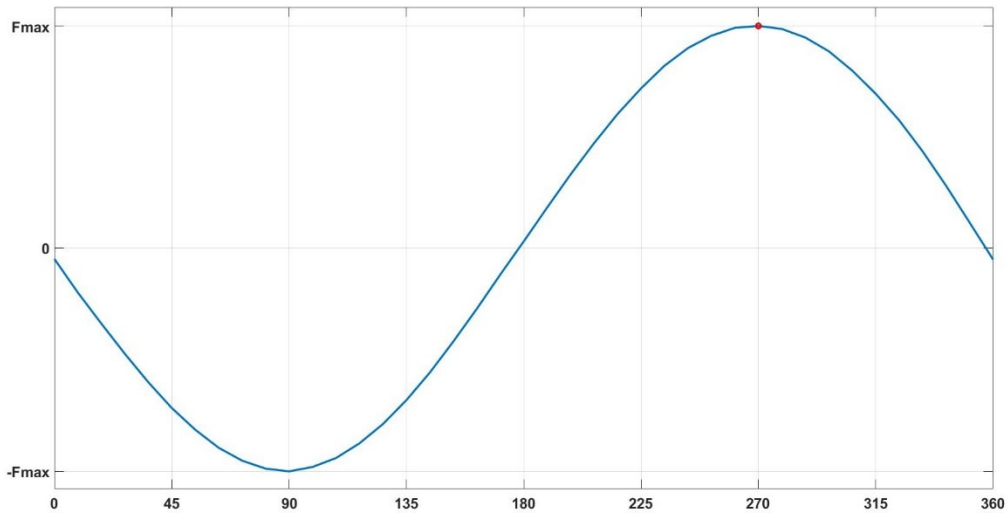


Figura 3.7: Profilo forza con magneti cilindrici fermi

Lo spostamento lineare è stato trasformato in uno angolare attraverso la (3.11). Lo sfasamento che consente di ottenere la massima forza è pari a 270° (o -90°). A causa degli effetti di bordo, nella *Figura 3.7* la forza non è simmetrica al 100% e se fossero valutati correttamente, questa toccherebbe lo 0 all'angolo 0° , 180° e, essendo periodica con periodicità τ_s , 360° . Lo sfasamento ottimale può anche essere calcolato in via teorica³ con il principio dei lavori virtuali che porta alla formulazione della forza traslante sui modulatori lungo l'asse x [11]

$$f_x = -K \cdot \sin(\theta_s - \theta_c - \theta_L) = -K \cdot \sin \gamma \quad (3.12)$$

con K coefficiente che dipende dalle ampiezze delle forze magnetomotrici e delle funzioni permeanza, θ_s sfasamento della salienza rispetto all'asse del magnete lineare nord, θ_c spostamento angolare dei PMC e θ_L spostamento angolare dei PML rispetto alla condizione di partenza sopracitata. Per avere forza massima di traslazione deve essere $\gamma = -\frac{\pi}{2}$ e dato che $\theta_c = \theta_L = 0$ sarà

$$\theta_s = -\frac{\pi}{2}$$

Dovendo esprimere questo sfasamento in modo lineare – poiché sarà la salienza ad essere spostata dall'asse verticale nord del cilindro e del magnete lineare – si ha quanto espresso nel (3.13).

³ Da metodo intrapreso in *Rotating to linear motion magnetic converter for low capacity transport application* (M. Andriollo, A. Tortella, F. Saracino), [9]

$$x_{s_1} = \frac{\theta_s}{2 \cdot \pi} \cdot \tau_s = \frac{\frac{-\pi}{2}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \tau_c}{n_s} = -\frac{\tau_c}{2 \cdot n_s} \quad (3.13)$$

Nel caso della geometria di partenza si avrà quindi:

$$x_{s_1} = -\frac{37.5}{2 \cdot 6} = -3.125 \text{ mm}$$

che corrisponde di fatto ad una rotazione dei cilindri di 90° in senso orario. Il valore di x_{s_1} verrà quindi preso come sfasamento di massima forza tra l'asse di magnetizzazione nord del cilindro e l'asse della salienza.

4. Ottimizzazione

Al fine di semplificare la lettura e la comprensione del capitolo si va ora ad elencare quello che verrà analizzato.

Per prima cosa si dovranno definire quelle che sono le prestazioni che si vogliono ottenere dal dispositivo, descrivendo il carico e analizzando la presenza di eventuali vincoli costruttivi e dinamici. Solo dopo questo preambolo si potrà ricorrere all'uso del software Ansys Maxwell (FEM) per la determinazione della geometria ottimale del dispositivo. Ci si propone di effettuare:

- Valutazioni sul progetto di partenza.
- Analisi geometrica sul dispositivo e ottimizzazione delle prestazioni.
- Implementazione di un nuovo tipo di magnetizzazione anche con la riduzione delle coppie polari lineari.

4.1 Determinazione delle prestazioni

Per eseguire la parametrizzazione della geometria allo scopo di individuare la perfetta configurazione del dispositivo ci si impone di rispettare determinati vincoli:

- Contenimento del numero dei cilindri utilizzati, dato che:
 - Essi ruoteranno grazie ad un motore e la trasmissione avverrà attraverso una cinghia: le perdite dovute ad attriti vari saranno maggiori quanti più cilindri verranno utilizzati.
 - dovendo fissare tutti i corpi rotanti su un'unica cinghia per garantire la rotazione sincrona, è opportuno tenere basso il numero di corpi collegati alla stessa per non incorrere in differenze di angolo di rotazione.
- Contenimento velocità di rotazione dei cilindri: una velocità troppo sostenuta porterebbe ad una frequenza di variazione dell'induzione elevata e quindi a perdite nel ferro più alte; si è deciso di imporre la massima velocità di rotazione consentita a 3000 rpm.
- Dimensioni delle varie parti di possibile costruzione: dimensioni molto piccole infatti troverebbero non pochi problemi durante la realizzazione.
- Rapporto $\frac{\text{larghezza}}{\text{profondità}}$ del pezzo non troppo piccolo: se fosse troppo basso si ricorrerebbe alla produzione di più pezzi con rapporto più alto poi assemblati tra loro. Si cerca in generale di non avere una grande profondità con una piccola larghezza.
- Limitazione dell'attrito della guida, che dipende dai materiali utilizzati – essendo questa tesi non pertinente con lo studio dei materiali, verrà semplicemente fissato un valore di attrito ipotizzato.

Le **richieste di progetto** di azionamento della porta e le conseguenti caratteristiche del carico sono le seguenti:

- Velocità di regime di $0.5 \frac{m}{s}$
- Accelerazione massima di $1.4 \frac{m}{s^2}$
- Cassone ove verrà posato il dispositivo: (si prenda come riferimento il sistema di assi in *Figura 3.3*)
 - Profondità max 150 mm (lungo z)
 - Altezza max $\cong 50$ mm (lungo y)
 - Lunghezza max ≤ 16 mm (lungo x)
- Massa della singola anta di 120 kg
- Corsa dell'anta di 1.5 m

La vista del dispositivo completa di carico è documentata in *Figura 4.1*.

Ragionando inizialmente sulla condizione di forza massima che deve essere impressa sulle salienze per la movimentazione della singola anta, dalla massa e dall'accelerazione massima si ricava:

$$F_x^* = m \cdot a = 168 N \quad (4.1)$$

che è la forza necessaria affinché venga messa in gioco quella determinata accelerazione massima che nel nostro caso è di $1.4 \frac{m}{s^2}$. Nel corso dell'elaborato le valutazioni sulla geometria e le ottimizzazioni del dispositivo verranno effettuate secondo questo valore.

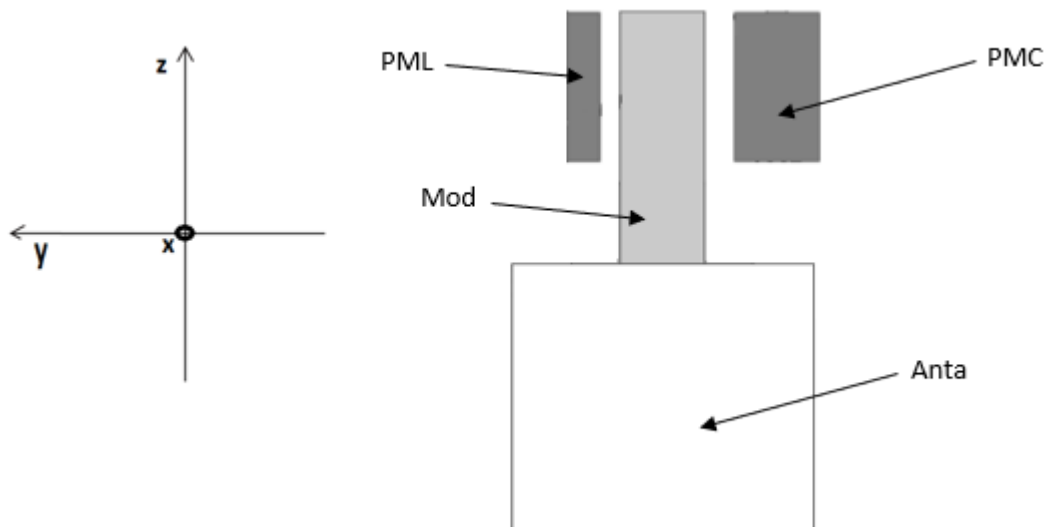


Figura 4.1: Vista sezione azionamento anta – asse x rivolto verso il lettore

Nel corso delle diverse simulazioni col software, la forza media generata dovrà essere maggiore o uguale al valore richiesto perché venga ritenuta valida la configurazione.

Altro aspetto rilevante è la volontà di mantenere il ripple di forza agente sulle salienze non troppo elevato per non andare a pesare troppo su quello che dovrà essere il controllo sull'azionamento. Il ripple viene così definito:

$$r_f = \frac{(F_M - F_m)}{F_{mean}} \quad (4.2)$$

con F_M forza massima, F_m forza minima e F_{mean} forza media nel periodo di variazione della stessa, quale τ_s .

Di seguito vengono riportate alcune considerazioni:

- porte scorrevoli con queste accelerazioni e velocità sono di difficile applicazione e per questo è probabile che nella pratica i loro valori siano minori. Nel corso della definizione delle migliore configurazione e geometria verranno comunque utilizzati i valori sopracitati.
- I valori dei traferri g_1 e g_2 sono molto contenuti e di difficile realizzazione: le salienze, che verranno inglobate in una resina, dovranno essere perfettamente allineate con una tolleranza bassissima per non incorrere in variazioni di traferro e quindi di permeanza lungo la lunghezza del dispositivo: più il gap è piccolo e più peseranno eventuali scostamenti dal valore ideale. Come controparte si ha che un maggior traferro porterebbe ad una maggiore riluttanza del circuito magnetico e quindi ad una minor trasmissione di forza con conseguente necessità dell'aumento di quantità di magnete permanente e suo costo. Ragionando in condizione di ottimo per quanto riguarda le prestazioni, nel computo della Tesi verranno considerati i traferri sopracitati.
- Durante le simulazioni si cerca di ottenere una forza che sia sempre leggermente superiore per avere un margine di sicurezza nell'eventualità della presenza di attriti addizionali di qualunque tipo.
- La valutazione della forza verrà eseguita nel suo periodo di variazione ovvero quello contenuto nel giro completo di un cilindro o, dualmente, nel periodo τ_s di spostamento del modulatore.

La lunghezza del dispositivo è formata da più periodi τ_s , ma in ognuno di questi, essendoci appunto periodicità, la forza rimarrà la stessa.

4.2 Valutazioni sul progetto di partenza

Utilizzando il metodo di risoluzione magnetostatico del programma *Ansys Maxwell* vengono effettuate diverse analisi parametriche al fine di ottenere un dispositivo che consenta di adempiere alle richieste esposte nel paragrafo precedente e allo stesso tempo di rispettare i vincoli imposti.

Dato che le simulazioni verranno effettuate su un modello 2D e quindi privo di profondità, i valori ricavati saranno rappresentati per unità di spessore (1 metro).

Riferendosi alla configurazione di partenza esposta nei capitoli precedenti, la forza media ottenuta risulta:

$$f_x = 678.8 \frac{N}{m}$$

Con un ripple pari al 13.7 %.

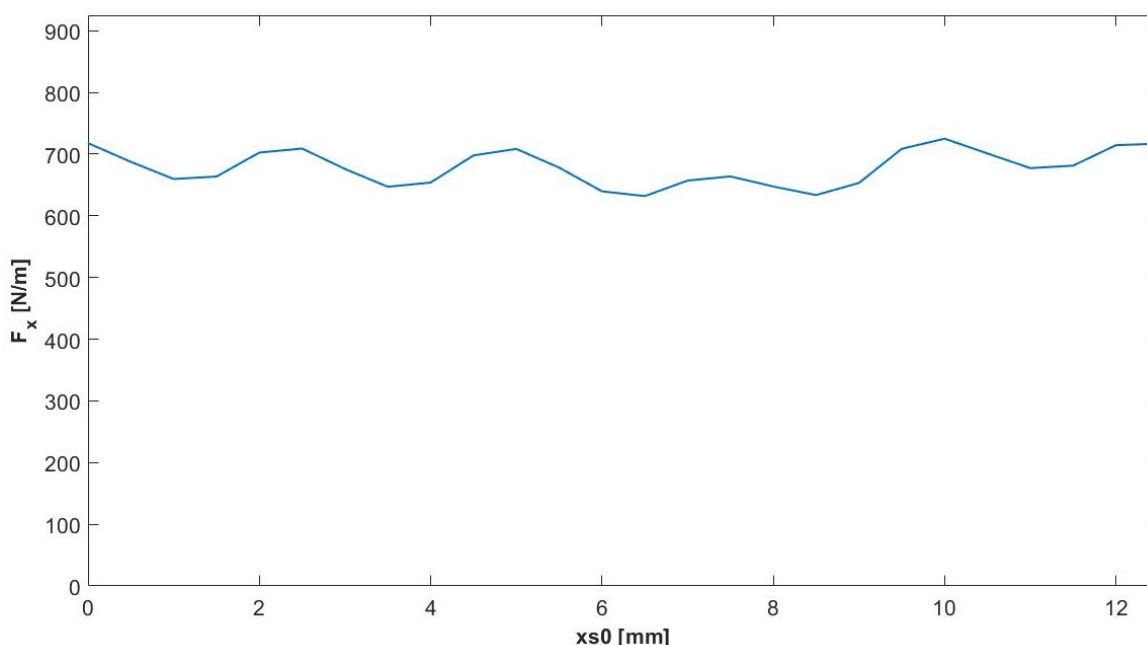


Figura 4.2: Andamento forza sulle salienze in τ_s

Per ottenere la forza richiesta dall'applicazione sarà quindi necessario uno spessore del modello di circa 255 mm; avendo come massima profondità del cassone a disposizione 0.150 mm saranno necessari almeno 2 convertitori in serie. Per quanto riguarda la densità di forza per unità di volume di magnete impegnato, essa si mantiene piuttosto elevata e pari a

$$F_{xV} = 678.8 \frac{kN}{m^3}$$

Ipotizzando di poter sfruttare tutto lo spazio a disposizione, si va a ricavare quella che è la coppia elettromagnetica totale richiesta dai magneti cilindrici del dispositivo profondo 150 mm. Il profilo di coppia, esposto in *Figura 4.3*, è ricavato da quello di forza mediante la formula del bilancio elettromagnetico (4.3)

$$C(t) = \frac{F(t) \cdot v_s(t)}{\omega(t)} \quad (4.3)$$

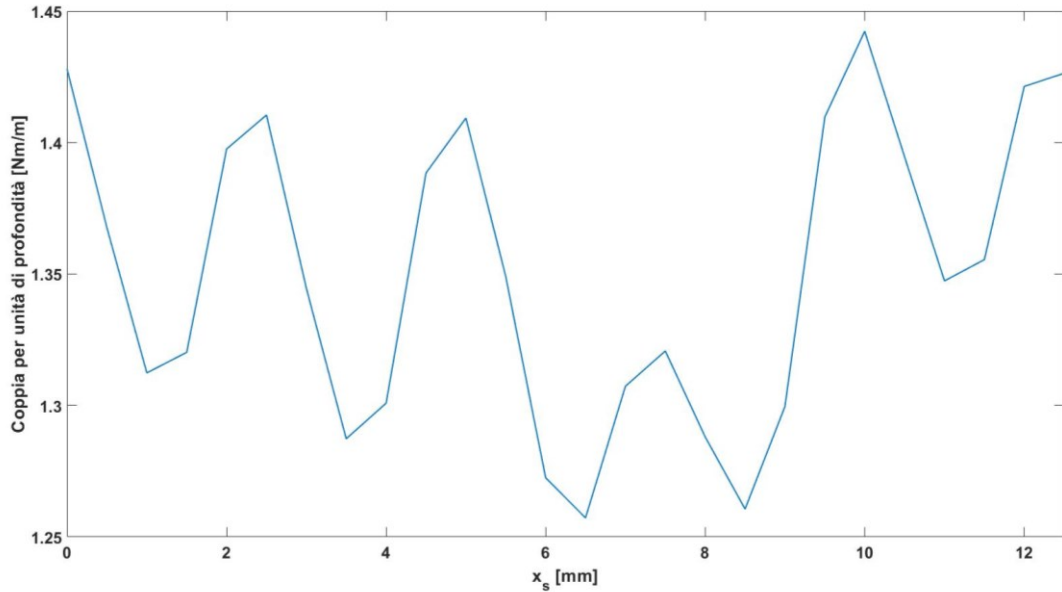


Figura 4.3: Andamento coppia elettromagnetica richiesta dai cilindri in τ_s

Vista l'elevata oscillazione e la scarsità della forza messa in gioco, e considerando che l'intensità di quest'ultima deriva principalmente dal quantitativo di magneti utilizzato e non dalla conformazione della guida, si decide di non approfondire il modello e di concentrarsi sullo studio di nuove configurazioni.

4.2.1 Effetto modulante

Per dimostrare quella che è l'azione della parte modulante (salienze) si va ora a mappare l'induzione verticale B_y nei due traferri del dispositivo appena studiato. Il calcolo analitico dell'induzione generata dai magneti può essere impostato analiticamente attraverso l'approccio presentato da JIAN, Linni in *“Design, Analysis and Application of Coaxial Magnetic Gears”* [12]; non essendo il tema centrale di questo elaborato, i valori di induzione nel modello saranno ricavati attraverso metodi numerici (FEM).

Escludendo inizialmente l'azione del modulatore, quindi rimuovendo la guida, e alternativamente andando ad eseguire le valutazioni nel traferro g1 con PML diseccitati e nel traferro g2 con PMC diseccitati si ottiene quanto riportato nelle *Figura 4.4 e 4.5*. [13]

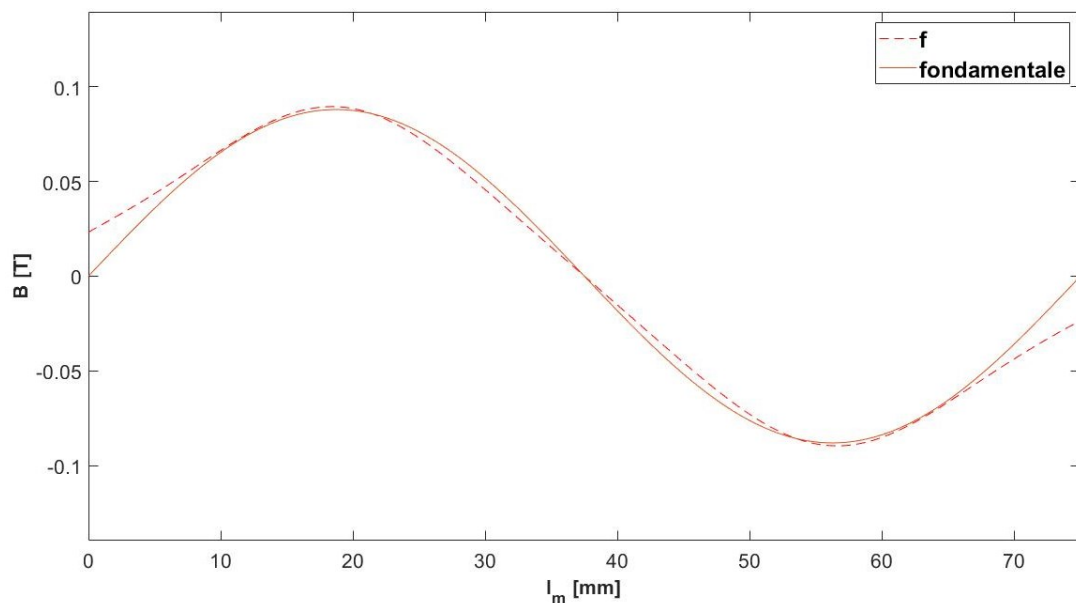


Figura 4.4: Valori di induzione verticale lungo il traferro g1 con magneti lineari diseccitati e assenza del modulante

Come si può vedere dalla *Figura 4.4* è stata eseguita anche un'analisi di Fourier attraverso uno script Matlab (messo a disposizione in appendice) per ricavare quello che è lo spettro armonico delle curve in modo tale da valutare al meglio quello che è il numero di coppie polari generate dai magneti in ogni traferro. In termini di ampiezza in p.u. rispetto alla fondamentale dell'induzione prodotta dai magneti lineari (5a armonica rispetto ai magneti cilindrici) per il traferro g2 vale quanto riportato in *Figura 4.6*.

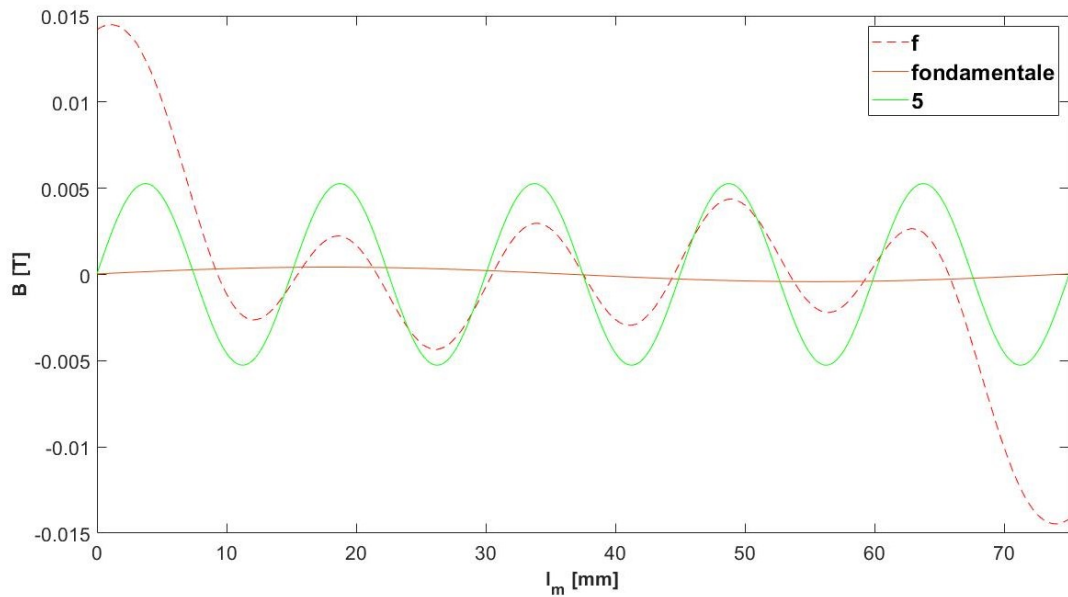


Figura 4.5: Valori di induzione verticale lungo il traferro g_2 con magneti cilindrici diseccitati e assenza del modulante

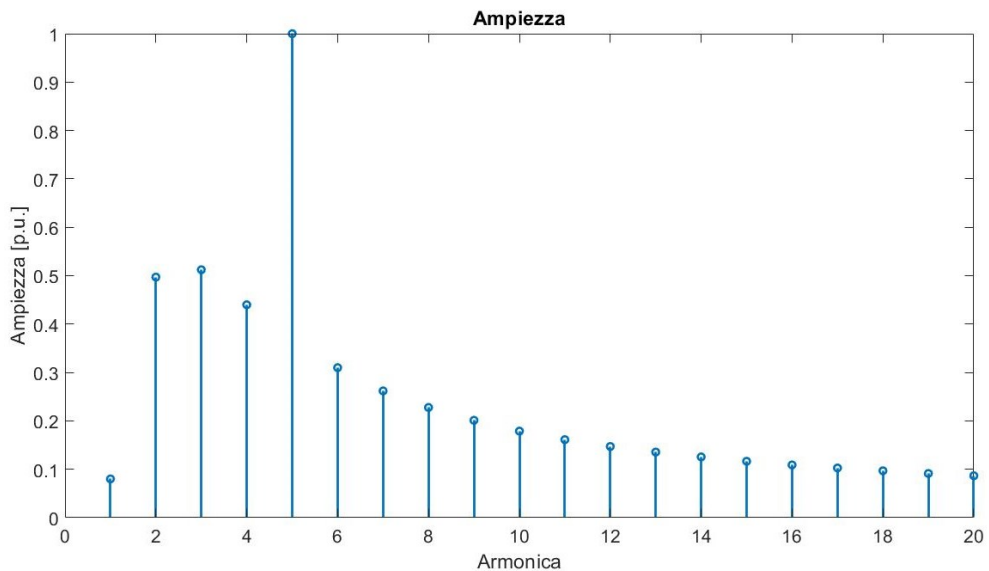


Figura 4.6: spettro armonico di B_y traferro g_2 con PMC diseccitati e assenza della guida

Lo spettro armonico dell'induzione verticale in g_2 presenta una distribuzione “più sporca” rispetto a quella del traferro g_1 in quanto nel primo caso il campionamento è eseguito a distanza maggiore dai magneti essendo $g_2 = 3 \cdot g_1$. Dalle *Figura 4.4 e 4.5* si vede come nei due traferri si abbiano valori di coppie polari della distribuzione di induzione diverse da quelli prodotti dai magneti adiacenti; in assenza del modulante, quindi, è chiaro come non ci possa essere trasmissione di coppia.

Si va ora ad inserire la guida e a fare le stesse valutazioni fatte precedentemente e si ottengono gli andamenti nelle *Figura 4.7 e 4.8*.

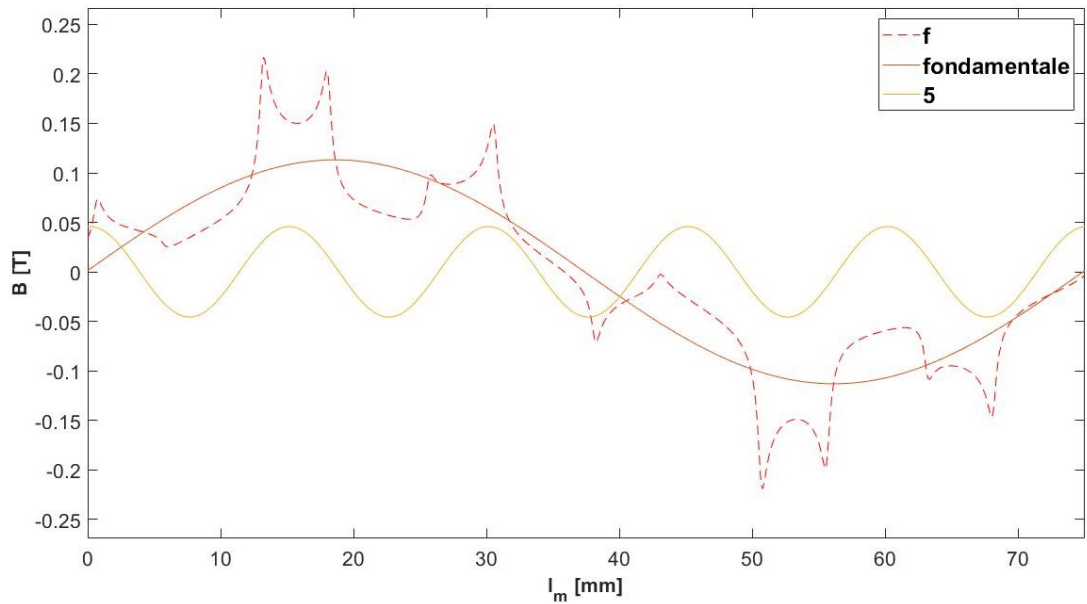


Figura 4.7: Valori di induzione verticale lungo il traferro g1 con magneti lineari diseccitati e azione modulante

Nel traferro g1 si nota la presenza di un'altra importante componente armonica come la quinta, che coincide appunto con la frequenza di variazione dell'induzione prodotta dai magneti lineari. Per quanto riguarda invece il traferro g2 vale quanto riportato in *Figura 4.8*.

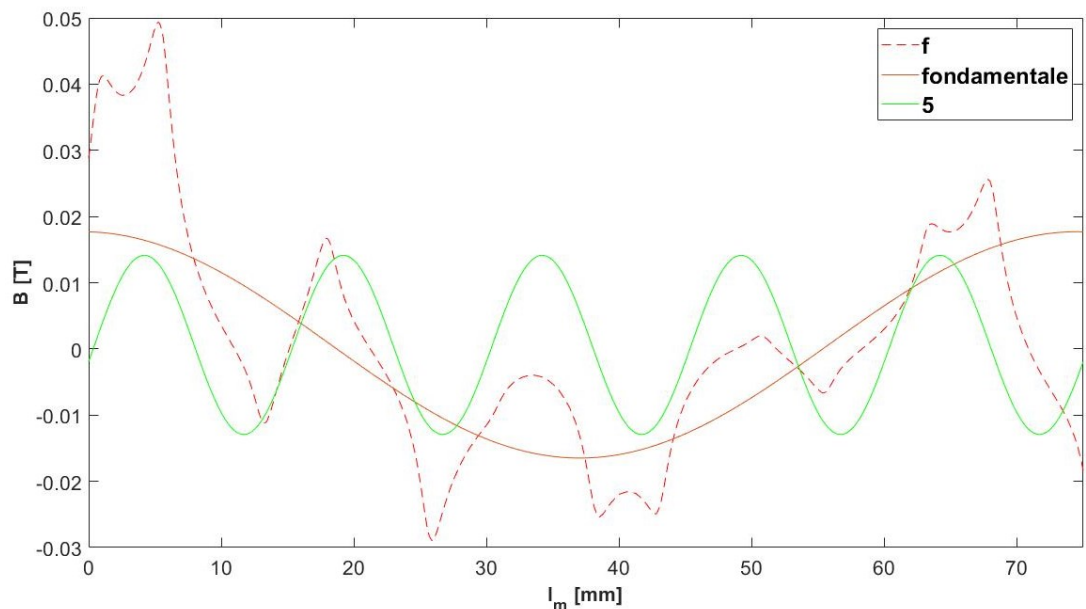


Figura 4.8: Valori di induzione verticale lungo il traferro g2 con magneti cilindrici diseccitati e azione modulante

Si vede come anche in questo caso la presenza del modulante porti all'adeguazione tra il numero di coppie polari prodotte dai PML e quelle prodotte dai PMC. Lo spettro armonico è riportato in *Figura 4.9*.

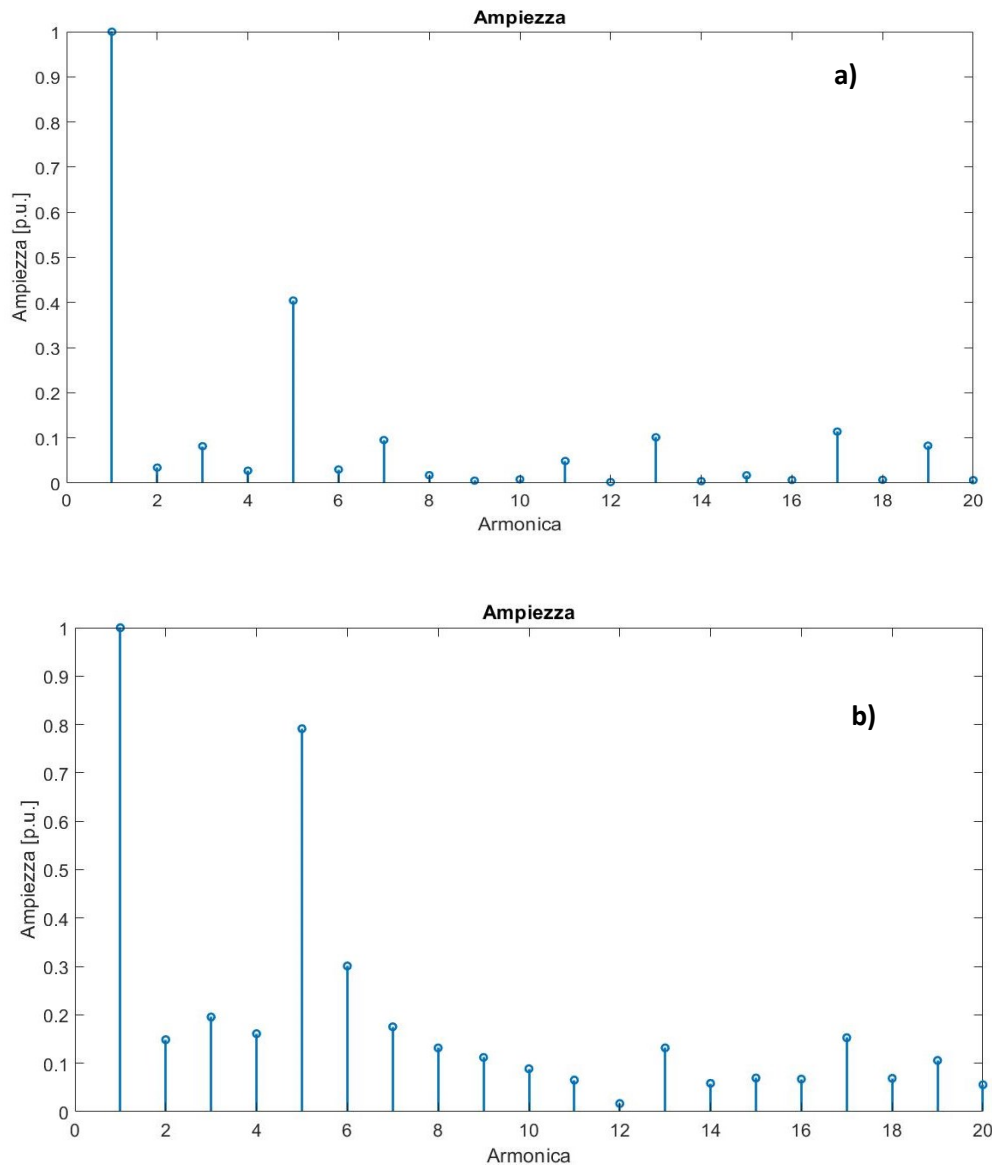


Figura 4.9: 4.9.a spettro armonico di B_y traferro g1 con PML diseccitati; 4.9.b spettro armonico di B_y traferro g2 con PMC diseccitati

La dimostrazione teorica trova dunque riscontro nella rappresentazione grafica della mappatura dell'induzione con il software. Come si evince dagli spettri armonici rappresentati in *Figura 4.9*, vi è interazione tra il campo prodotto dai PML e quello modulato dei PMC e tra il campo prodotto dai PMC e quello modulato dei PML e quindi ci sarà trasmissione di coppia; a giudicare dalle analisi armoniche, l'interazione non è delle migliori e dovrà comunque essere migliorata: sarà necessaria un'ottimizzazione geometrica delle salienze o dei magneti in modo tale da garantire un buon accoppiamento in termini di campi prodotti dalle due parti magnetiche. Nel prossimo capitolo si andrà quindi ad analizzare la geometria del dispositivo.

4.3 Ottimizzazione del magnete cilindrico

Per aumentare la forza prodotta e diminuire il ripple si decide di processare delle analisi parametriche sulla geometria dei vari componenti.

Per quanto riguarda la parte magnetica cilindrica, si procede con la valutazione del raggio:

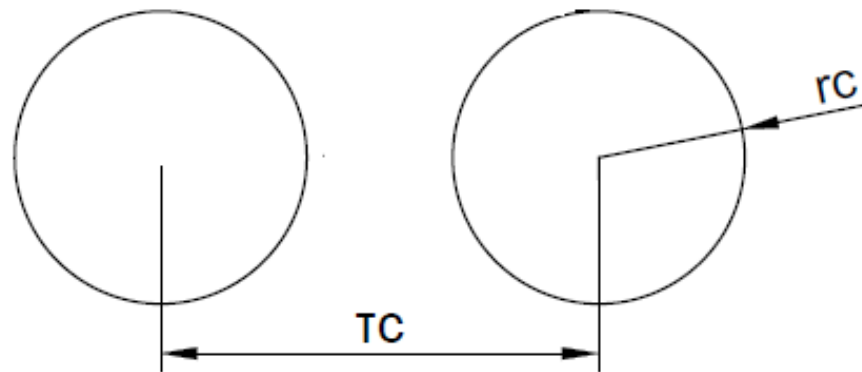


Figura 4.10: PMC

Come si evince dalla *Figura 4.10*, il raggio massimo che i cilindri possono avere è vincolato dal passo polare, dal numero di cilindri per polo e anche dallo spazio che si ha a disposizione (da ricordare sempre il vincolo dello spazio in altezza del cassone). Il raggio massimo teorico è dato da:

$$r_M = \frac{\tau_c}{n_c \cdot p_c} \quad (4.4)$$

Sebbene un raggio maggiore porti a una forza prodotta più elevata, vi sono da considerare diversi fattori:

- Vi deve essere sempre presente uno spazio d'aria tra i cilindri che ne consenta la rotazione: si è imposto che lo spazio d'aria minimo debba essere $\geq 2 \text{ mm}$ per non incorrere in problemi legati alle tolleranze costruttive e ad eventuali eccentricità che potrebbero causare il contatto tra i due cilindri.

- Un raggio e quindi una forza maggiore potrebbero andare a pesare sull'incremento della forza d'attrazione o repulsione tra i cilindri: in *Figura 4.11* sono mostrate le caratteristiche delle forze medie di attrazione lungo x del cilindro 1 e 2, relative a diversi valori del raggio⁴:

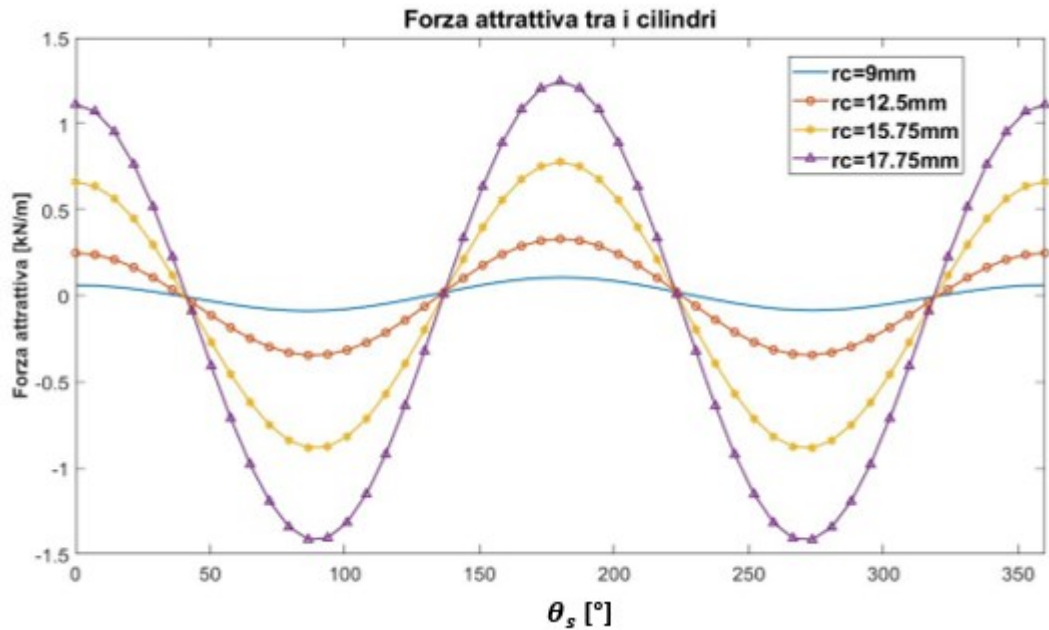


Figura 4.11: Forza di attrazione (+) e repulsione (-) tra i cilindri del dispositivo per diversi raggi.

con θ_s posizione angolare del cilindro rispetto all'asse del magnete lineare con magnetizzazione nord. Chiaramente la forza risulterà attrattiva (+) o repulsiva (-) a seconda della posizione istantanea dei cilindri; quello che è evidente è la crescita dell'ampiezza della forza con quella del raggio con la conseguente diminuzione dello spazio inter-cilindrico. Ipotizzando di utilizzare tutto lo spazio a disposizione e quindi una profondità di 0.150m per il dispositivo con raggio dei cilindri di 12.5mm, la forza di attrazione varierà in un range di circa $-50\text{ N} \div 50\text{ N}$.

Utilizzando un'interpolazione polinomiale si può definire il legame analitico tra la forza attrattiva massima e il raggio, riportato in *Figura 4.12*.

- Una crescita lineare del raggio non comporta necessariamente una crescita lineare della forza prodotta e in più vi è da verificare l'influenza del ripple.
- Vi dovrà essere presente anche un albero motore atto a trasferire il moto dal motore al cilindro: composto di materiale a bassa permeabilità magnetica, influenzerà il percorso delle linee di flusso andando a diminuire il valore di forza media prodotta.

⁴ Tutti riferimenti al modello base.

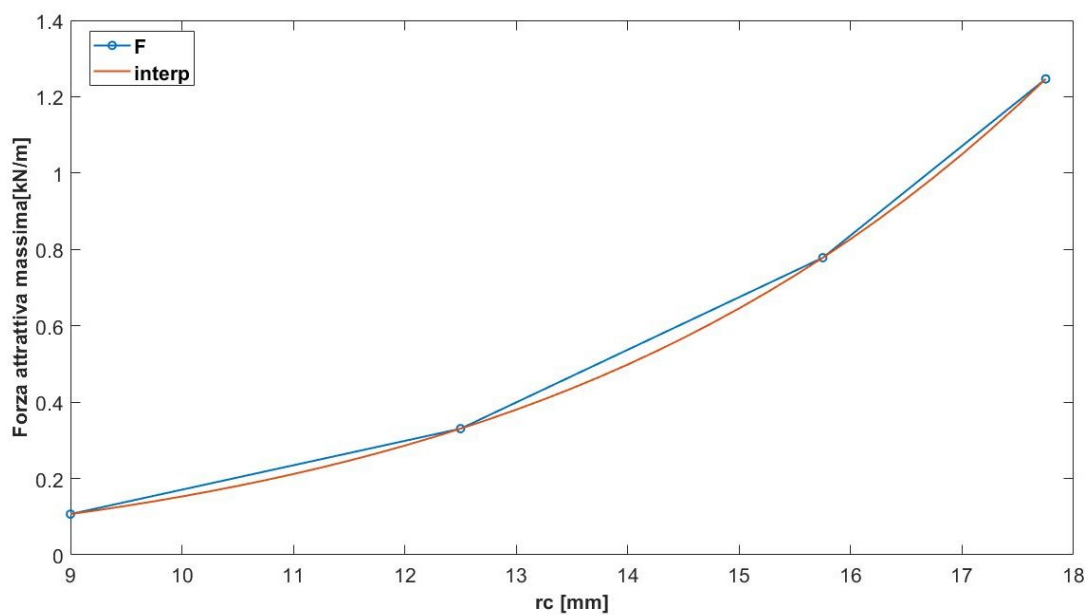


Figura 4.12: Caratteristica Forza di attrazione – raggio cilindri

- Un incremento del raggio, infine, non comporta affatto una crescita della densità di forza per unità di magnete; come da *Figura 4.13*.

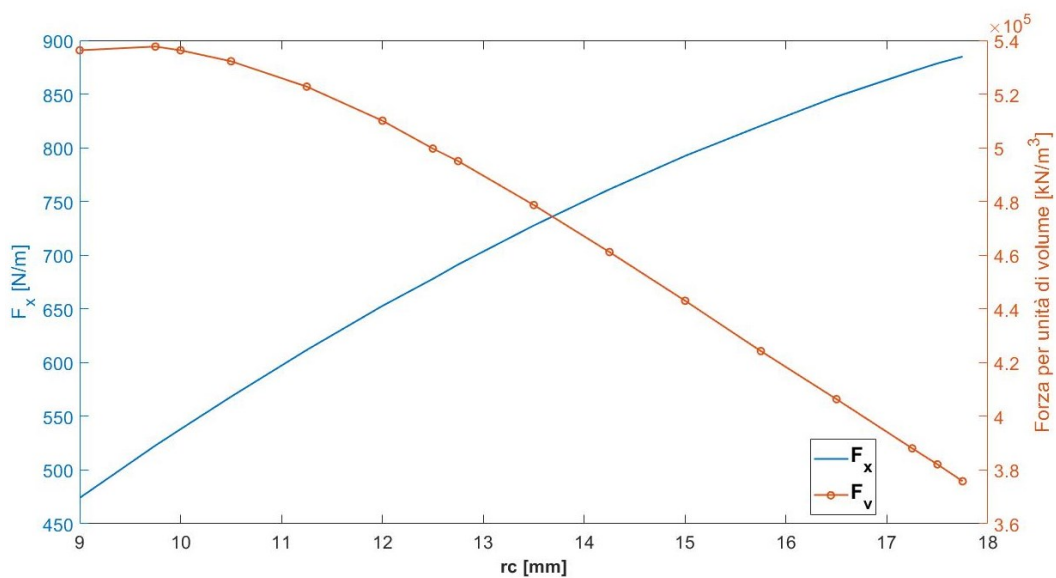


Figura 4.13: Caratteristica Forza media alla salienza – raggio cilindri

Dalla *Figura 4.13* si vede come la densità di forza su volume di magnete impiegato cali sensibilmente all'aumentare del raggio; questo porta a non scegliere raggi troppo elevati, seppur questi ultimi comportino un sensibile aumento della forza prodotta.

4.4 Analisi di configurazione

A causa del valore troppo basso di forza ottenuto con la configurazione base, e considerando che essa possa essere aumentata sensibilmente non agendo sulla guida ma solamente sul quantitativo di magneti utilizzato, si decide fin da subito di optare per una configurazione quasi-Halbach dei magneti cilindrici portando il loro numero a 4, mantenendo però fisso il valore di $p_c = 1$. La magnetizzazione di ogni cilindro sarà dunque disposta come in *Figura 4.14*.

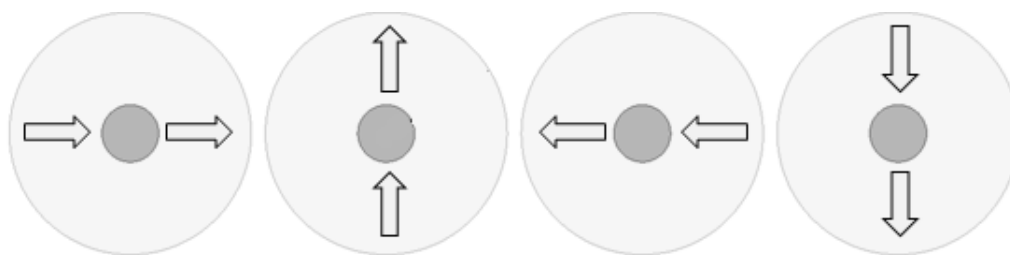


Figura 4.14: configurazione quasi-Halbach PMC

La ragione di questa scelta è la volontà di aumentare la forza prodotta per unità di magnete impiegato e quella di sfruttare al meglio lo spazio a disposizione. Come vantaggio vi è anche da segnalare la capacità della configurazione di appiattire e intensificare la fmm.

La geometria è quella riportata in *Figura 4.15*.

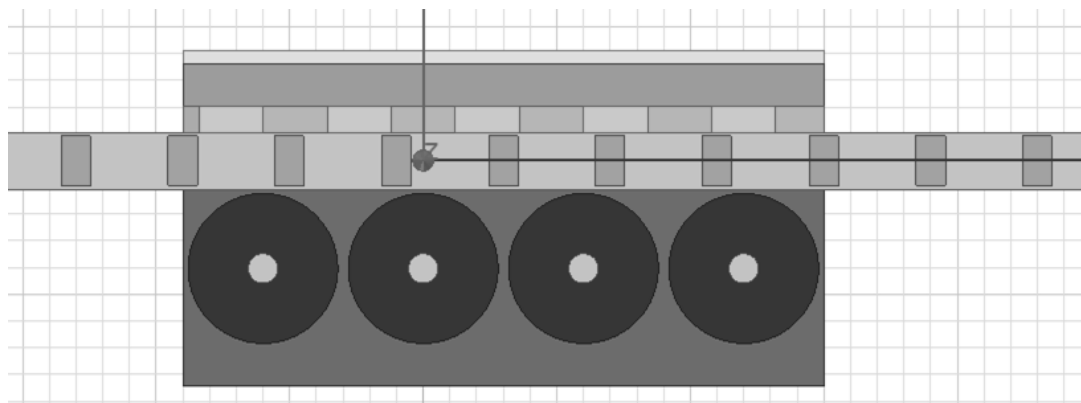


Figura 4.15: Dispositivo a 4 cilindri

Tra 2 cilindri consecutivi vi è un interasse pari a $\frac{\tau_c}{2}$.

Avendo aumentato il numero di cilindri e dovendo comunque consentire lo spazio di rotazione sarà necessario cambiare il passo polare τ_c e quindi, a parità di G e v_s imposti, la velocità di rotazione dei cilindri. Sarebbe possibile mantenere il τ_c invariato rispetto alla configurazione precedente ma il raggio dei cilindri diventerebbe troppo piccolo da garantire la forza richiesta; è chiaro che più materiale magnetico è in uso e più facile è che si manifesti una maggior forza. Per convenire a quella che è la lunghezza necessaria per sviluppare la forza richiesta è necessario analizzare quella che è la forza riproducibile al variare del τ_c (e quindi della lunghezza l_m). (Figura 4.16)

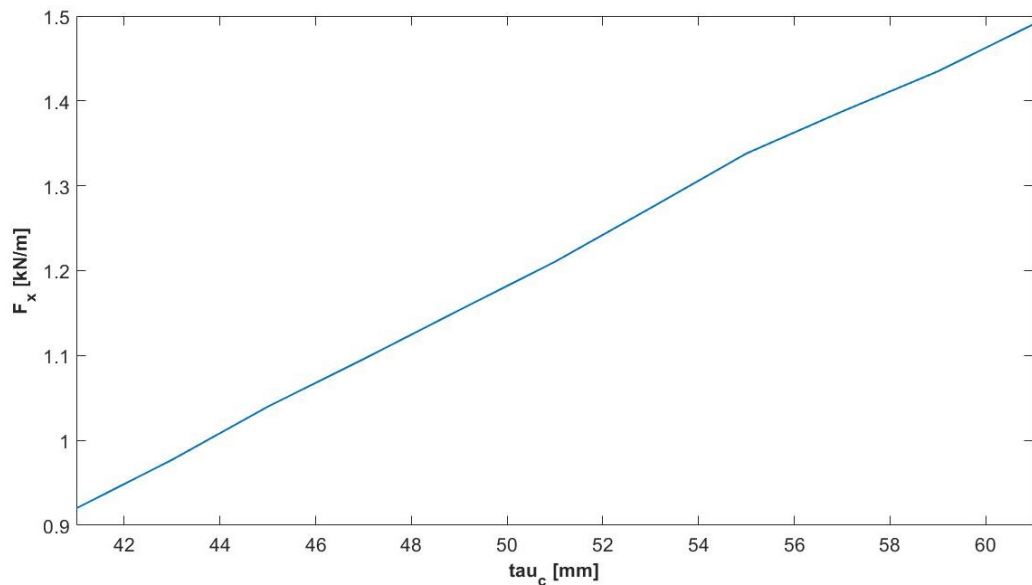


Figura 4.16: Forza media agente sulla salienza al variare del τ_c

Per ottenere una forza di almeno 1.20 kN/m (corrispondente a una forza di 180 N con profondità del modello 150 mm) viene scelto:

$$\tau_c = 50 \text{ mm}$$

e quindi

$$l_m = 100 \text{ mm}$$

L'interasse tra una salienza e l'altra, e quindi la distanza che percorrerà la porta in un periodo di rotazione del cilindro vale 16.6667 mm .

Da questi valori è possibile ricavare la velocità che devono avere i cilindri per garantire la velocità di traslazione delle salienze da una rielaborazione della (3.4):

$$\omega_c = v_s \cdot \pi \cdot \frac{n_s}{\tau_c} \quad (4.5)$$

e quindi:

$$\Omega_c = \frac{30}{\pi} \cdot \omega_c = 1800 \text{ rpm} \quad (4.6)$$

Per quanto riguarda il raggio dei cilindri, dalla (4.4) si ottiene raggio massimo pari a 12.5 mm , e volendo lasciare tra essi uno spazio di poco più di 2 mm viene scelto, in prima approssimazione

$$r_c = 11.2 \text{ mm}$$

Per quanto riguarda la guida, si decide di partire con salienze aventi le dimensioni del modello di partenza. Volendo mantenere fisso il dato sulle dimensioni dello yoke dietro ai magneti, si procede con la parametrizzazione delle salienze della guida in modo tale da tenere contenuto il ripple di forza e soprattutto da ottenere un valore della stessa come da richiesta. La conformazione della guida, essendo essa stessa il modulante, sarà quella che influenzerà maggiormente il campo prodotto quindi ci si aspetta che la maggiore ottimizzazione derivi proprio da questa. Ricordando che una bassa altezza ne riduce l'effetto modulante sarà sicuramente sempre $\text{altezza} > \text{larghezza}$ e quindi la configurazione base sarà quella di una salienza rettangolare.

Per la parametrizzazione della guida vengono definiti due rapporti per rendere più semplici le simulazioni:

$$q_s = \frac{l_s}{\tau_s} \quad (4.7)$$

$$k_s = \frac{h_s}{l_s} \quad (4.8)$$

La (4.7) e (4.8) rappresentano due coefficienti che mettono in relazione le grandezze altezza e larghezza della salienza, in modo tale che vi sia dipendenza tra le due.

La simulazione parametrica sulla guida segue questi punti:

- Mantenendo fissa l'altezza h_s si fa variare w_s con il coefficiente q_s nel periodo di traslazione della salienza τ_s .
- Si trova il valore ottimo di q_s che minimizza il ripple di forza sulla guida modulante.
- Mantenendo fisso il coefficiente q_s , si fa variare h_s con k_s nel periodo τ_s .
- Si trova il valore ottimo di k_s che minimizza il ripple di forza.
- Avendo i due coefficienti si trovano l_s e h_s .

Dalla simulazione si ottengono gli andamenti riportati nelle *Figura 4.17 e 4.18* che portano alla scelta dei coefficienti:

$$q_s = 0.25 \quad \rightarrow \quad l_s = 4.25 \text{ mm}$$

$$k_s = 1.8 \quad \rightarrow \quad h_s = 7.65 \text{ mm}$$

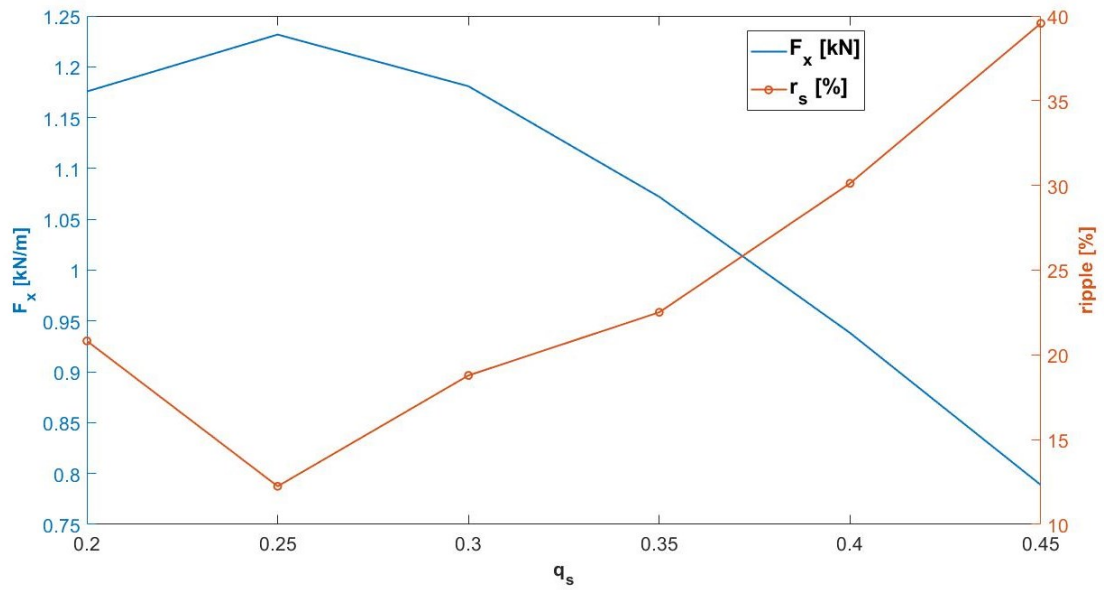


Figura 4.17: Forza media e ripple agenti sulla guida in τ_s al variare di q_s

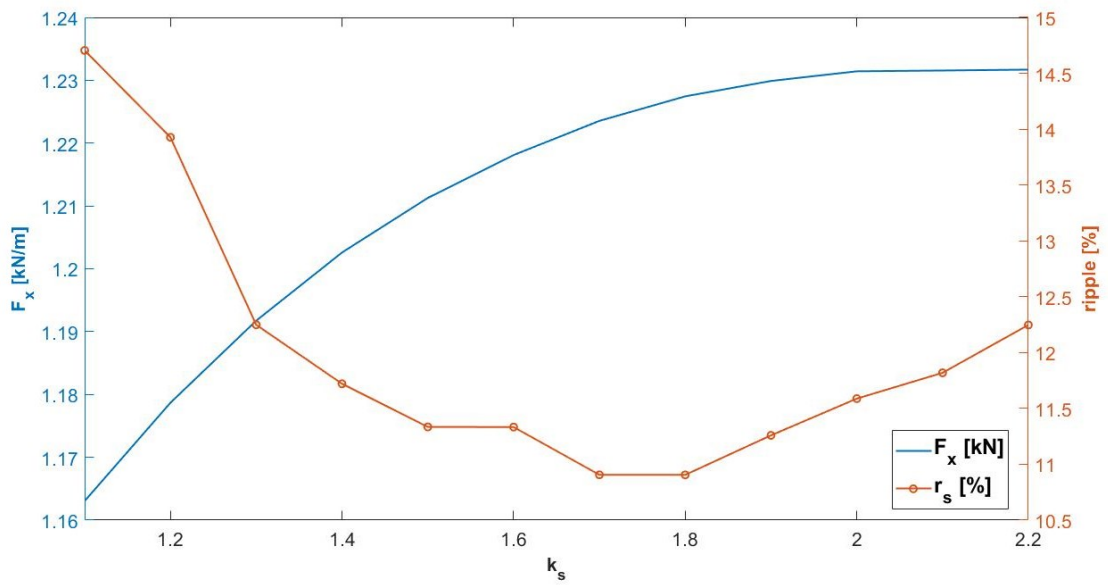


Figura 4.18: Forza media e ripple agenti sulla guida in τ_s al variare di k_s

Per quanto riguarda la trasmissione del moto dal motore al cilindro, si vuole utilizzare una cinghia e un albero motore composto da ferro a bassa permeabilità con raggio di 2.75 mm , valore scelto arbitrariamente in prima approssimazione⁵

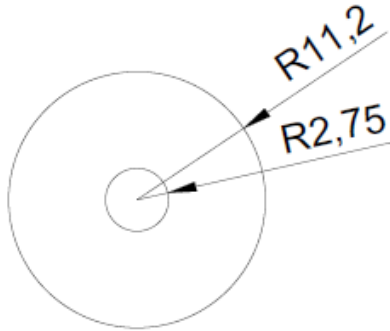


Figura 4.19: Cilindro con albero centrale

Il valore di forza media ottenuto è

$$f_x = 1.148 \frac{kN}{m}$$

Volendo ottenere la forza richiesta maggiorata di 2 o 3 punti percentuali ($\cong 173 \text{ N}$) si va ora a calcolare quello che dovrebbe essere lo spessore del dispositivo con la:

$$H = \frac{F_x}{f_x} \quad (4.9)$$

con F_x forza sulle salienze in N e f_x forza sulle salienze per unità di spessore in N/m.

Si ottiene $H \cong 0.150 \text{ m} = 150 \text{ mm}$ che è il massimo spazio a disposizione.

Si è riusciti quindi ad ottenere la forza necessaria utilizzando un solo convertitore; il problema, però, sta nella valutazione di quello che è il ripple: se è vero che per la valutazione delle prestazioni viene considerato il valore medio della forza è anche vero che le sue oscillazioni devono mantenersi abbastanza basse per garantire un movimento fluido della porta o carico scorrevole o per non andare a pesare troppo sul controllo. In questo caso, utilizzando la (4.2) si ottiene

$$r_s = 15.9\%$$

E quindi una forza di traslazione in direzione x positiva di

$$F_x = (173 \pm 27.5) \text{ N}$$

⁵ Inserendo un albero che va a sostituirsi al magnete in quella determinata posizione, varierà anche l'area di magnete utilizzato.

Per una corretta valutazione dei risultati ottenuti si va ora a calcolare la forza per unità di volume di magnete usato: questo parametro è di grossa importanza visto che si vuole ricercare una configurazione che sfrutti bene il magnete a disposizione.

L'area di magnete utilizzata sarà data da:

$$S_m = \pi \cdot n_c \cdot (r_c^2 - r_{shaft}^2) + l_m \cdot h_m \quad (4.10)$$

con r_{shaft} raggio dell'albero motore; con questa configurazione, la superficie vale 0.001991 m^2 . Il volume:

$$V_m = S_m \cdot H \quad (4.11)$$

sarà di 0.2986 dm^3 .

Ora abbiamo tutte le informazioni per calcolare la forza sviluppata sulle salienze per unità di volume che sarà quindi:

$$F_{x_v} = \frac{F_x}{V_m} \quad (4.12)$$

che nel nostro caso varrà $579.37 \frac{\text{kN}}{\text{m}^3}$.

In Tab. 4.1 è riportata una tabella con le caratteristiche principali del dispositivo analizzato

Profondità modello [mm]	150
Volume magnete [dm^3]	0.2986
$f_x \left[\frac{\text{N}}{\text{m}} \right]$	1148
$F_x [\text{N}]$	173
$f_{x_v} \left[\frac{\text{kN}}{\text{m}^3} \right]$	579.37
$r_s [\%]$	15.9

Tab. 4.1: Caratteristiche del dispositivo 4 cilindri

Dai dati in Tab. 4.1 si può vedere come il ripple sia piuttosto elevato; un'oscillazione così ampia:

- senza un controllo sul motore porterebbe il sistema a muovere la porta non fluidamente.
- Con un controllo sul motore primo si rischierebbe di avere una richiesta di coppia oscillante non possibile da riprodurre.

Dalle analisi fatte su questo modello e dalla mappatura delle linee di flusso esposta in *Figura 4.20*, si vede come la salienza non venga investita da valori di induzione (T) tali da portare a saturazione il pezzo: può essere quindi modificata nella forma andando a risparmiare sul quantitativo di materiale.

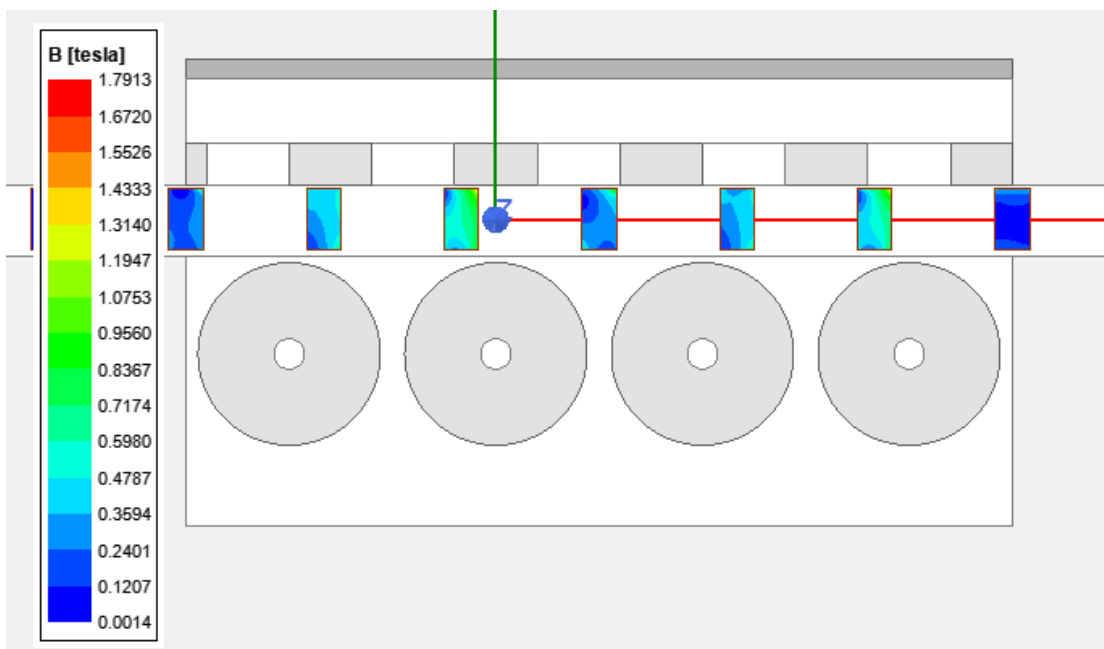


Figura 4.20: Densità di flusso sui modulatori [T]

Si decide fin da subito, quindi, di modificare la forma dei modulatori passando da una forma rettangolare ad una ipse che consente di ottenere un risparmio di materiale di più del 20% (*Figura 4.21*). Il risparmio di materiale, oltre che trovare vantaggio nel risparmio economico, trova vantaggio anche in termini di perdite nel ferro, proporzionali al volume del pezzo in cui hanno sede.

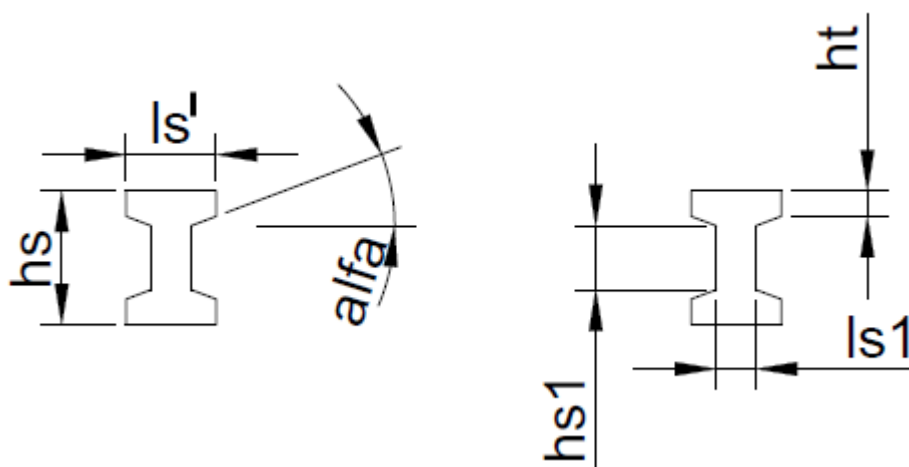


Figura 4.21: Nuova geometria della salienza

h_t definisce l'altezza del dente della salienza.

Per costruire l'ipe in Ansys è stato necessario ricorrere all'uso di linee e poi al comando *unite* e *coverlines*. Le dimensioni del pezzo sono state così definite:

$s = 0.2 \text{ mm}$ → è lo spazio occupato dall'eventuale isolamento centrale del pezzo

$$l'_s = s + l_s \cdot 1.8$$

$$l_{s1} = s + l_s \cdot 0.8$$

$$h_{s1} = h_s - l_{s1} \cdot \tan(\alpha) - h_t$$

$$\alpha = 30^\circ$$

Con l_s e h_s che si riferiscono alle relazioni già esposte nei capitoli precedenti.

Può esservi presente o meno una sezione intermedia a seconda del valore che assumono le perdite per correnti parassite:

- Se sono sostanziose si ricorre alla divisione del pezzo in modo tale da ridurre la circolazione.
- Se sono basse si può pensare di produrre il pezzo massiccio e quindi senza alcun isolamento a metà.

In generale, le correnti che circolano nella sezione ferromagnetica ne provocano un riscaldamento per effetto Joule che dovrà essere smaltito dal pezzo stesso. Date le piccole dimensioni del dispositivo, le correnti parassite non dovrebbero creare problemi e quindi si prende come modello iniziale quello di un ipe senza divisione centrale. A modello ultimato si andranno a fare comunque le valutazioni del caso.

Con la nuova forma di ipe si è andati a costruire in Ansys un nuovo modello sempre composto da quattro cilindri e con le stesse caratteristiche di partenza del modello precedente.

Come detto anticipatamente, è la forma delle salienze quella che maggiormente pesa nella definizione del valore del ripple, ma è da considerarsi anche la grandezza dei cilindri ovvero il loro raggio. Partendo dal presupposto che, per ragioni costruttive e di corretto funzionamento del dispositivo, debbano esserci almeno 2 mm tra i cilindri, e che quindi r_M debba essere diminuito di 1 mm, si procede con l'analisi parametrica considerando i cilindri con un valore di raggio che va da 10.5 a 11.5 mm con un step di 0.5 mm (la parametrizzazione è grossolana in quanto vedremo che il ripple, variando il raggio, rimarrà comunque elevato). I coefficienti iniziali della guida saranno $q_s = 0.3$ e $k_s = 1.8$ che rispettivamente danno $l_s = 5 \text{ mm}$ e $h_s = 9 \text{ mm}$. Il nuovo modello verrà indicato con l'acronimo R4L10 (4 cilindri rotanti e 10 magneti lineari fissi).

Dall'analisi parametrica sul raggio si ottengono i valori in *Tab.4.2*.

$r_c \text{ [mm]}$	$f_x \left[\frac{N}{m} \right]$	$F_{xv} \left[\frac{kN}{m^3} \right]$
10.5	1098.1	613.3234854
11	1171.1	608.2063979
11.5	1245.9	602.7957251

Tab. 4.2: Raggi R4L10

Dai valori ottenuti si scarta subito la prima riga della *Tab. 4.2*, in quanto la configurazione non permetterebbe di raggiungere la forza necessaria richiesta poiché sarebbe richiesto uno spessore maggiore di 150 mm ovvero lo spazio messo a disposizione dal cassone. Per quanto riguarda gli altri due valori si ha una maggiore forza di traslazione per il raggio più elevato dovuto al maggior uso di magneti che va a pesare però sul valore di forza per unità di volume: qui il valore più elevato risulta

essere quello per il raggio 10.5 mm (che evidentemente ha troppo poco materiale magnetico per poter sviluppare la forza richiesta). Per non far ricadere la scelta su un compromesso, si va a valutare il ripple di forza che si viene a creare con le diverse scelte e si verifica che la minor oscillazione che vale il 23.98 % si ha per il raggio più grande; in aggiunta, queste differenze di raggio non comportano una variazione sensibile di forza per unità di volume magnetico. È chiaro che un'oscillazione così alta potrebbe essere problematica nella gestione del moto e quindi si va ad eseguire la parametrizzazione anche delle salienze allo scopo di trovarne la geometria più performante. Dai valori ottenuti si evince che il raggio del magnete va a pesare maggiormente su quella che è la forza prodotta.

Si vanno ora ad eseguire le valutazioni sulla forza prodotta e quindi esercitata dai magneti sulle salienze. Facendo variare il coefficiente q_s tra 0.2 e 0.55, con passo 0.05, ed eseguendo per ognuno l'analisi della forza media nel periodo τ_s di spostamento della salienza, si ottiene, come riportato nella *Figura 4.22*:

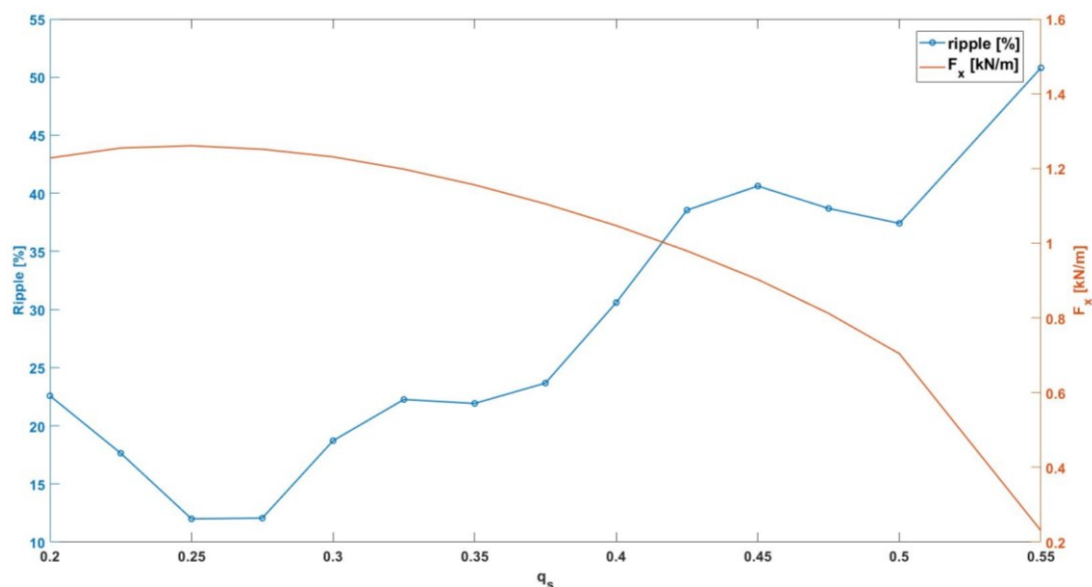


Figura 4.22: Ripple e forza traslante al variare di q_s (R4L10)

Il valore di ripple più basso lo si ottiene per un valore di q_s che comporta anche uno dei più alti valori forza prodotta; si sceglie

$$q_s = 0.25$$

Si può vedere come solo modificando la dimensione della salienza il ripple cali a meno di metà del valore iniziale e più precisamente a circa il 12 %. L'effetto modulante è quindi l'elemento di maggior peso in un convertitore magnetico di movimento roto-traslatorio.

Per completare la definizione del modulatore si va a far variare il valore del coefficiente k_s tra 0.8 e 2.2 con passo 0.1; graficando i valori ottenuti si ottiene quanto riportato in *Figura 4.23*.

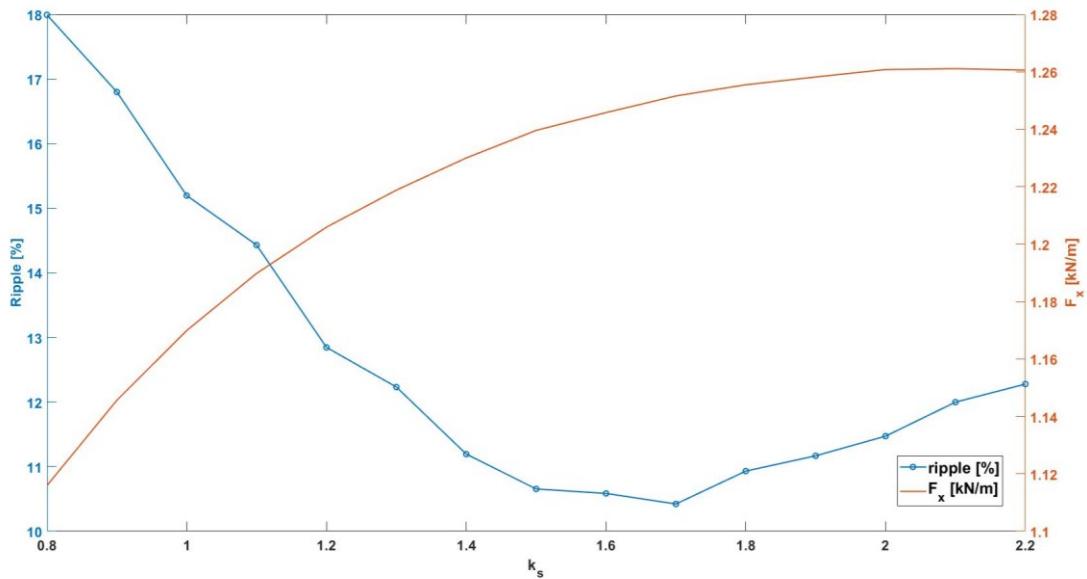


Figura 4.23: Ripple e forza traslante al variare di k_s (R4L10)

Il valore di massima forza si otterrebbe per $k_s = 2.1$ invece il minor ripple per $k_s = 1.7$. Dato che tra i due valori di coefficiente vi sono circa $9 \frac{N}{m}$ è lecito prendere come buono il valore che consente di ridurne quanto più l'oscillazione. I valori dei coefficienti scelti per la guida saranno quindi

$$q_s = 0.25$$

$$k_s = 1.7$$

per un valore di oscillazione di forza traslante pari a

$$r_s = 10.96 \%$$

e forza

$$f_x = 1.229 \frac{kN}{m}$$

Volendo ottenere sempre i 173 N sulla guida, lo spessore del dispositivo dovrà essere di

$$H = 0.141 \text{ m}$$

Si otterrà dunque un dispositivo che avrà la seguente forza prodotta:

$$F_x = (173 \pm 19) \text{ N}$$

Grazie ad una rapida simulazione con il modello Transient si ricavano i valori di perdite per correnti parassite per unità di superficie: si ottiene una perdita di circa $3 \frac{kW}{m^2}$ che in relazione alla superficie degli ipe porta a una perdita assoluta di poco più di 0.5 W da smaltire per lo più all'interno del dispositivo. Sebbene i traferri siano di dimensioni ridotte, l'ipotesi iniziale di considerare il pezzo senza suddivisione centrale viene confermata.

Al fine di ottenere alla fine dell'elaborato un quadro completo sulle caratteristiche principali delle configurazioni testate, si va a calcolare il valore di forza per unità di volume:

$$F_{x_v} = 589.427 \frac{kN}{m^3}$$

I risultati ottenuti in termini di prestazioni sono da considerarsi buoni poiché la forza per unità di volume di magnete è piuttosto elevata. In termini di oscillazione di forza però ci può essere margine di miglioramento rispetto al 10% sin qui ottenuto.

4.5 Implementazione di un nuovo tipo di magnetizzazione

4.5.1 Magnetizzazione Halbach per i PML

Per ottenere un migliore indirizzamento delle linee di campo e una diminuzione dell'induzione sul giogo dietro ai PML si decide di cambiare la magnetizzazione della parte lineare ricorrendo a una configurazione quasi Halbach a 90° come quella rappresentata in *Figura 4.23*. [14]

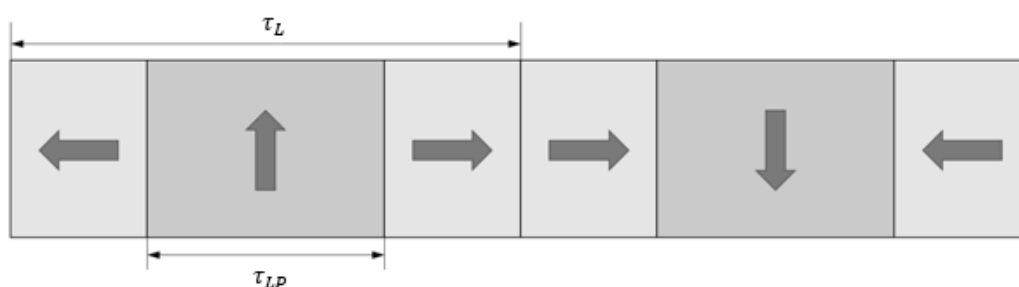


Figura 4.23: Configurazione qHalbach PML

Il rapporto tra il passo polare totale τ_L e quello del magnete con magnetizzazione verticale τ_{LP} è dato dalla (4.13)

$$T_s = \frac{\tau_{LP}}{\tau_L} \quad (4.13)$$

Sarà dunque T_s a variare per definire la composizione della parte magnetica lineare. Aumentando il rapporto aumenterà anche la larghezza del magnete verticale nord-sud fino a quando il rapporto varrà 1 come nelle configurazioni precedentemente studiate ovvero senza parte magnetizzata orizzontalmente. L'utilizzo di questa configurazione sul modello sopracitato comporta diversi benefici:

- Sostanziale aumento della forza prodotta poiché vi è l'indirizzamento delle linee lungo una parte preferenziale.
- Leggera diminuzione del ripple di forza prodotta dovuta alla disposizione magnetica scelta.
- Diminuzione dell'induzione sullo yoke e quindi una diminuzione delle perdite nel ferro dello stesso (*Figura 4.24*)

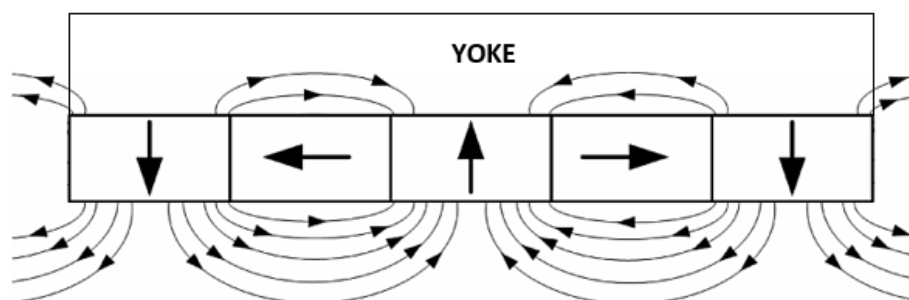


Figura 4.24: linee di campo con magnetizzazione quasi Halbach PML

A causa dell'effetto di sovrapposizione, il flusso magnetico sul lato inferiore del dispositivo può essere aumentato mentre quello sull'altro lato viene soppresso; ciò consente appunto di ridurre l'induzione sullo yoke e quindi le perdite legate ad essa oltre che ridurre le dimensioni del pezzo alleggerendo il dispositivo; in aggiunta, viene aumentata l'induzione sulle salienze. La distribuzione di campo, poi, diventa più sinusoidale a causa delle direzioni di magnetizzazione progettate per ciascun segmento di magneti permanente.

Nell'utilizzo di questa configurazione bisogna porre però attenzione alla dimensione dei magneti: per essere lavorati infatti essi non devono avere dimensioni troppo ridotte; come si vedrà, i magneti orizzontali saranno di dimensioni piuttosto contenute.

4.5.2 Configurazione a quattro coppie polari lineari

Una delle possibili modifiche progettuali riguarda la riduzione delle coppie polari lineari: questo comporta infatti una sostanziosa riduzione della velocità periferica di rotazione dei cilindri (corpi veloci) pur mantenendo uguale quella di traslazione delle salienze (corpi lenti). Si va quindi a diminuire il numero di coppie polari lineari mantenendo invece fisso a 1 il numero di coppie polari cilindriche.

Da cinque coppie polari di magneti lineari si passa a quattro, consentendo di ridurre la velocità di rotazione dei cilindri a parità di τ_c (e quindi le perdite nel ferro); il nuovo numero di salienze sarà

$$n_s = p_c + p_L = 1 + 4 = 5$$

e il rapporto di trasmissione aumenterà leggermente rispetto al caso con cinque salienze e sarà:

$$G = \frac{1}{n_s} = \frac{1}{5} = 0.2$$

5. Modello con cinque magneti cilindrici

Allo scopo di ridurre il ripple e di aumentare la forza prodotta per unità di volume di magneti, viene proposta una seconda configurazione con cinque cilindri disposti in configurazione quasi Halbach a 90° e con PML a 4 coppie polari sempre in configurazione qHalbach 90° – ci si riferirà a questo modello con l'acronimo R5L8 (5 cilindri rotanti e 8 coppie polari lineari fisse); in realtà, i cilindri compresi sotto i magneti lineari e quindi entro la lunghezza attiva sono sempre quattro, tre interi e due mezzi, come da *Figura 5.1*.

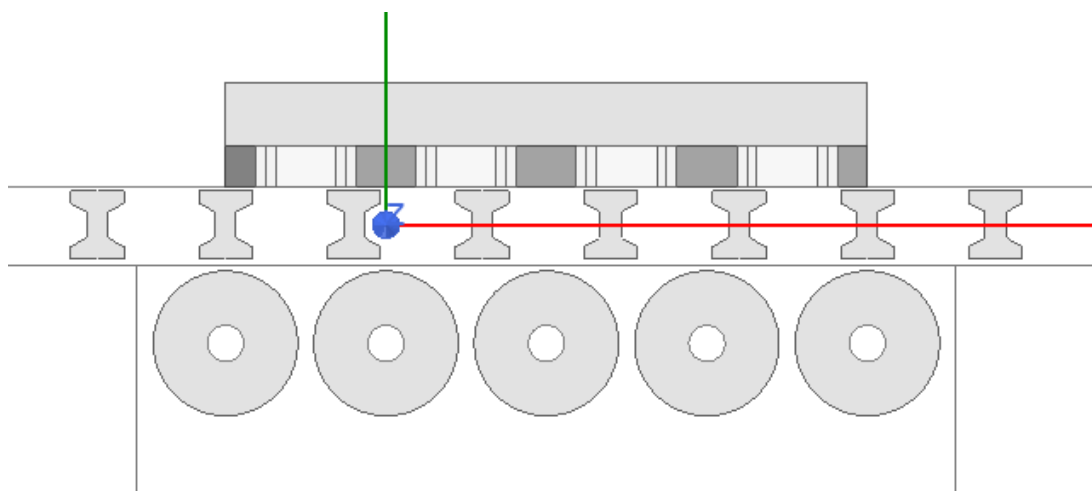


Figura 5.1: R5L8

In questo caso, la magnetizzazione quasi Halbach sarà disposta come in *Figura 5.2*.



Figura 5.2: Magnetizzazione Halbach PML R5L8

Il punto a sfavore di questa scelta sta nel fatto che, esclusi gli effetti di bordo cioè le linee che si concatenano con salienze al di fuori della lunghezza attiva del convertitore, lo sfruttamento della parte magnetica alle estremità è minore rispetto a quella centrale.

Il raggio dell'albero motore viene fissato a 2.25 mm mentre il raggio del cilindro a

$$r_c = 9 \text{ mm}$$

ovvero il raggio massimo applicabile: non si esegue una valutazione sul ripple in quanto, essendo piccoli i cilindri, diminuendo il raggio non si adempirebbe alle richieste di forza.

L'aggiunta di un cilindro e la riduzione delle coppie polari lineari porta alla variazione del passo polare dei cilindri e quindi a quella della lunghezza del dispositivo. Imponendo in prima approssimazione

$$\tau_c = 40 \text{ mm}$$

Dalle (4.5) e (4.6) si trova che il valore di velocità di rotazione dei cilindri deve essere: $\Omega = 1875 \text{ rpm}$.

Per correlare la misura del raggio a quella del passo polare dei cilindri, in vista di ottimizzazioni future, viene calcolato il rapporto $\frac{2 \cdot r_c}{\tau_c} = 0.4$ che tiene conto del raggio rapportato all'interasse tra due cilindri consecutivi.

Per quanto riguarda la geometria della salienza, si decide di modificare la conformazione del dente, allungandolo e stringendolo, nell'ipotesi di poter indirizzare meglio le linee di flusso di campo e quindi di diminuire il ripple di forza su di esse. Facendo riferimento alla *Figura 4.21*, le dimensioni saranno:

$$l'_s = s + l_s \cdot 2.6$$

$$l_{s_1} = s + l_s \cdot 1.2$$

$h_t = h_s \cdot c_s \rightarrow$ altezza dente (è importante che non sia troppo piccola per consentirne la costruzione: si cerca di tenere tutte le dimensioni $\geq 1.5 \text{ mm}$). Il coefficiente c_s varierà in base al valore h_s in modo tale che $w_{sy} \geq 1.5 \text{ mm}$. In questo modello $c_s = 0.18$.

$$\alpha = 40^\circ$$

Le dimensioni rimanenti rimangono invariate.

Allo scopo di accelerare il tempo di simulazione, nelle analisi parametriche eseguite sulle salienze, si sono fatti variare i coefficienti q_s e k_s nel periodo τ_s con step maggiore rispetto alle analisi precedenti. Questo solo per indirizzarci verso quella che è la soluzione migliore rendendo più leggero il calcolo: identificata, infatti, verrà eseguita una simulazione più precisa con step basso per ricavare la vera forza e la vera oscillazione che si viene a creare.

Si impongono per la guida iniziale sempre i valori di l_s e h_s del modello base mentre per i magneti lineari si impone $T_s = 0.5$ ovvero magnete verticale di uguale ampiezza dell'orizzontale (il magnete orizzontale è composto da due metà uguali). La simulazione per trovare il T_s ottimo verrà eseguita a guida definita; successivamente, verrà nuovamente eseguita una valutazione della forza al variare di q_s per verificare che il cambio di magnetizzazione lineare non abbia portato ad un diverso comportamento delle linee di campo che investono la salienza.

Il periodo della salienza, con un τ_c di 40 mm, sarà pari a

$$\tau_s = 16 \text{ mm}$$

e lo step di calcolo⁶ scelto è di circa 0.85 mm

Per ragioni costruttive (dimensione minima in primis), l'intervallo di possibile variazione di q_s è compreso tra 0.14 e 0.3 e il passo di variazione è imposto a 0.01.

Nella *Figura 5.3* sono riportati i risultati della simulazione.

⁶ Step nel quale il programma esegue il calcolo.

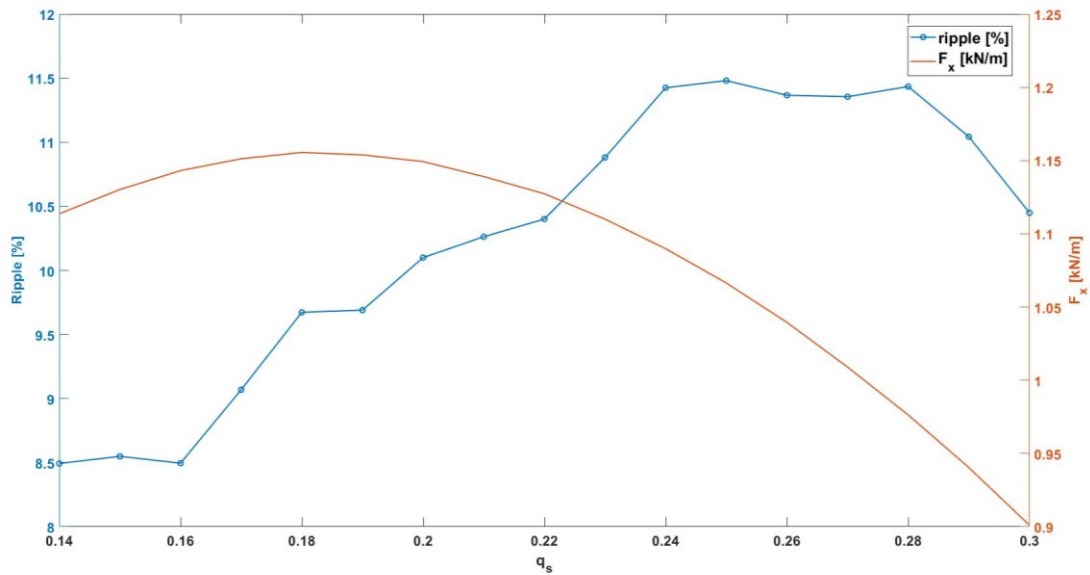


Figura 5.3: Ripple e f_x al variare di q_s – R5L8

Risulterebbe evidente ricadere sul valore di $q_s = 0.14$ ma è necessario prima valutare se la forza prodotta è sufficiente. Imponendo sempre di ricevere in uscita i 173 N , si va a calcolare quelli che dovrebbero essere le profondità necessarie per tutti valori di q_s valutati: il primo valore di q_s valido è 0.16 : esso consente di ottenere l'oscillazione minima anche se con una profondità leggermente maggiore della consentita: il valore di 173 N già è un valore maggiorato e in più è da considerare il fatto che aumentando T_s nelle fasi successive si potrà avere un incremento della forza.

Definito q_s si procede all'analisi parametrica che consiste nel variare k_s tra 2 e 4 con step 0.1, valutando la forza nel periodo τ_s con step di simulazione sempre di circa 0.85 mm (Figura 5.4).

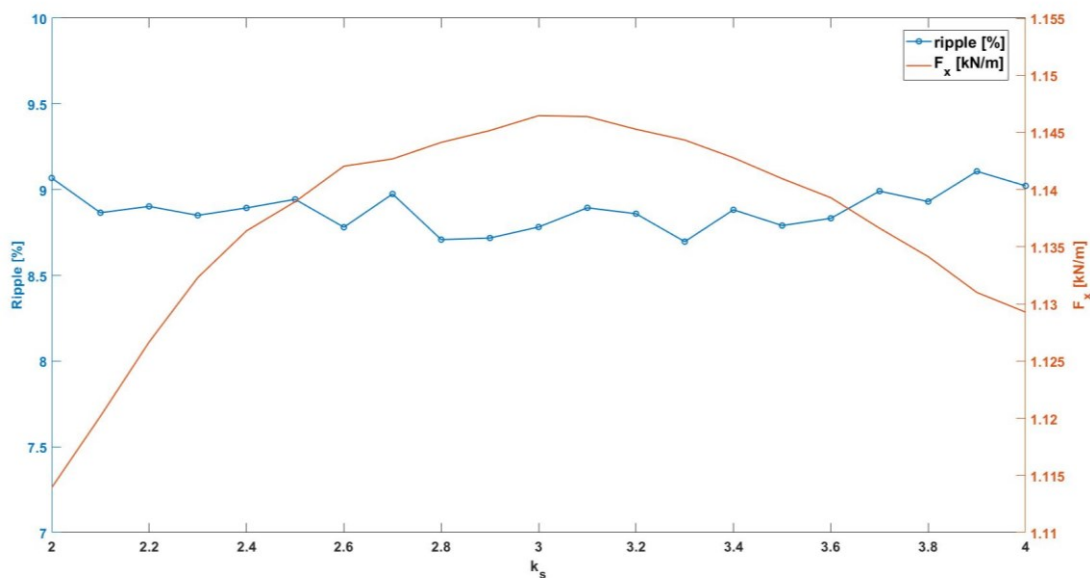


Grafico 5.4: Ripple e f_x al variare di k_s – R5L8

Il valore di ottimo ricavato, pari a $k_s = 3.3$ porta il valore della forza

$$f_x = 1144.33 \frac{N}{m}$$

che richiede, per avere in uscita 173 N, una profondità di $H = 0.151 \text{ m}$.

Il ripple è pari a $r_s = 8.7 \%$.

Definita la dimensione della salienza, si procede ora con una valutazione della conformazione della magnetizzazione lineare fissa: si fa variare T_s con passo 0.05 tra 0.5 e 0.9 valutando la forza media su τ_s con passo sempre di circa 0.85 mm.

Risulta quanto riportato in *Figura 5.5*:

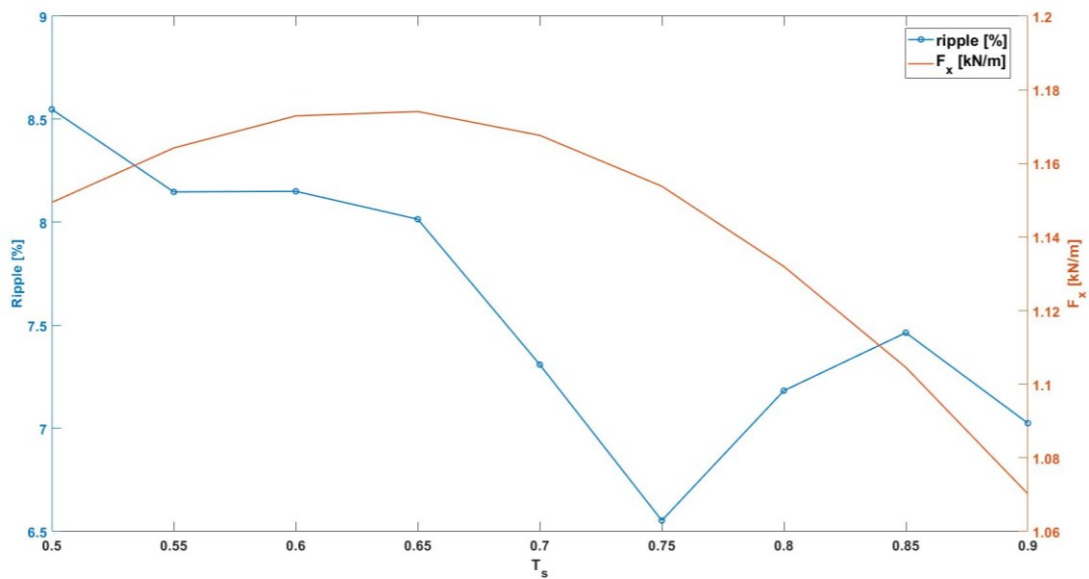


Figura 5.5: Ripple e f_x al variare di T_s – R5L8

Considerando il valore di $T_s = 0.75$ si ottiene un leggero incremento di forza e una notevole diminuzione del ripple:

$$f_x = 1153.8 \frac{N}{m}$$

Questo valore richiederebbe una profondità del modello di $H = 0.150 \text{ m}$ e quindi dentro al limite imposto dal cassone. Risulta evidente l'aumento, seppur leggero, di forza grazie alla magnetizzazione Halbach. In questo modello si è voluto giocare sulla riduzione dell'oscillazione a discapito di una produzione leggermente inferiore di forza: se si fosse preso per buono il T_s che avrebbe consentito il massimo valore di forza ($\cong 1174 \frac{N}{m}$) si sarebbero risparmiati 3 mm di profondità a discapito di un ripple di quasi l'1.5% maggiore; la scelta risulta quindi giustificata.

Trovata la configurazione ottimale per la parte magnetica fissa si va ri-effettuare un'analisi parametrica sulla guida e più precisamente a valutare il nuovo valore di q_s (*Figura 5.6*).

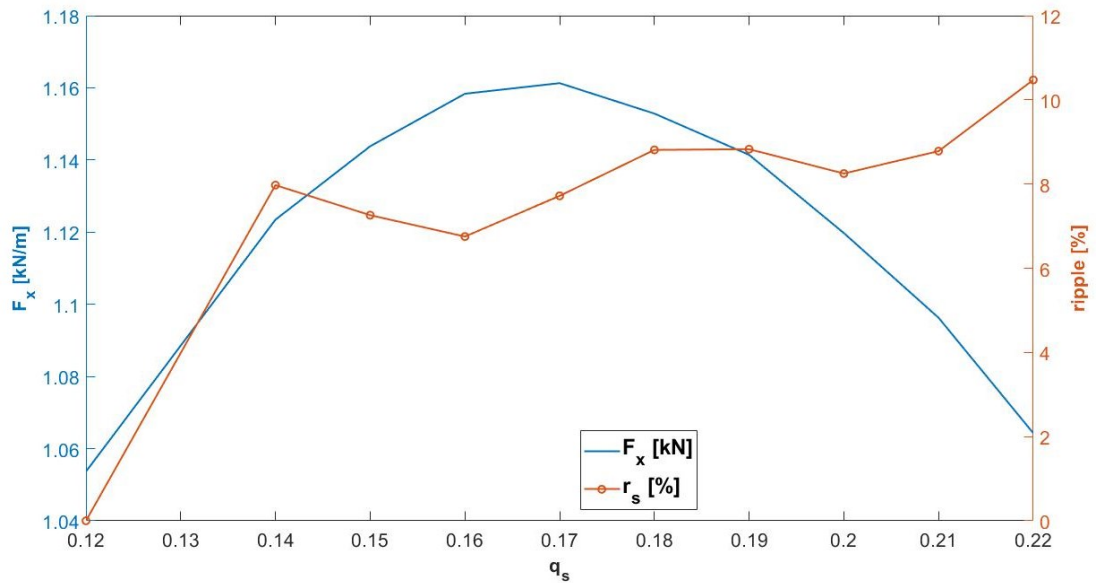


Figura 5.6: Verifica valore di q_s – R5L8

q_s rimane quindi inalterato.

Il profilo di forza ottenuto con la configurazione appena ricavata è quindi rappresentato in Figura 5.7:

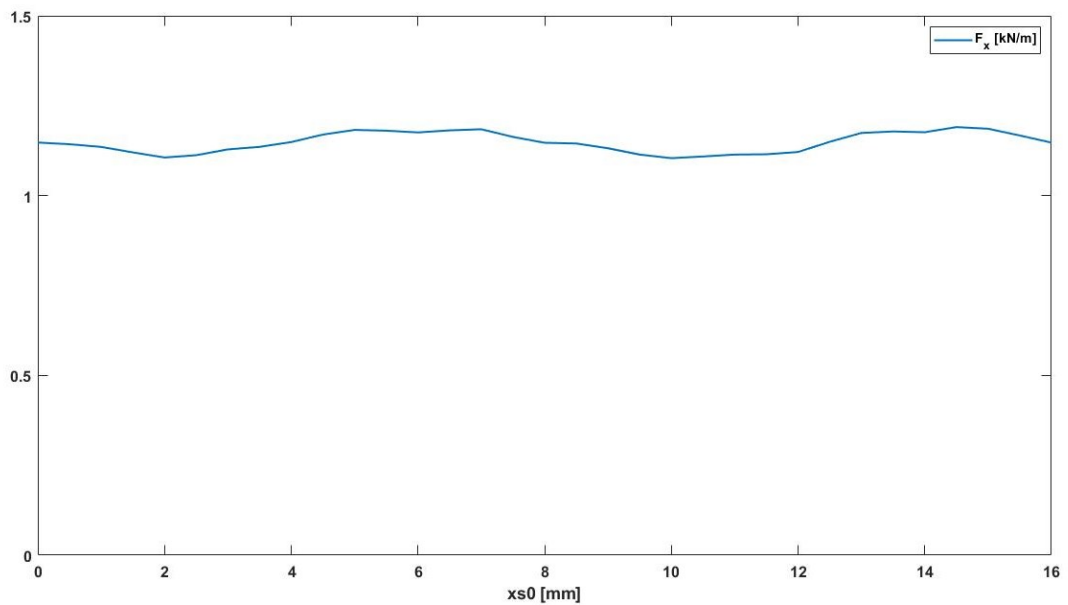


Figura 5.7: Forza R5L8 nel periodo τ_s

La forza traslante media in τ_s risulta

$$f_x = 1148 \frac{N}{m}$$

La forza media risulta leggermente minore a quella calcolata durante la definizione della guida poiché in questa fase è stato effettuato un calcolo più preciso con uno step minore.

La forza prodotta dal modello profondo 150 mm è pari a

$$F_x = 172.2 N$$

e può considerarsi valida.

L'oscillazione finale risulta

$$r_s = 7.52 \%$$

Il modello profondo 150 mm produrrà sulle salienze una forza:

$$F_x = (172.2 \pm 13) N$$

Per capire la differenza che viene apportata dalla magnetizzazione quasi Halbach dei PML, vengono riportate le prestazioni dello stesso convertitore ma con magnetizzazione normale (o con $T_s = 1$): il ripple è simile

$$r_s^* = 7.5 \%$$

ma la forza prodotta è notevolmente più bassa:

$$f_x^* = 0.998 \frac{kN}{m}$$

Risulta evidente che la magnetizzazione quasi Halbach, per l'applicazione studiata in questa Tesi, è altamente necessaria per contenere gli spazi occupati. Nello specifico, l'uso della nuova magnetizzazione comporta un risparmio in termini di spessore del 14%.

La densità di forza per questa configurazione risulta:

$$F_{xv} = 720.803 \frac{kN}{m^3}$$

che risulta essere il valore più alto tra tutti i modelli analizzati.

L'aumento sostanziale di quest'ultima forza è perlopiù merito della nuova tipologia di magnetizzazione usata.

In Tab. 5.1 è riportato un report riassuntivo del R5L8 (5 cilindri 8 PML):

Profondità modello [mm]	150
Volume magnetite [dm^3]	0.2389
$f_x \left[\frac{N}{m} \right]$	1148
$F_x [N]$	172.2
$f_{xv} \left[\frac{kN}{m^3} \right]$	720.803
$r_s [\%]$	7.52

Tab. 5.1: Caratteristiche R5L8

6. Doppio convertitore a doppio cilindro

A causa della forza non costante prodotta dal convertitore, si pensa di far produrre lo stesso profilo di forza a due convertitori disposti in serie per poi sfasarne uno in modo tale da livellare la forza traslante totale di uscita eseguendo la somma dei due contributi. La nuova configurazione verrà indicata con l'acronimo RLMD – Rotation To Linear Motion Device.

Gli svantaggi di questa configurazione sono:

- Larghezza del dispositivo totale elevata.
- Se di larghezza contenuta, obbliga i singoli componenti ad essere di piccole dimensioni e quindi di più difficile e onerosa costruzione.
- Più piccolo è il singolo convertitore e più piccolo sarà il periodo delle salienze con conseguente aumento della velocità di rotazione dei cilindri e una più alta frequenza di variazione della distribuzione di campo che va a pesare sulle perdite.

I vantaggi:

- Possibilità di livellare quanto più possibile la forza d'uscita, diminuendone consistentemente il ripple, scegliendo lo sfasamento opportuno tra i due modelli.
- Minor numero di cilindri rispetto al caso a cinque cilindri e quindi più facile azionamento.
- Riduzione parziale degli effetti di bordo in quanto i modulatori uscenti dal primo convertitore andranno ad interagire con i magneti di quello adiacente.

6.1 RLMD con guida in SMC

Siccome per affiancare due convertitori è necessario renderli piccoli per quanto possibile, si teme fin da subito di alzare troppo quelle che sono le perdite nel ferro: esse infatti sono legate al quadrato della frequenza di variazione dell'induzione; per evitare questo problema si decide inizialmente di utilizzare un nuovo materiale per le salienze: Somaloy 700HR 5P che è un materiale composto da polvere sintetizzata pressata (SMC). Si sceglie questo tipo di materiale al fine da limitare le perdite nel ferro dovute alle correnti parassite essendo formato da granelli di polvere pressata e isolata tra loro. Data la fragilità del pezzo che viene a crearsi attraverso uno stampo di quello che è la polvere pressata, le dimensioni minime di costruzione devono essere $> 2 \text{ mm}$.

Per il giogo dietro ai magneti si ritiene opportuno mantenere il materiale di partenza con le stesse dimensioni, dal momento che un materiale SMC come il Somaloy peggiora le prestazioni ferromagnetiche. Per ultimo e forse anche più importante vi è il fatto che l'acciaio abbia costo nettamente minore di quello del materiale SMC: si decide quindi di utilizzare il materiale SMC solo per le salienze mentre per lo yoke di mantenere lo *Steel1008* di partenza.

La configurazione base del singolo convertitore del nuovo modello si servirà di:

- Numero di coppie polari lineari pari a 4 – senza la riduzione di queste ultime sarebbe necessaria una velocità di rotazione dei cilindri più elevata, andando a pesare sulle perdite nel ferro.
- Magnetizzazione PML quasi Halbach – senza questi accorgimenti non sarebbe possibile raggiungere i valori di forza richiesti occupando uno spazio ridotto, aspetto di primaria importanza se si parla di affiancare due convertitori.

In *Figura 6.1* è rappresentato il modello RLMD

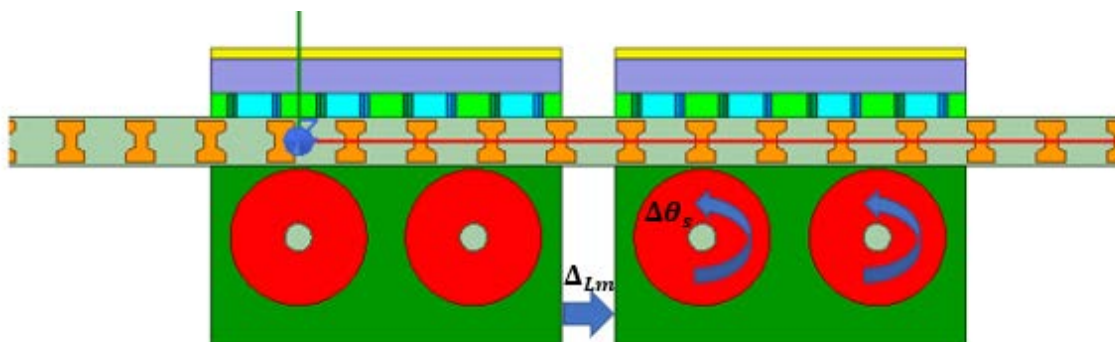


Figura 6.1: RLMD con guida SMC

Lo spazio tra i due convertitori è lo sfasamento lineare ΔL_m : ad uno sfasamento lineare corrisponderà uno sfasamento angolare $\Delta \theta_s$ dei cilindri del convertitore sulla destra.

Dopo alcune analisi preliminari atte all'identificazione del passo polare ottimale per i magneti cilindrici, viene fissato:

$$\tau_c = 36 \text{ mm}$$

La scelta del τ_c non ricade solo sull'implementazione della forza necessaria ma anche e soprattutto su un aspetto meccanico: è il valore più basso che consente di ottenere la forza richiesta utilizzando dimensioni fisicamente riproducibili dei singoli pezzi.

Lo spazio effettivamente occupato dal dispositivo viene calcolato con la (6.1)

$$l_{tot} = 4 \cdot \tau_c + \Delta_{Lm} \quad (6.1)$$

Dunque, lo spazio occupato dal convertitore, nel caso di $\tau_c = 36 \text{ mm}$, è $l_{tot} = 0.144 + \Delta_{Lm}$; essendo Δ_{Lm} uno sfasamento lineare esso potrà variare nel periodo τ_s .

Dalla (3.7)

$$\tau_s = 14.4 \text{ mm}$$

allora la lunghezza totale del dispositivo sarà sempre e comunque minore di

$$l_{totMAX} = 0.144 + 0.0144 = 0.1584 \sim 16 \text{ mm}$$

lunghezza che rispetta i vincoli imposti inizialmente.

La velocità a cui devono girare i cilindri, dalla (4.6), vale

$$\Omega_c = 2083.33 \text{ rpm}$$

Per il dimensionamento di guida e magneti lineari si farà sempre riferimento al convertitore singolo, mentre l'altro sarà identico.

Dato che la scelta di un τ_c piccolo e l'utilizzo del nuovo materiale hanno imposto anche per i singoli componenti una dimensione ridotta, si va a cambiare leggermente la conformazione delle salienze soprattutto andando ad eseguire l'analisi parametrica anche per definire l'altezza del dente: questa sezione infatti, essendo la più piccola, rischia di essere troppo fina per essere riprodotta.

$$l'_s = s + l_s \cdot 2.7$$

$$l_{s1} = s + 1.2 \cdot l_s$$

$h_t = h_s \cdot c_s \rightarrow$ altezza dente (è importante che non sia troppo piccola per consentirne la costruzione: si cerca di tenere tutte le dimensioni $\geq 2 \text{ mm}$). Il coefficiente c_s varierà in base al valore h_s in modo tale che $h_t \geq 2 \text{ mm}$.

$$\alpha = 40^\circ$$

$$h_{s1} = h_s - \frac{1}{6} h_t$$

La posizione della guida rispetto ai cilindri che consente la forza massima prodotta è ricavata dalla (3.13) e porta a

$$x_{s1} = -3.6 \text{ mm}$$

L'asse della salienza sarà quindi spostato indietro di 3.6 mm rispetto all'asse del magnete PML nord e l'asse di magnetizzazione verticale del cilindro.

Si procede con quella che è la scelta del raggio: da quanto detto nel capitolo precedente, il rapporto ottimale $\frac{r_c}{\tau_c} = 0.4$ dovrebbe portare alla scelta di un valore di raggio pari a 14.4 mm . Dal momento che, a causa dei vincoli relativi allo spazio disponibile, il valore massimo realizzabile è di 14 mm , viene scelto quest'ultimo. La forza messa a disposizione risulta quindi di 880.53 N/m con un ripple del 12.2% . Vengono fissati quindi

$$r_c = 14 \text{ mm} \quad r_{shaft} = 2.8 \text{ mm}$$

Si esegue ora l'analisi parametrica sulle salienze: a causa di dimensioni minime del pezzo, il valore minimo di q_s che può essere applicato è 0.13 , il massimo lo si impone a 0.3 (oltre si avrebbe interferenza tra le salienze vista l'ampia larghezza). Eseguendo la simulazione con variazioni di q_s pari a 0.01 si ottiene ciò che è riportato in *Figura 6.2*.

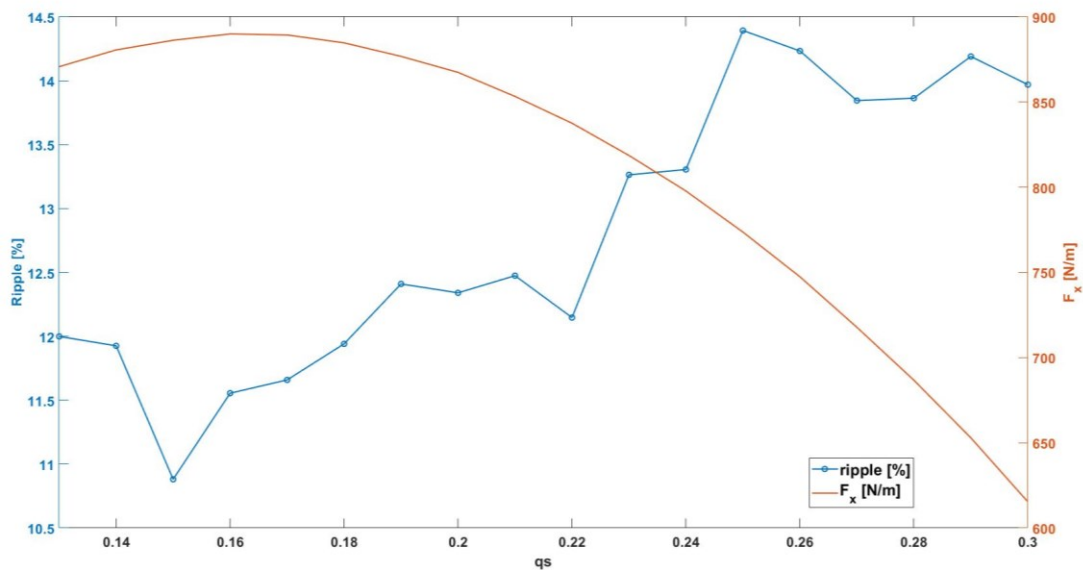


Grafico 6.2: f_x e ripple al variare di q_s – RLMD SMC

Viene scelto

$$q_s = 0.15$$

Prima di procedere con l'analisi del coefficiente k_s ottimale, viene eseguita l'analisi sul coefficiente c_s ovvero il termine il quale influenza l'altezza del dente della salienza

$$c_s = \frac{h_t}{h_s} \quad (6.2)$$

Dato che $w_{sy} > 2 \text{ mm}$ allora

$$c_s \cdot h_s > 2 \text{ mm}$$

Visto che la guida pre-ottimizzazione è dotata di una $h_s = 10 \text{ mm}$, dovrà essere

$$c_s > 0.2$$

Si farà quindi variare c_s tra 0.2 e 0.35 che sono valori limite che comunque sarebbe meglio non utilizzare. Sebbene dalle analisi risulti che il valore di c_s che comporta ripple minore sia pari a 0.21, si ritiene opportuno scegliere un valore più alto per rendere il pezzo più lavorabile a discapito di un leggerissimo aumento del ripple di forza e una leggera diminuzione di quest'ultima. Si sceglie dunque

$$c_s = 0.25$$

L'analisi di k_s dovrà quindi essere eseguita su un range definito di valori di prova: se $c_s = 0.25$ e $h_t > 2mm$ deve essere $h_s \geq 8 mm$ e quindi

$$k_s \geq 3.7$$

Si fa variare dunque k_s tra 3.7 e 5 calcolando la forza media lungo τ_s e si ottengono gli andamenti riportati in *Figura 6.3*.

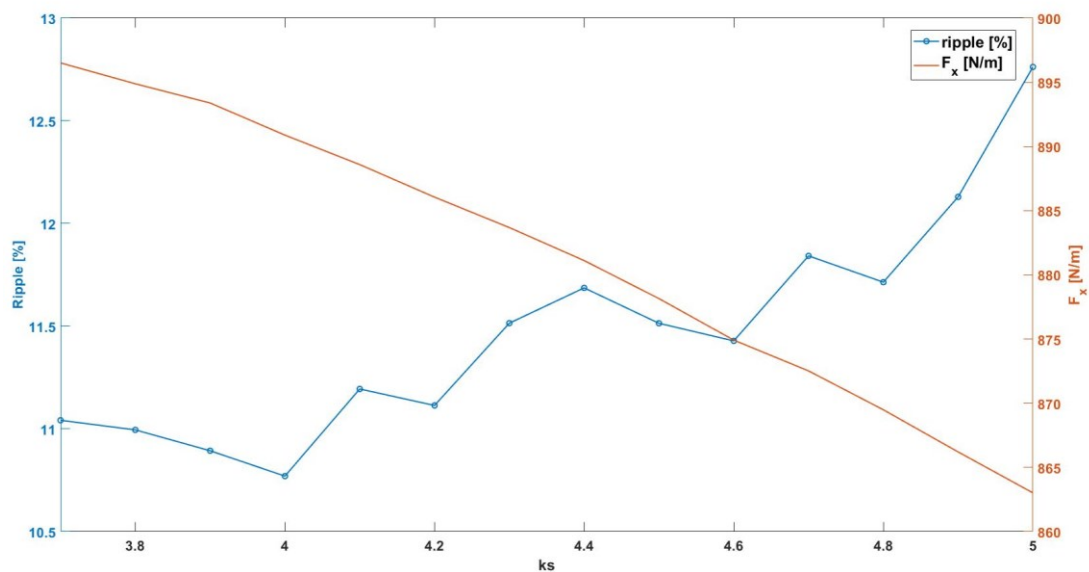


Figura 6.3: f_x e ripple al variare di k_s – RLMD SMC

L'altezza del dente, con questi valori dei coefficienti è

$$h_t = 2.16 mm$$

che si attiene alle specifiche richieste.

Si vuole eseguire una verifica analitica su q_s : essa deve assumere un valore per cui l'altezza del dente della salienza risulti maggiore di 2 mm ($h_t > 2 mm$); con $c_s = 0.25$ che comporta $h_s \geq 8 mm$ e $k_s = 4$ si ha che $l_s > 2 mm$; con $\tau_s = 14.4 mm$ risulta

$$q_s = \frac{l_s}{\tau_s} = \frac{2}{14.4} = 0.14$$

q_s dovrà quindi essere maggiore di 0.14. Dal momento che per la guida si è scelto $q_s = 0.15$ ne vengono confermate le dimensioni.

Il ripple risultante è di

$$r_s = 11\%$$

Mentre la forza media prodotta di

$$f_x = 890.79 \frac{N}{m}$$

Si procede ora alla definizione della magnetizzazione dei PML.

Considerando che tutte le valutazioni precedenti sono state eseguite con T_s dei magneti pari a 0.5, si va ora alla valutazione della forza media in τ_s per valori di T_s da 0.7 a 0.85 con passo 0.05. Viene ristretto l'intervallo di analisi ad uno nell'intorno del valore di T_s ottimo valutato nel modello precedente. In *Tab. 6.1* sono riportati i risultati dell'analisi.

T_s	$f_x \left[\frac{N}{m} \right]$	r_s [%]
0.7	896.5336131	9.852617596
0.75	883.9131996	9.485370514
0.8	866.0996942	8.820754035
0.85	843.1054759	8.476512707

Tab. 6.1: f_x e ripple al variare di T_s – RLMD SMC

Il valore più basso di oscillazione della forza in uscita lo si ha per $T_s = 0.85$, valore che però viene subito scartato poiché comporterebbe una dimensione troppo piccola del magnete orizzontale e soprattutto un abbassamento sensibile della forza prodotta. Si sceglie:

$$T_s = 0.8$$

Scegliere il valore di $T_s = 0.6$ per aumentare la forza di solo 40 N/m vorrebbe dire andare a peggiorare l'attuale ripple di quasi 2 punti percentuali.

Con una simulazione più accurata con passi più ristretti si ottiene il valore di forza media e di ripple che questo dispositivo così dimensionato dà in uscita:

$$f_x = 842.52 \frac{N}{m}$$

$$r_s = 8.78 \%$$

Ora che abbiamo definito la geometria del convertitore singolo non resta altro che ricavare lo sfasamento necessario tra i due convertitori uguali atto a minimizzare il ripple di forza.

Partendo dal profilo di forza del singolo convertitore riportato in *Figura 6.4*.

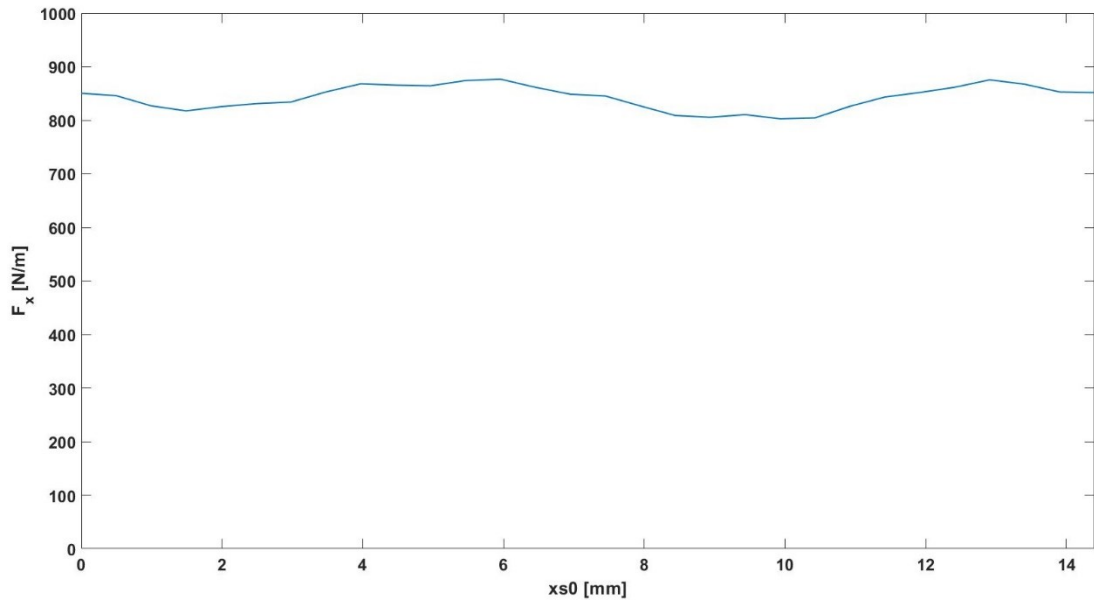


Figura 6.4: profilo di forza RLMD SMC – singolo convertitore

si cerca di individuare quale sia il perfetto sfasamento tra due profili identici uguali a questo che consenta di ottenere una sensibile diminuzione del ripple di forza e una buona forza traslante in uscita.

Quello che risulta è che shiftando le due cruve di 276° si ha la massima diminuzione dell'oscillazione e un buon sfruttamento della forza data dai magneti. Nella *Figura 6.5* sono rappresentate l'oscillazione e la forza traslante in uscita ai due convertitori in serie (ma sfasati) per ogni angolo di sfasamento:

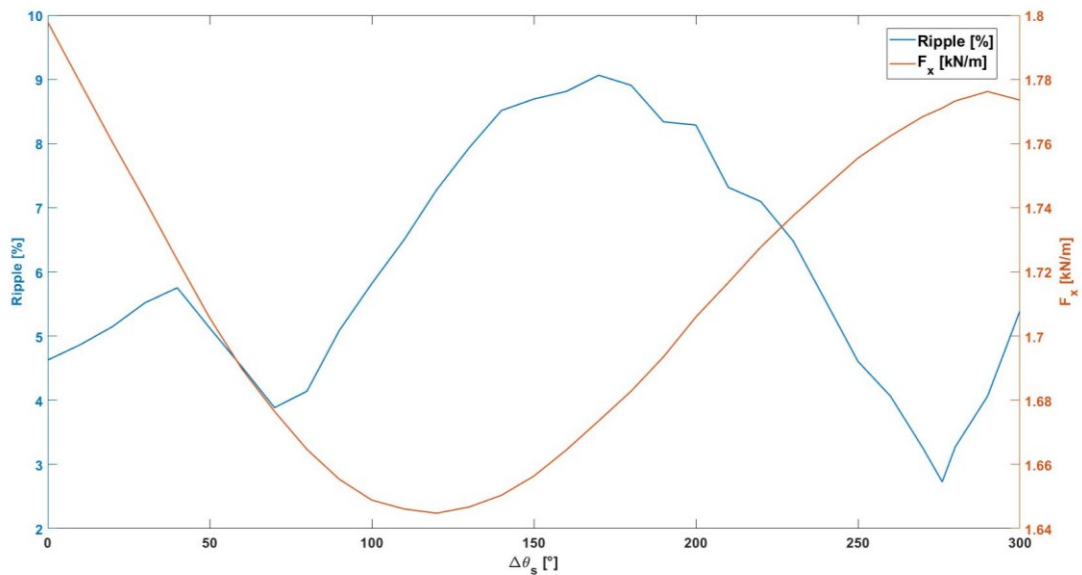


Figura 6.5: Forza media e ripple al variare dello sfasamento $\Delta\theta_s$ tra i due convertitori

La distanza che dovrà esistere tra i due convertitori per ottenere un dato sfasamento è data dalla seguente relazione:

$$\Delta L_m = \frac{\Delta \theta_s}{360} \cdot \tau_s \quad (6.3)$$

I due dispositivi dovranno quindi essere distanziati di $\Delta L_m = 11.04 \text{ m}$. Non solo, uno sfasamento lineare, come anticipato, corrisponde ad uno angolare: per far sì di mantenere la condizione di forza massima al netto dello sfasamento tra i due convertitori, anche le magnetizzazioni dei cilindri del convertitore che viene traslato verso destra dovranno cambiare e saranno ruotate in senso antiorario dell'angolo $\Delta \theta_s$.

Quello che risulta dall'analisi più precisa e quindi con passo di campionamento in τ_s più piccolo, è che il convertitore completo formato dai due in serie e shiftati di 276° svilupperà una forza sulle salienze pari a

$$f_x = 1770.7 \frac{kN}{m}$$

ed avrà un'oscillazione attorno al valore medio di

$$r_s = 3.25 \%$$

Volendo ottenere i canonici 173 N in uscita, il dispositivo completo dovrà presentare una profondità:

$$H = 0.098 \text{ m}$$

Utilizzando una misura standard pari a 100 mm, si ottiene una forza

$$F_x = (177 \pm 5.75) \text{ N}$$

Lo spessore quindi è ridotto rispetto a tutte le configurazioni precedenti ma vi è da considerare il fatto che si sono usati due convertitori in serie: Il volume di magnete utilizzata nel singolo sarà pari a

$$V_{m1} = 0.15597 \text{ dm}^3$$

Il volume totale del convertitore sarà quindi dato dal doppio del volume appena calcolato:

$$V_m = 0.312 \text{ dm}^3$$

La forza prodotta per unità di volume:

$$F_{xv} = 567.308 \frac{kN}{m}$$

Dunque, questa configurazione permette di diminuire notevolmente sia il ripple di forza sia lo spessore richiesto dalla geometria a discapito di una sostanziosa diminuzione della forza per unità di volume di magnete impegnato rispetto al modello a 5 cilindri. Dal momento che una riduzione della profondità del pezzo è un grosso vantaggio dal punto di vista costruttivo, e tenendo conto delle prestazioni in termini di forza, si ritiene che l'attuale configurazione sia migliore della precedente.

Al fine di capire quanto spazio il modello effettivamente occuperà, si calcola la lunghezza totale con la (6.1)

$$l_{tot} = 0.155 \text{ m}$$

Nella Tab. 6.2 è riportato un report riassuntivo di quelle che sono le prestazioni del dispositivo con guida in SMC.

Profondità modello [mm]	100
Superficie magnete [m^2]	0.0015597
Volume magnete [dm^3]	0.312
$f_x \left[\frac{N}{m} \right]$	1770.7
$F_x [N]$	177
$f_{xv} \left[\frac{kN}{m^3} \right]$	567.308
$r_s [\%]$	3.25
Lunghezza totale [m]	0.155

Tab. 6.2: Caratteristiche RLMC a doppio convertitore a doppio cilindro - SMC

Di notevole importanza progettuale sono le perdite che possono manifestarsi nel dispositivo. Dal momento che non sono presenti conduttori vi sono da escludere le perdite per effetto Joule ma sono da considerarsi quelle nel ferro e quelle per correnti parassite. Lo studio delle perdite verrà eseguito nei prossimi capitoli, ma è necessario anticipare che quello che risulterà dalle analisi sarà che il dispositivo non sarà affetto da un valore di potenza persa tale da giustificare l'uso di materiali come gli SMC sicuramente più costosi dell'acciaio. Dato che il Somaloy 700HR 5P usato nella guida ha comportato diversi limiti, uno su tutti quello della dimensione minima dei pezzi a 2 mm, si decide di analizzare un nuovo dispositivo sempre con quest'ultima configurazione, ma con la guida composta di salienze massicce in acciaio (Steel 1008 in Ansys). L'uso di materiale massiccio permette una più facile costruzione e quindi riduzione dei costi della stessa e una riduzione proprio sul costo del materiale.

6.2 RLMD con guida massiccia in acciaio

Si decide quindi di produrre le salienze in modo massiccio e utilizzando l'acciaio. La configurazione di base del dispositivo è la stessa di quello studiato nel paragrafo precedente (Figura 6.1), ma ci sono da fare alcune considerazioni:

- La dimensione minima di costruzione non sarà più 2 mm ma è comunque meglio non scendere sotto l'1.5 mm.
- Date le migliori proprietà ferromagnetiche dell'acciaio sarà necessario rivedere i vari coefficienti di guida e magneti lineari, che potrebbero variare a causa di una diversa distribuzione delle linee di campo.

Si può fare la seguente ulteriore considerazione: al fine di ridurre lo spazio occupato dall'azionamento e considerando che ora le tolleranze di costruzione sono minori del caso precedente, si prova ad impostare

$$\tau_c = 30 \text{ mm}$$

facendo sempre attenzione alla dimensione minima che può avere il magnete – in questo caso è bene non progettare magneti con larghezza inferiore ai 2 mm.

Dal passo polare dei cilindri si ricavano velocità di rotazione, passo delle salienze e sfasamento lineare tra asse salienza e asse magnetizzazione nord PML:

$$\Omega_c = 2500 \text{ rpm}$$

$$\tau_s = 12 \text{ mm}$$

$$x_1 = -4 \text{ mm}$$

Ricordando che inizialmente si ragiona sul singolo convertitore e mantenendo invariate le proporzioni tra le coordinate delle salienze, si procede subito con le analisi parametriche atte a definire la geometria di questa configurazione. Per quanto riguarda il raggio dei cilindri bisogna fin da subito considerare quello che è il vincolo sull'altezza massima del convertitore e sulla lunghezza: data h_{Max} , deve essere $r_c \leq 14 \text{ mm}$ che è anche pari al r_M^* . Nell'analisi parametrica sul raggio verrà quindi valutata la forza media sulle salienze in τ_s per ogni valore di r_c nel range $11 \div 14 \text{ mm}$. Considerando la forza media per unità di profondità, il ripple, la forza media per unità di volume di magnete e la profondità necessaria per ogni configurazione per ottenere i 173 N in uscita si ottengono i valori riportati in Tab. 6.3.

r_c [mm]	f_x $\left[\frac{N}{m}\right]$	r_s [%]	F_{xv} $\left[\frac{N}{m^3}\right]$	H^* [m]
11	659.2511781	12.99474814	621.7793812	0.131209474
11.5	685.1769118	13.00738476	605.84124	0.126244768
12	709.8404401	12.8812746	589.1874163	0.121858371
12.5	732.8804231	12.95843865	571.7821227	0.11802744
13	754.6814097	12.81850763	554.1555978	0.114617902
13.5	775.6505002	12.910113	536.7412999	0.111519299
14	794.8729553	12.90400483	519.0145041	0.108822422

Tab. 6.3: Scelta r_c RLMD con guida massiccia

Si decide di ricercare un compromesso tra la profondità del modello e il ripple di forza, e quindi di optare per la configurazione con

$$r_c = 13 \text{ mm}$$

Se i raggi minori consentono un maggior sfruttamento del magnete, quelli maggiori consentono di ottenere una migliore distribuzione di campo e quindi una maggior forza sulle salienze e una minor oscillazione della stessa, senza dimenticare che una minore profondità consente una più semplice e meno onerosa costruzione del modello.

Le salienze della guida hanno ora la possibilità di avere dimensioni leggermente più contenute rispetto al caso precedente e quindi si decide di ricercare il valore ottimo del coefficiente q_s in un range più ampio nella parte bassa e quindi in $0.11 \div 0.3$.

Dalle analisi risulta quanto riportato in *Figura 6.6*.

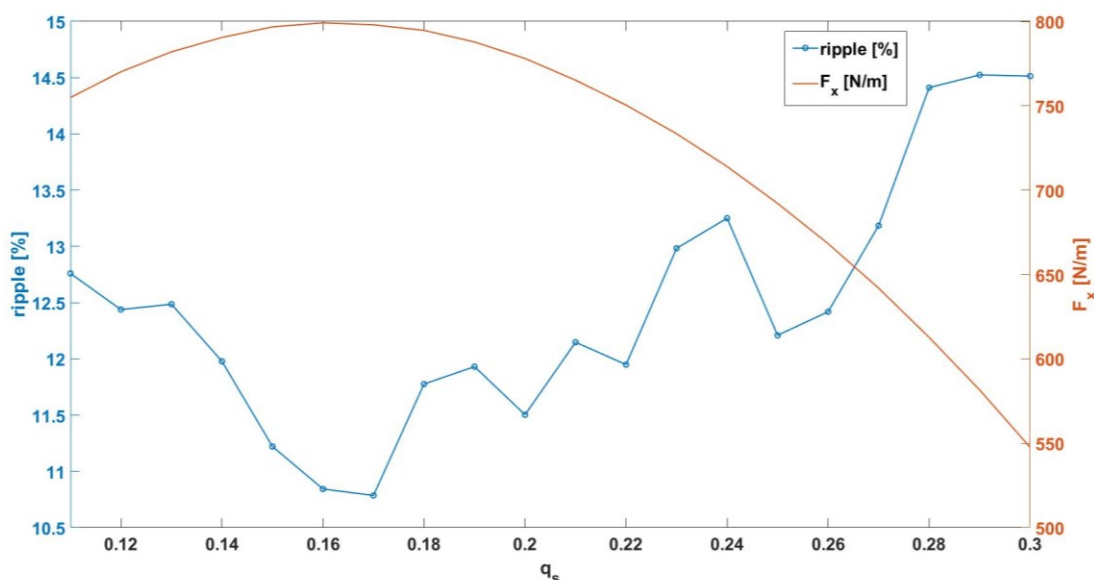


Figura 6.6: Forza media e ripple al variare di q_s – RLMD con guida in acciaio

Si sceglie dunque $q_s = 0.17$ che porta ad una buona riduzione del ripple e ad un buon valore di forza traslante. Da notare come, anche se è possibile avere valore di q_s bassi, sia più vantaggioso avere una larghezza più ampia della precedente: la ragione è appunto da ricercare nel diverso comportamento ferromagnetico di un SMC e dell'acciaio.

Prima di procedere con l'analisi dell'altezza della salienza, si analizza l'altezza del dente: dato che la dimensione minima possibile di costruzione è di 1.5 mm, e data un'altezza iniziale di 9 mm, si ha che $c_s \geq 0.17$. Si farà allora variare c_s tra 0.17 e 0.35, ottenendo un valore ottimale pari a 0.19.

Con questo valore, e dato che $c_s = \frac{h_t}{h_s}$, l'altezza dell'ipe dovrà essere maggiore di 7.9 mm e quindi $k_s > 3.9$.

Dall'analisi su k_s si ottengono gli andamenti riportati in *Figura 6.7.*

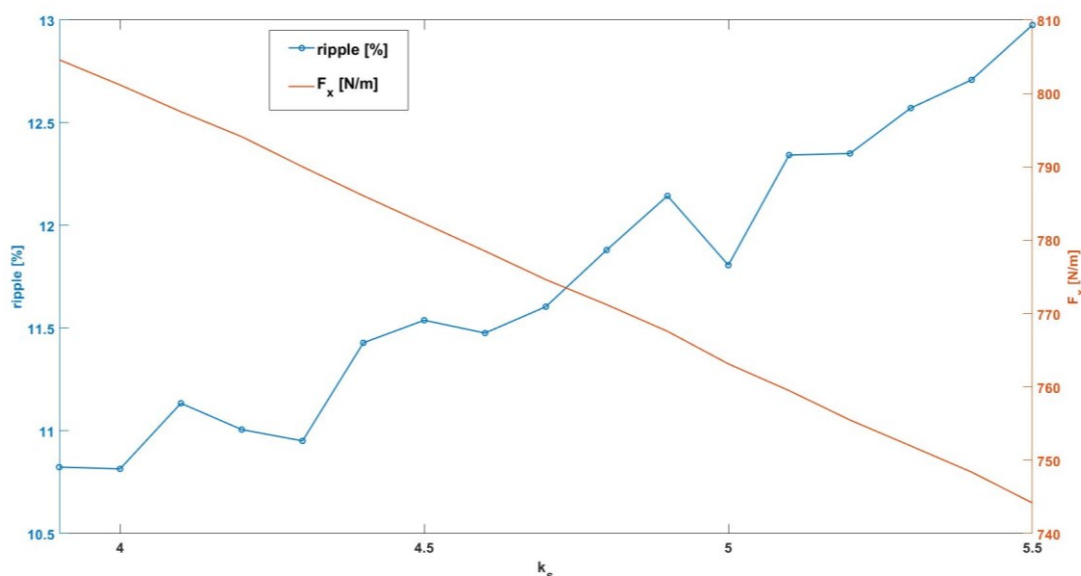


Figura 6.7: Forza media e ripple al variare di k_s – RLMD con guida in acciaio

La scelta ricade su $k_s = 4$.

La valutazione di T_s e quindi della composizione della cremagliera magnetica dovrà rispettare l'unico vincolo di avere dimensione minima pari a 2 mm e questo verrà verificato a fine simulazione. Dalle valutazioni effettuate nel precedente capitolo si decide di ridurre il peso della simulazione calcolando i valori di forza in un range ristretto di T_s focalizzato in un intorno di 0.75; nella *Tab. 6.4* è riportato il risultato della simulazione.

T_s	$f_x \left[\frac{N}{m} \right]$	r_s [%]
0.7	793.8366822	9.322756594
0.75	779.839069	9.178977642
0.8	760.5799304	9.256690143
1	638.5734	8.7494

Tab. 6.4: Scelta T_s RLMD con guida in acciaio

Solo a scopo informativo, in *Tab. 6.4* sono anche riportati i valori di ripple e forza media per la configurazione senza magnetizzazione quasi Halbach 90° . Se si dovesse considerare solo il ripple di forza, si andrebbe a scegliere la configurazione senza magnetizzazione quasi Halbach ($T_s = 1$); vi è però da considerare che man mano che ci si sposta verso una magnetizzazione nord-sud la forza cala notevolmente: per questo motivo, il valore di T_s pari 1 deve essere scartato. Per quanto riguarda la dimensione dei magneti, risulta che T_s maggiori di 0.7 possono creare problemi dal punto di vista

costruttivo perché imporrebbero una larghezza del magnete troppo ridotta. Dati i vincoli e i valori di ripple, si sceglie

$$T_s = 0.7$$

che impone una larghezza dei magneti orizzontali (quella minima) a 2.25 mm e quindi entro le richieste.

In *Figura 6.8* sono riportate le dimensioni definitive (in mm) della cremagliera magnetica e delle salienze.

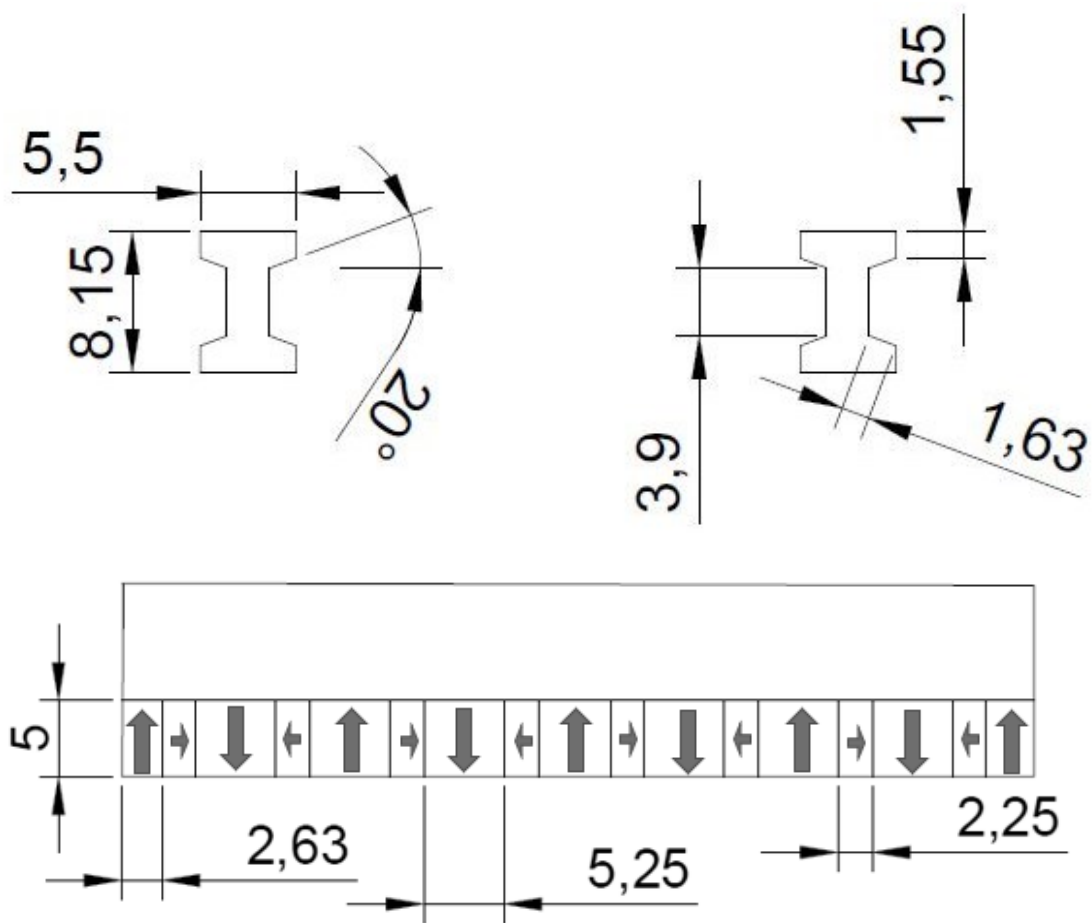


Figura 6.8: Dimensioni salienze e cremagliera magnetica (in mm)

Con un'analisi magnetostatica più precisa si ricava il valore della forza media del singolo convertitore, la sua oscillazione e il suo profilo in τ_s (*Figura 6.9*).

$$f_x = 794.4 \frac{N}{m}$$

$$r_s = 9.72 \%$$

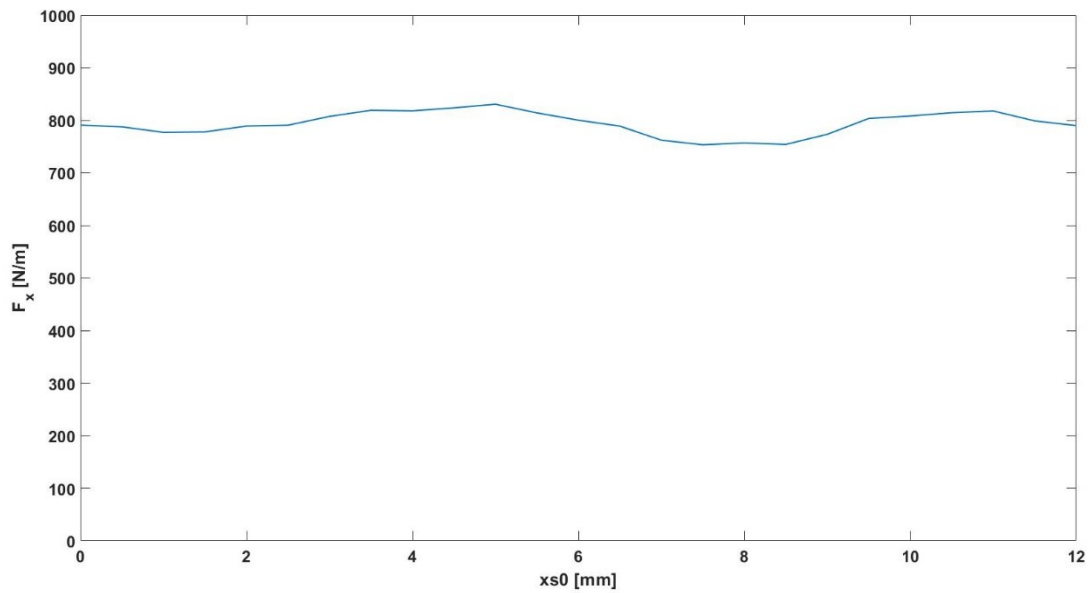


Figura 6.9: Profilo di forza singolo convertitore – RLMD con guida in acciaio

Come nel paragrafo precedente si vuole ricavare ora lo sfasamento necessario tra i due convertitori identici a quello appena dimensionato: lo sfasamento di ottimo è ricavato in *Figura 6.10* e corrisponde ad un angolo pari a:

$$\Delta\theta_s = 286^\circ.$$

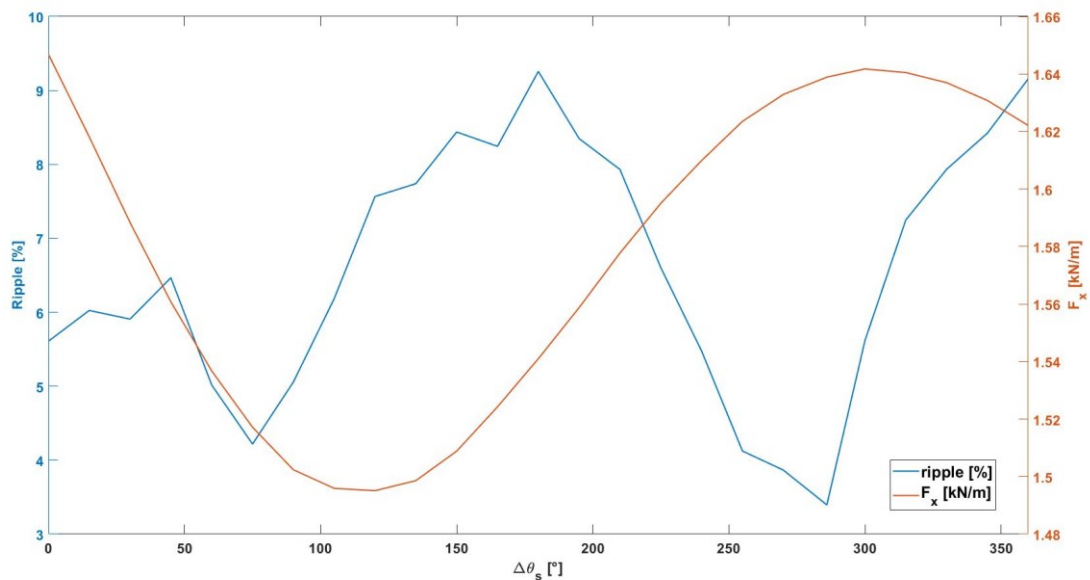


Figura 6.10: Forza media e ripple del dispositivo totale al variare dello sfasamento tra i singoli convertitori

Per ragioni costruttive viene richiesto di magnetizzare i cilindri con sistemi di riferimento sfasati tra loro di un angolo di 90° o multipli: la ragione sta nel semplificare la disposizione dei cilindri sugli alberini in fase di montaggio, dal momento che tutti i cilindri saranno collegati al singolo motore

attraverso una trasmissione a cinghia. Lo sfasamento multiplo di 90° a ripple minore e quindi più vicino ai 286° ottimali è pari a

$$\Delta\theta_s = 270^\circ$$

Che corrisponde ad uno spostamento verso destra del secondo convertitore di una distanza pari a

$$\Delta L_m = 9 \text{ mm}$$

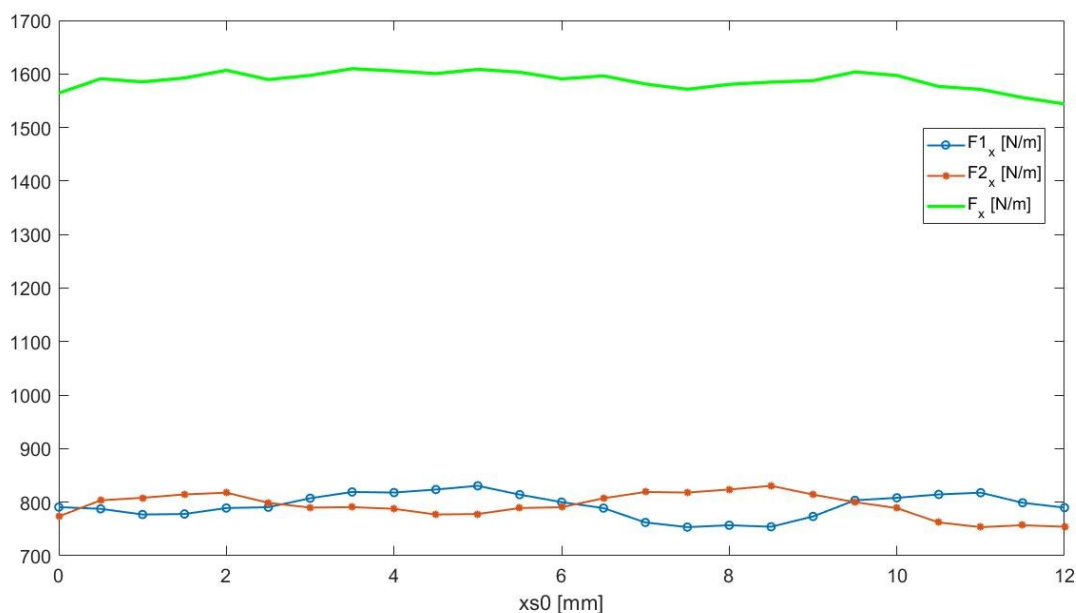


Figura 6.11: Profilo di forza singoli convertitori e totale

Nella *Figura 6.11* sono rappresentati i profili di forza del convertitore sinistro ($F1_x$), di quello destro ($F2_x$) sfasati di $\Delta\theta_s$ e la loro risultante (F_x) che è la forza effettivamente prodotta dal dispositivo completo nel periodo della salienza τ_s .

Attraverso un calcolo analitico, sfasando le due curve di forza identiche dell'angolo di sfasamento calcolato, si dovrebbero ottenere:

$$f_x^* = 1587 \frac{N}{m}$$

$$r_s = 4.14 \%$$

Nella realtà, grazie ad una simulazione con il software, si ottiene

$$f_x = 1632.6 \frac{N}{m}$$

$$r_s = 4.42 \%$$

Questo succede poiché in via teorica si considerano i due convertitori singoli come lavoratori indipendentemente l'uno dall'altro, nella realtà una piccola parte delle linee di flusso di campo dell'uno si richiude sull'altro andando a peggiorare leggermente il ripple ma ad aumentarne la forza. La

situazione ottimale sarebbe chiaramente quella con i due indipendenti, ma questo richiederebbe uno sfasamento lineare maggiore (6.4)

$$\Delta L_m^* = \Delta L_m + k \cdot \tau_s \quad (6.4)$$

con k numero intero positivo. Lo sfasamento angolare deve essere sempre lo stesso (periodicità 360°) mentre quello lineare può variare ma solo secondo la (6.4) (periodicità τ_s) per avere sempre la condizione di massima forza. Aggiungendo al minimo un τ_s alla lunghezza del modello si andrebbe ad appesantire troppo la configurazione sotto l'aspetto dello spazio occupato a favore di un troppo leggero miglioramento del ripple. Si tengono quindi i due RLMC sfasati del valore definito in precedenza.

Come per le configurazioni precedenti si ricavano la profondità del modello e la forza per unità di volume.

Per far sì che il dispositivo eserciti sulle salienze la forza di almeno 173 N la profondità che devono presentare le singole parti:

$$H \geq 0.106 \text{ m} \quad \rightarrow \quad H = 0.110 \text{ m}$$

Con H=110 mm si ottiene quindi una forza

$$F_x = (179.6 \pm 7.94) \text{ N}$$

Si vede come in qualsiasi punto del periodo la forza sia maggiore di quella minima richiesta dall'applicazione (168 N).

Il volume di magnete

$$V_m = 0.29 \text{ dm}^3$$

porta ad un valore di forza specifica pari a

$$F_{x_v} = 618.746 \frac{\text{kN}}{\text{m}^3}$$

Valore maggiore di quello dello stesso modello ma con salienze fatte di SMC: migliori proprietà ferromagnetiche dell'acciaio.

Lo spazio effettivamente occupato dal convertitore intero vale:

$$l_{tot} = 0.129 \text{ m}$$

La dimensione lungo x è quindi molto compatta.

Nella Tab. 6.5 è riportato un report riassuntivo di quelle che sono le prestazioni del dispositivo con guida in acciaio.

Profondità modello [mm]	110
Volume magnete [dm^3]	0.29
$f_x \left[\frac{kN}{m} \right]$	1.633
$F_x [N]$	179.6
$f_{xv} \left[\frac{kN}{m^3} \right]$	618.746
$r_s [\%]$	4.42
Lunghezza totale [m]	0.129

Tab. 6.5: Caratteristiche RLMD con guida massiccia in acciaio

È evidente come in termini di prestazioni sia favorevole il modello in SMC, ma da tenere in considerazione sono anche:

- la produzione di un pezzo massiccio occupa meno tempo e denaro di uno prodotto in polvere stampata.
- Si ha un maggiore sfruttamento magnetico nel modello con salienze in acciaio grazie alle migliori proprietà ferromagnetiche.
- Le perdite, vista la piccola quantità di materiale impiegata, sono basse in entrambe le configurazioni

Dalle considerazioni fatte, viene scartato il modello con guida in SMC a favore di questo.

Nel prossimo capitolo viene effettuata la valutazione finale su quella che è la migliore geometria.

7. Valutazione finale sulla configurazione magnetica del dispositivo definitivo

Si vanno ora a confrontare i modelli analizzati. Di seguito è riportato un grafico (*Figura 7.1*) che espone le caratteristiche principali delle varie configurazioni: ripple e densità di forza (su volume del magnete). Sull'asse x è riportato il numero di configurazione, che corrisponde:

- 1) R2L5
- 2) R4L5
- 3) R4L5 ipe
- 4) R5L4 qHalbach
- 5) RMLD con guida in acciaio massiccio

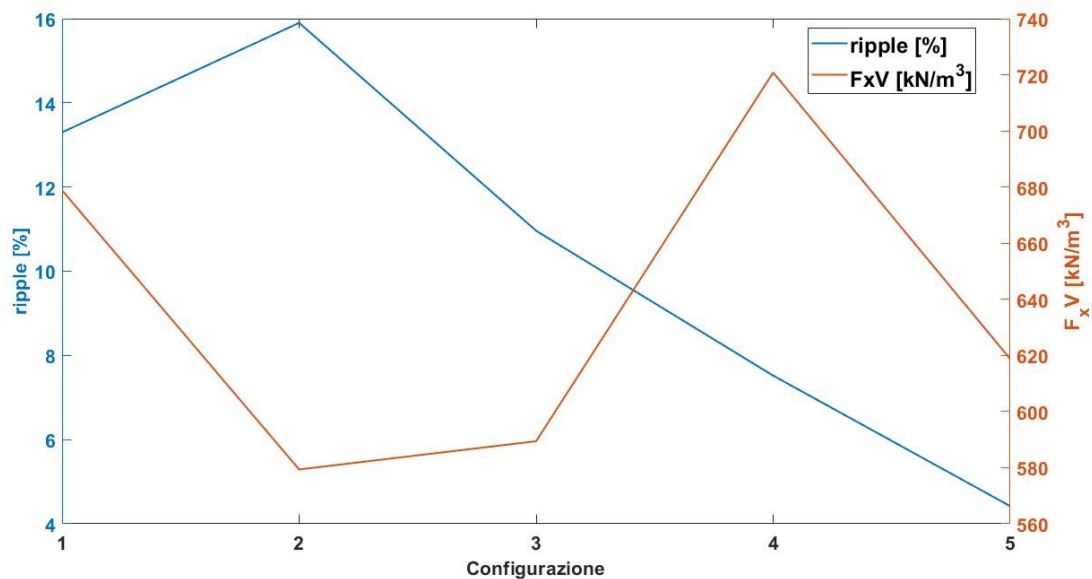


Figura 7.1: Confronto tra le varie configurazioni

Per eseguire una valutazione più corretta si va anche a valutare quella che è la sua forza specifica per unità di volume totale occupato: i valori sono quelli riportati nella *Tab. 7.1*⁷

<i>Configurazione</i>	Volume dispositivo [dm ³]	Forza specifica $\left[\frac{kN}{m^3}\right]$
<i>R2L5</i>	0.62	279.2
<i>R4L5</i>	0.578	299.31
<i>R4L5 ipe</i>	0.559	309.48
<i>R5L4</i>	0.472	366.5
<i>RLMD con guida in acciaio</i>	0.588	305.4

Tab 7.1: Volume e Forza specifica dispositivi magnetici

Volendo ricercare una sorta di compromesso tra i due parametri analizzati al fine di massimizzare la densità di forza e la forza specifica e quella oltre che di ridurre peso e ripple si scelgono come ottimali le due seguenti configurazioni:

- R5L4
- RMLD con guida in acciaio

che hanno buoni valori di ripple e densità di forza oltre che un elevato valore di forza per unità di volume del dispositivo. L'RLMD con guida in acciaio occupa un volume piuttosto elevato anche a causa dello sfasamento tra i due singoli convertitori. Una forza per unità di volume maggiore sarebbe ottenibile dal R4L5 ipe ma questo andrebbe a pesare non poco sul ripple di forza.

Entrambe le configurazioni scelte hanno rapporto di trasmissione $G = 0.2$.

Tenendo in considerazione che la forza esercitata da un pignone meccanico per unità di volume di dispositivo utilizzata f_d vale:

$$f_{d,meccanico} = 200 \div 300$$

coi risultati presentati si può dimostrare la validità del dispositivo magnetico dimensionato e comunque quella di un ingranaggio magnetico generale, visto che tutte le configurazioni studiate comportano una f_d maggiore di 279 kN/m^3 . Essendo vincolati ad una scelta indirizzata verso la massimizzazione della forza prodotta ma soprattutto anche alla minimizzazione del ripple di quest'ultima, si decide di prendere come definitivo il modello RLMD con guida massiccia in acciaio.

Dal momento che l'installazione del dispositivo è fissa e non dovrà quindi, come nel caso della propulsione di veicoli, muoversi con il carico, il peso dell'apparato complessivo non andrà ad incidere troppo sulle considerazioni finali di progetto; dal momento però che esso non deve essere comunque troppo elevato in quanto dovrà essere installato insieme a motore e inverter nel cassone al di sopra della porta, si va a calcolarne il valore.

⁷ I valori di profondità dei singoli modelli sono considerati tali da far produrre al modello la forza minima richiesta di 173 N.

Utilizzando i valori dei volumi di ogni pezzo (esclusa la guida mobile) e della densità di ferro e ferrite:

$$P_d = 2.35 \text{ kg}$$

Esso include il peso dei due gioghi, dell'alberino dei cilindri e dei magneti; eventuali altre componenti meccaniche esterne al RLMD non sono state considerate.

Non ultima, vi è da valutare le dimensioni del dispositivo

$$l = 129 \text{ mm}, \quad h \cong 52 \text{ mm}, \quad s = 110 \text{ mm}$$

con s spessore. Viste le dimensioni compatte e il peso ridotto, l'installazione può avvenire in qualsiasi luogo.

8. Analisi perdite

Ricordando che il dimensionamento riguarda un attuatore, le perdite nel ferro non hanno troppo peso, ma è comunque importante che esse non siano troppo elevate.

In questo capitolo verranno analizzate le perdite dei due dispositivi scelti come definitivi (viene riportata anche l'analisi sul dispositivo RLMD SMC). Dal momento che non vi sono conduttori non vi saranno nemmeno perdite per effetto Joule; le uniche perdite che possono avere luogo sono quelle per correnti parassite (o eddy currents), per isteresi e per eccesso: in generale queste sono perdite elettromagnetiche nel ferro. Avendo scelto la ferrite come materiale magnetico, si possono trascurare eventuali circolazioni di corrente nei magneti.

Le sedi delle perdite saranno quindi:

- Giogo dietro ai magneti lineari.
- Salienze della guida.

Al fine di ricavare i valori di potenza persa (nel ferro) dalle varie configurazioni, utilizzando il codice magnetostatico e quindi riducendo l'onere computazionale associato a simulazioni Transient, si vuole mappare l'induzione nei vari punti di giogo e guida, in modo tale da calcolare i valori delle perdite specifiche per unità di massa.

$$P_h = (k_h \cdot (\max |B_j|))^2 \cdot f \quad (8.1)$$

$$P_{ec} = k_{ec} \cdot f^2 \cdot \sum_{h=1}^m [h^2 \cdot (B_{x,h,j}^2 + B_{y,h,j}^2)] \quad (8.2)$$

$$P_{ex} = k_{ex} \cdot f^{1.5} \cdot \sum_{h=1}^m [h^2 \cdot (B_{x,h,j}^2 + B_{y,h,j}^2)]^{\frac{3}{4}} \quad (8.3)$$

con la (8.1) che corrisponde alle perdite specifiche per isteresi, la (8.2) a quelle specifiche per correnti indotte e la (8.3) a quella delle perdite specifiche per eccesso. I coefficienti k_h , k_{ec} e k_{ex} variano a seconda del materiale considerato e sono espressi in $\frac{W}{kg}$.

In Tab 8.1 sono riportati i valori dei coefficienti di perdita specifica sia per quanto riguarda un materiale SMC (Somaloy 700HR 5P) sia per l'acciaio usato nelle simulazioni (Steel 1008).

Materiale	k_h	k_{ec}	k_{ex}
Steel 1008	0.0508	0.000127	0
SMC	0.045467	0.000011867	0.00111467

Tab. 8.1: Coefficienti di perdita specifica (W/kg)

Le perdite per eccesso hanno luogo in materiali laminati o a polvere stampata a causa del passaggio di corrente che può avvenire tra due parti isolate; chiaramente nell'acciaio massiccio esse valgono 0. La valutazione delle perdite per correnti indotte, dato il loro piccolissimo peso, viene inglobata nel calcolo delle perdite nel ferro per i materiali SMC, mentre per l'acciaio, dove raggiungeranno valori più elevati, dovranno essere ricavate separatamente.

Si decide di calcolare i valori di induzione nei punti di campionamento di giogo e salienze come raffigurato in *Figura 8.1*.

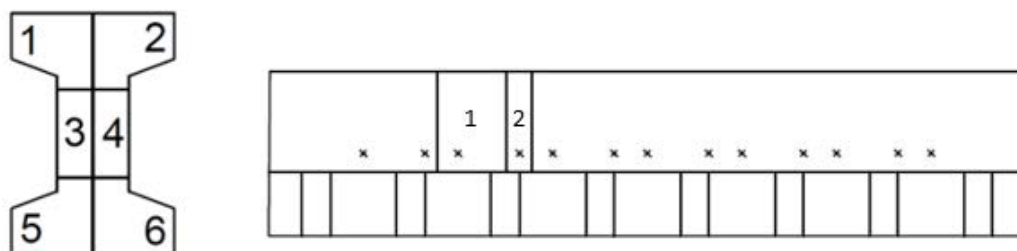


Figura 8.1: punti di campionamento salienza e yoke

Al fine di ridurre il peso del calcolo, il valore di induzione nel punto campionato verrà preso come il valore su tutta la regione dove è posto il punto stesso. In figura è riportata anche la suddivisione in regioni dei pezzi: per quanto riguarda lo yoke, la regione 1 e la regione 2 saranno da considerare otto volte per far sì di ricoprire tutta la superficie. I punti sulla salienza sono disposti spostati verso l'esterno rispetto alla posizione centrale, questo al fine di non rischiare di minimizzare le perdite; dato che ai bordi degli ipe, soprattutto nei denti, si ha un'alta induzione rispetto al centro, si andrà ad eseguire una piccola maggiorazione delle perdite, che è sempre accettata.

8.1 Analisi perdite nel ferro del RLMD con guida in SMC

Le valutazioni vengono effettuate sul singolo convertitore e i risultati verranno poi moltiplicati per due.

Da considerarsi per le perdite, come si è detto, sono il giogo dietro ai PML e le salienze; il numero di quest'ultime per il calcolo sarà 5, ovvero quelle sempre sottese dalla parte magnetica fissa.

Per quanto riguarda le perdite specifiche per correnti parassite e per eccesso sarà necessario eseguire la mappatura dell'induzione nei pezzi con annessa analisi armonica (utilizzando il codice per l'analisi di Fourier già utilizzato nei capitoli precedenti) per poi applicare il principio di sovrapposizione degli effetti. Per quanto riguarda le perdite specifiche per isteresi invece basterà mappare i valori massimi di magnitudine dell'induzione.

Dalla mappatura di B e dai calcoli si trova il seguente valore di perdite per il dispositivo preso nella sua completezza:

$$P_{loss} = 0.23 W$$

Dato il valore molto basso di perdita, si decide di analizzare la configurazione con guida massiccia in acciaio.

Anche solo visionando il datasheet del materiale utilizzato (*Figura 8.2 [15]*) si può vedere come, per i quantitativi di materiale utilizzati nella nostra applicazione e per l'induzione in gioco, le perdite siano piuttosto contenute.

Core loss												
[W/kg]	50/60 Hz	100 Hz	200 Hz	300 Hz	400 Hz	500 Hz	600 Hz	700 Hz	800 Hz	900 Hz	1000 Hz	2000 Hz
0.5T	1.0/1.2	1.9	4.0	6.0	9.0	11	14	17	20	23	26	66
1.0T	3.2/3.9	6.6	14	21	30	39	48	58	69	80	92	241
1.5T	6.6/7.9	13	28	44	62	80	100	121	144	168	193	516

Measured according to CEI/IEC 60404-6:2003 on ring sample (OD55 ID45 H5 mm).

Figura 8.2: Perdite per unità di massa Somaloy 700HR 5P

(Il volume occupato da 10 ipe del dispositivo è di $3.9 \cdot 10^{-5} m^3$ e il peso di $0.2925 kg$).

8.2 Analisi perdite nel ferro RLMD con guida in acciaio

Prendendo come riferimento la *Figura 8.1* del paragrafo precedente, si vanno ora a valutare le perdite del dispositivo sempre RLMD ma con guida massiccia in acciaio [16]: le differenze consisteranno in un più alto contributo delle perdite per isteresi e soprattutto sul nuovo contributo della potenza persa per correnti indotte. Si mappa l'induzione come mostrato nei paragrafi precedenti e considerando un periodo di T_m

$$T_m = \frac{2 \cdot \tau_c}{v_s} = 120 \text{ ms} \quad (8.4)$$

ovvero quello di prima armonica di variazione della distribuzione spaziale dovuta ai cilindri. Non conoscendo bene l'algoritmo usato per il calcolo delle perdite con il modello *Transient* dal programma, si decide di effettuare una maggiorazione delle stesse andando a mappare l'induzione nelle sue massime componenti x e y, e calcolando le perdite legate all'isteresi magnetica nel modo indicato nella (8.5)

$$P_h = k_h \cdot f \cdot [(max B_x)^2 + (max B_y)^2] \quad (8.5)$$

con $k_h = 0.0508 \frac{W}{kg}$ ⁸. Non si va più quindi ad effettuare il quadrato del massimo della magnitudine nei punti.

Per determinare le frequenze in gioco, viene eseguita un'analisi di Fourier sugli andamenti di induzione nei vari punti campionati⁹. Nello specifico, vengono riportate nelle *Figura 8.2 e 8.3* le analisi armoniche del punto 1 e 2 sulla salienza (punti sx e dx sul dente alto):

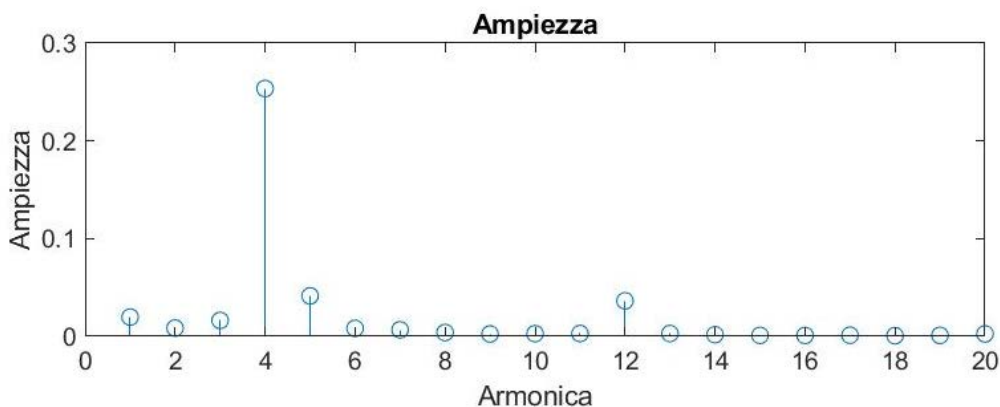


Figura 8.2: Analisi armonica punto 1 salienza

In *Figura 8.2* è riportata l'ampiezza delle armoniche dell'induzione mappata nel punto 1 della salienza; l'armonica fondamentale ha frequenza f_{s_1} . (8.6)

⁸ Oppure $400 \frac{W}{m^3}$.

⁹ Con script messo a disposizione in appendice

$$f_{s1} = \frac{1}{\frac{l_m}{v_s}} = \frac{1}{T_s} = 8.333 \text{ Hz} \quad (8.6)$$

con T_s periodo della salienza che coincide con il periodo della distribuzione spaziale prodotta dai cilindri.

Nel dente destro della salienza (punto 2) si ha invece quanto riportato in *Figura 8.3*.

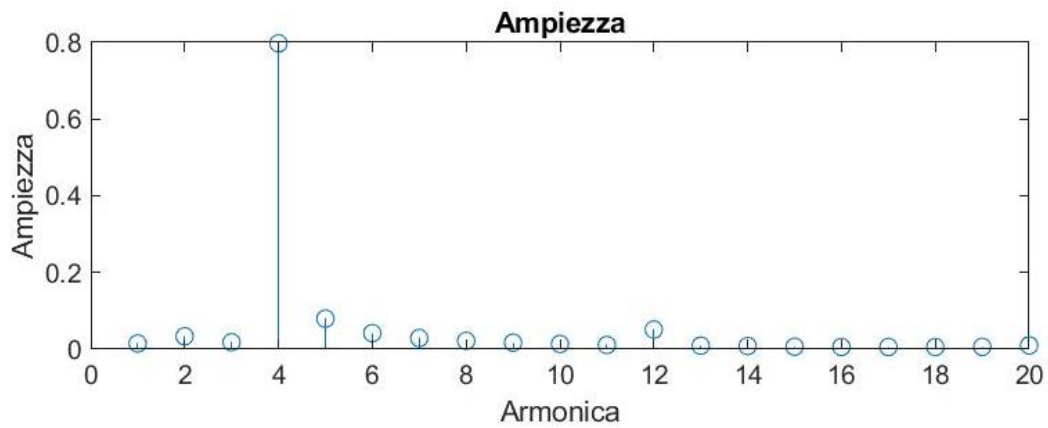


Figura 8.3: Analisi armonica punto 2 salienza

Come si evince dalle *Figura 8.2 e 8.3*, la prima armonica ha valore irrisorio rispetto alla quarta (coincidente coi magneti lineari) e sarà quindi quest'ultima a essere utilizzata per il calcolo delle perdite. Il motivo di questo comportamento trova fondamento sul fatto che il gap2 (cilindri-salienza) è il triplo del gap1 (PML-salienza). La frequenza associata ai magneti lineari vale

$$f_{PML} = 4 \cdot f_{1s} = 33.333 \text{ Hz}$$

Dalle analisi fatte, i punti campionati sulle salienze hanno i valori di induzione massima lungo l'asse x e lungo l'asse y riportati in *Tab. 8.2*.

Punto	Max B_x [T]	max B_y [T]
Ps1	0.3047921	0.2601399
Ps2	0.8994821	0.5585069
Ps3	0.0545498	0.7781491
Ps4	0.0876359	0.8384355
Ps5	0.301678	0.307231
Ps6	0.5168928	0.3961508

Tab. 8.2: Valori di induzione nei punti di campionamento della salienza in acciaio massiccio

Utilizzando la (8.5) si ottiene

$$P_{h_{ipe} \text{ singolo}} = 0.024312 \text{ W}$$

che per i $(5 \cdot 2)ipe$ considerati risulta

$$P_{h_{ipe}} = 0.24313 \text{ W}$$

In appendice vengono riportati i volumi occupati dalle varie parti del dispositivo.

A causa del volume molto maggiore dello Yoke, è facile che esso sia sede della maggior parte delle perdite. Il campionamento su quest'ultimo è stato eseguito su diversi punti disposti sugli assi polari e interpolari dei magneti lineari e chiaramente sul ferro, disposti ad un'altezza pari ad $h_y/8$. Andando a campionare in punti lontani dai magneti si rischierebbe di andare ad eseguire una minimizzazione delle perdite; prendendo invece i valori nel basso yoke si esegue una maggiorazione che è sempre accettata. Sempre considerando i valori massimi dell'induzione nelle sue componenti x e y, si va a mediare questi valori e si trova quanto riportato in *Tab. 8.3*.

<i>Punto</i>	<i>max B_x [T]</i>	<i>max B_y [T]</i>
<i>Asse polare</i>	0.633357534	0.061496546
<i>Asse interpolare</i>	0.701385661	0.063090676

Tab. 8.3: Valori di induzione sullo yoke

La frequenza di variazione dell'induzione è legata alla velocità con cui si susseguono le salienze sotto un determinato punto, ed è data dalla (8.7)

$$f_y = \frac{1}{\frac{\tau_s}{v_s}} = 41.6667 \text{ Hz} \quad (8.7)$$

Sempre servendosi della (8.5) si ottengono le perdite con sede sullo yoke:

$$P_{yoke} = 0.3683 \text{ W}$$

Che per i due convertitori in serie considerati valgono:

$$P_{y_{tot}} = 0.7366 \text{ W}$$

Ora che si hanno tutti gli elementi necessari per il calcolo totale delle perdite nel ferro (P_{Fe}), si vanno a sommare i contributi di giogo e salienze:

$$P_{Fe} \approx 0.98 \text{ W}$$

Questo è dunque il valore delle perdite nel ferro. Bisogna fare però attenzione che il peso principale sarà delle perdite per correnti indotte nelle componenti ferromagnetiche.

Visto il valore basso delle perdite nel ferro e onde evitare di eseguire troppi calcoli per dei valori di perdita per eddy currents irrilevanti, si va prima ad effettuare la valutazione delle stesse attraverso il software con il risolutore *Transient*: abilitando gli “eddy effects” su salienze e giogo e avviando l’analisi si ottiene quanto riportato in *Figura 8.4* [12]:

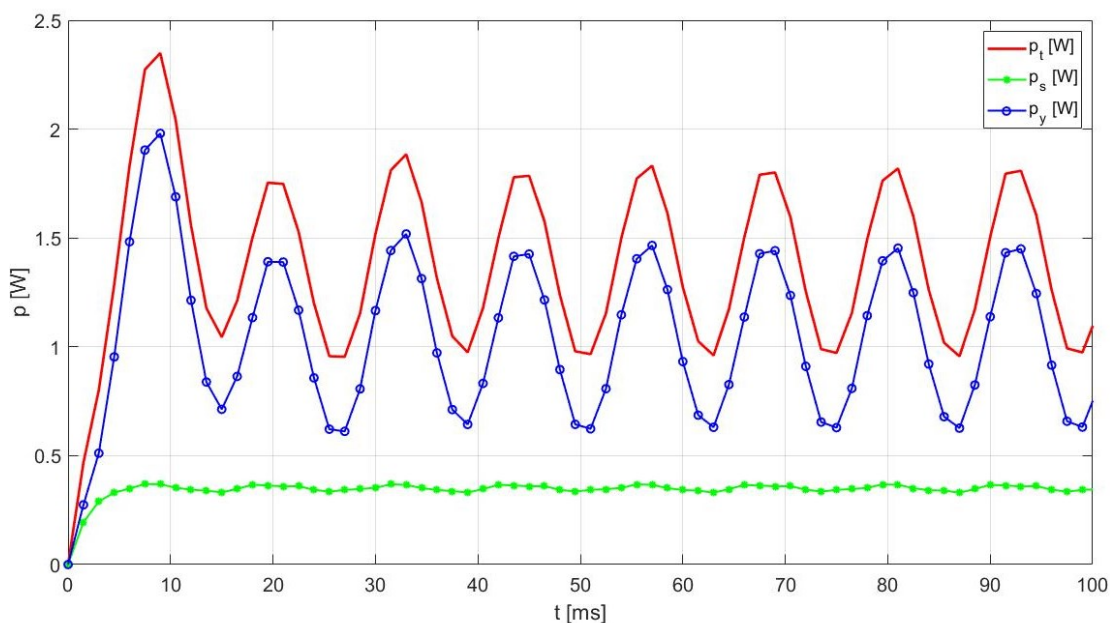


Figura 8.4: Analisi perdite per correnti parassite RLMD con guida in acciaio massiccio (Ansys Maxwell)

Il valore totale è stato scomposto in perdite per eddy currents sulle salienze (p_s) e sullo yoke (p_y) per far notare come più del 75% delle perdite si trovi sullo yoke. Mediando i valori a regime e moltiplicando per i due convertitori che compongono il dispositivo, si ottiene:

$$P_{ee} \cong 2.8 W$$

Dato il valore modesto di perdite legate agli eddy effects (ee), si ritiene che non sia necessario procedere con un’analisi più approfondita.

A titolo di verifica, le stesse analisi sulle perdite sono state effettuate sul modello a cinque cilindri, riscontrando valori bassi e analoghi a quelli del modello appena studiato che quindi gli viene preferito.

9. Azionamento

Per quanto si sia riusciti ad abbassare il valore dell'oscillazione della forza prodotta, essa presenta comunque un $r_s > 0$. Un ripple maggiore di 0, seppur leggermente, comporta delle oscillazioni in termini di accelerazione e quindi di velocità della nostra anta scorrevole. L'obiettivo in questo capitolo è simulare il moto del dispositivo prima attraverso un modello atto alla definizione della velocità e coppia che deve produrre il motore e, successivamente attraverso un modello dinamico che comprende l'azione del sistema di controllo del motore che aziona i cilindri. Nelle Figura 9.1 e 9.2 si definiscono i profili di velocità, posizione e accelerazione a cui sarà soggetto il carico.

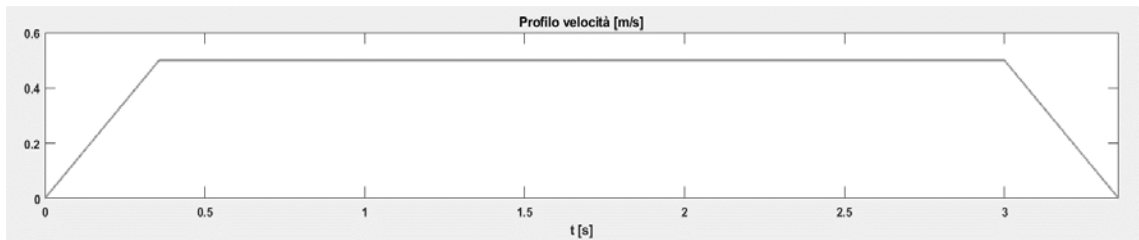


Figura 9.1: Profilo di velocità anta

Dall'integrazione del profilo di velocità si ottiene quello di posizione, mentre dalla derivata si ottiene l'accelerazione:

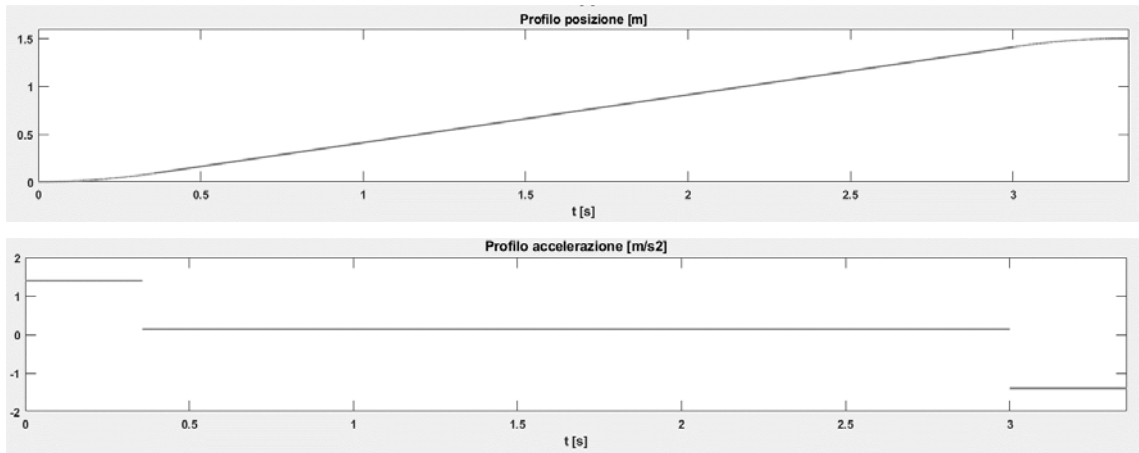


Figura 9.2: Profilo di posizione e accelerazione anta

Da semplici passaggi matematici riguardanti la fisica del moto, il movimento dell'anta (considerando l'accelerazione come il massimo valore applicabile) sarà suddiviso in base alle (9.1), (9.2), (9.3), (9.4), (9.5), (9.6).

$$s_a = \frac{v_s^2}{2 \cdot a} = 0.089 \text{ m} \quad (9.1)$$

$$s_f = s_a \quad (9.2)$$

$$s_c = L - 2 \cdot s_a = 1.32 \text{ m} \quad (9.3)$$

$$t_0 = 0 \text{ s}$$

$$t_a = \frac{v_s}{a} + t_0 = 0.357 \text{ s} \quad (9.4)$$

$$t_c = \frac{s_c}{v} + t_a = 3 \text{ s} \quad (9.5)$$

$$t_f = t_c + \left(-\frac{v_s}{-a} \right) = 3.357 \text{ s} \quad (9.6)$$

Con s_a, s_c, s_f rispettivamente lo spazio percorso dall'anta nella fase di accelerazione, velocità costante e frenatura, mentre t_a, t_c, t_f indicano rispettivamente gli istanti di tempo di fine accelerazione, fine velocità costante e fine corsa.

Ragionando ora in una condizione dove il movimento di cilindri e salienze sarà sempre sincronizzato, il profilo di forza richiesto per ottenere quel dato profilo di posizione e velocità sarà dunque dato dal profilo di accelerazione sopra graficato moltiplicato per il peso dell'anta della porta scorrevole più quello delle salienze ferromagnetiche.

Per ogni valore di posizione della salienza in τ_s , il cilindro può trovarsi in una posizione angolare che va da 0 a 360° e nel corso dell'elaborato si è sempre presa come buona la posizione che massimizza la forza estratta. Ora però si vogliono ottenere tutti i valori di forza per ogni posizione lineare e per ogni posizione angolare, poiché per ottenere il valore di forza richiesto istante per istante, sarà necessario svincolarsi dalla condizione di massimo.

Viene ora indicato con θ_{0i} lo sfasamento angolare della magnetizzazione del cilindro rispetto all'asse di salienza.

Si va ad eseguire dunque un'analisi parametrica magnetostatica facendo variare θ_{0i} tra 0 e 360° e valutando la forza agente sulle salienze con la posizione di queste ultime (x_s) che varia in τ_s - vi è sempre da tenere conto che, essendoci sincronizzazione, se x_s varia, varierà anche θ_s . In *Figura 9.3* è riportato l'andamento della forza in funzione di θ_{0i} e x_s nella condizione di sincronizzazione.

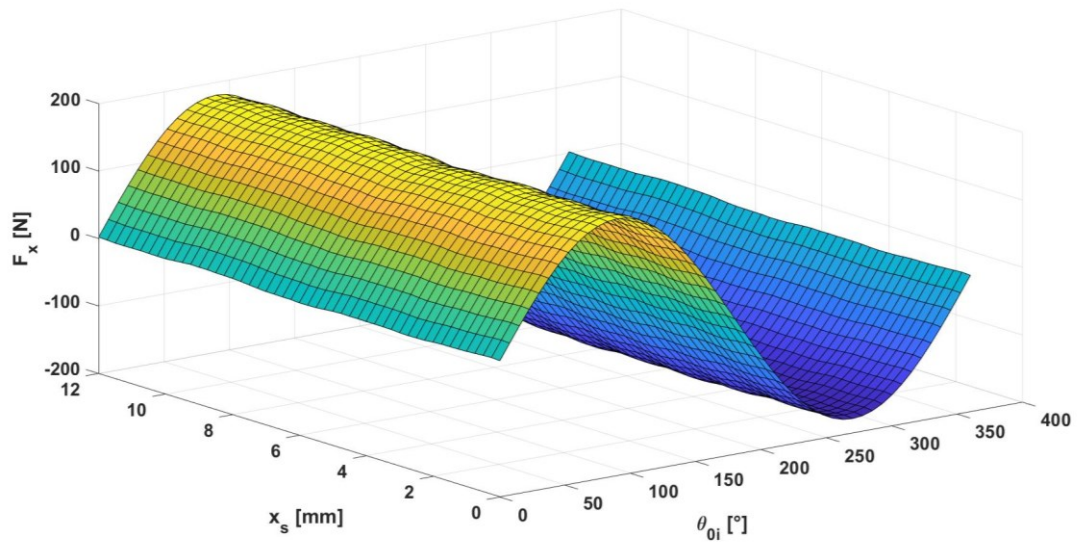


Figura 9.3: Profilo di forza in funzione di x_s e θ_{oi}

Dalla *Figura 9.3* si vede come per ogni valore di x_s assunta dalla salienza si possano avere tutti i valori di forza compresi tra gli estremi massimo e minimo: per avere un determinato valore di forza sarà necessario avere un determinato valore di sfasamento angolare per ogni posizione assunta dalla salienza all'interno di τ_s .

Nella *Figura 9.4* è rappresentato invece l'andamento della forza nelle condizioni di svincolamento dalla sincronizzazione: con ciò si vuole rappresentare qualsiasi valore di posizione angolare θ_s che può assumere il cilindro e posizione lineare x_s che può assumere la salienza, con i relativi valori di forza prodotta.

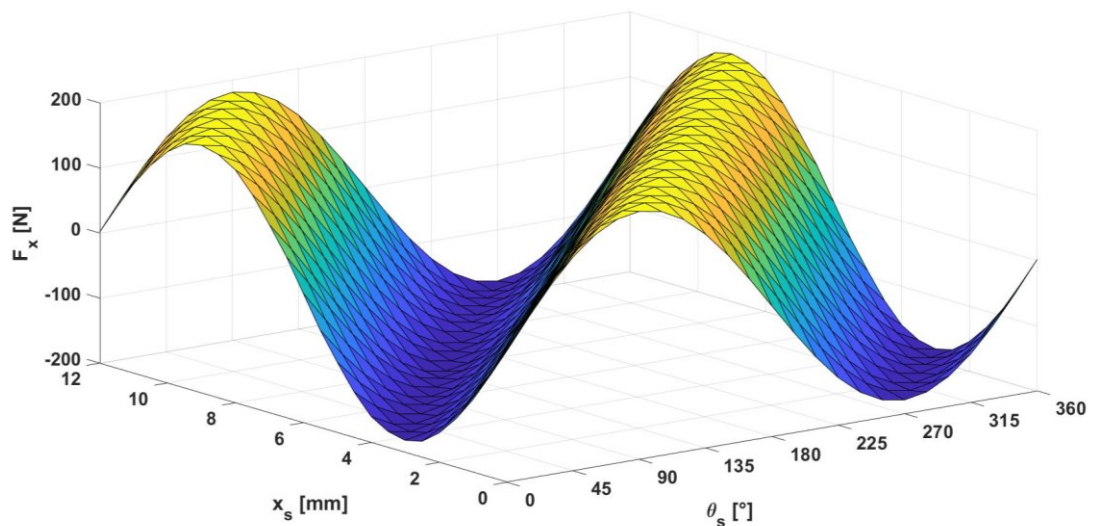


Figura 9.4: Profili di forza di ogni x_s in funzione di θ_s

Essendo la corsa di 1.5 m l'anta sarà leggermente più grande; definendo una larghezza di quest'ultima pari a 1.55 m, si ricava il numero di salienze necessarie all'applicazione che vale 129. Il peso totale di quest'ultime sarà quindi di 3.5 kg.

In fase di accelerazione si dovrà avere la forza pari a:

$$F_a = (m_{anta} + m_{salienze}) \cdot a = 172.9 \text{ N}$$

Tenendo conto degli attriti che la porta incontrerà nella sua corsa, si considera una forza di attrito stimata di 10 N, dell'ordine quindi di qualche % della forza accelerante.

In fase di decelerazione si avrà la forza frenante cambiata di segno rispetto a quella accelerante e di valore leggermente minore a causa dell'attrito che aiuta nella frenatura.

Si vuole ora trovare il valore della posizione angolare θ_s per far sì di eguagliare i due profili. Si decide di utilizzare un'interpolazione lineare in matlab utilizzando la funzione *interp1* trovando, per la fase di accelerazione, mantenimento e decelerazione, i valori di sfasamento angolare (θ_0 in gradi in Fig 9.5) che dovranno avere i cilindri rispetto alla posizione angolare occupata dal cilindro se il suo moto fosse a Ω costante, per ogni posizione della salienza in τ_s (x_{s0}):

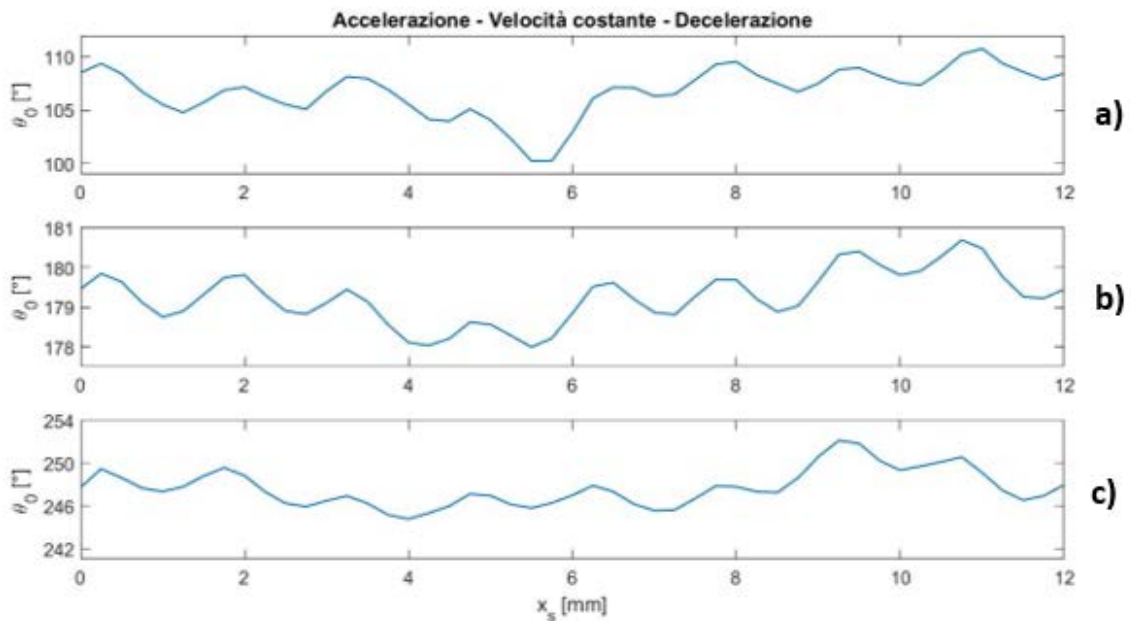


Figura 9.5: Angoli di sfasamento richiesti nelle tre fasi del moto: 9.5.a accelerazione, 9.5.b velocità costante, 9.5.c decelerazione

I valori di sfasamento appena calcolati non sono altro che valori di posizioni angolari che dovranno essere sommati alla posizione angolare che si avrebbe se il dispositivo fosse dotato di un'uscita a forza costante priva di ripple. Quest'ultima, indicata con $\theta^*(t)$, è ricavabile dalla (9.7)

$$\theta^*(t) = \frac{360}{\tau_s} \cdot x_s(t) \quad (9.7)$$

La posizione angolare che dovranno seguire i cilindri istante per istante sarà data dalla (9.8)

$$\theta_s(t) = \theta^*(t) + \theta_0(t) \quad (9.8)$$

In base al valore di forza in uscita dal dispositivo e quindi allo sfasamento richiesto vi saranno, istante per istante, valori di velocità diversa dei magneti e quindi del motore primo.

Derivando il profilo di posizione si ricava il profilo di velocità di rotazione che deve sostenere il motore (9.9)

$$\Omega_M(t) = \frac{d\theta_s(t)}{dt} \quad (9.9)$$

Al fine di verificare la bontà dei valori di sfasamento ricavati, si costruisce in *Matlab Simulink* lo schema a blocchi riportato in *Figura 9.6*.

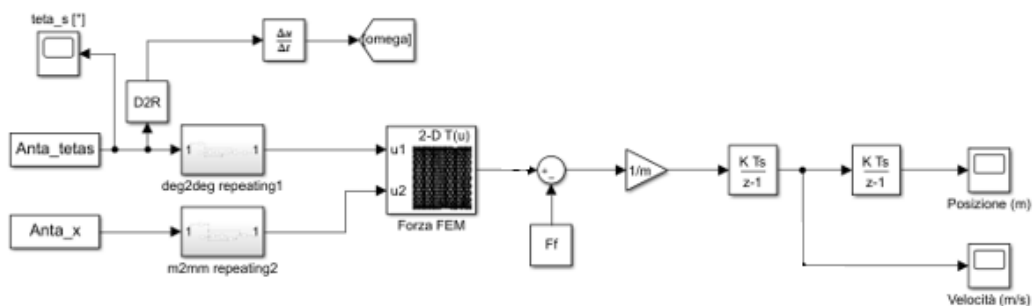


Figura 9.6: schema a blocchi per la verifica dei valori di sfasamento calcolati

Al modello riportato in *Figura 9.6* sono dati in ingresso, il profilo di posizione angolare $\theta_s(t)$ (*Anta_tetas*) e di spostamento lineare $x_s(t)$ (*Anta_x*) richiesti per far sì che vengano messi in gioco gli sfasamenti sopra calcolati e quindi la forza richiesta. I due spostamenti entreranno nel rispettivo blocco ripetizione (*Figura 9.7*) – che fa ripetere il segnale nell’intorno $0:\theta_s$ e $0:360^\circ$ – e poi nella Lookup table della forza: quest’ultima sarà una matrice $n \times n$ costituita da valori di forza (ricavati col modello FEM in *Figura 9.4*) dipendenti da posizione angolare dei cilindri e dalla posizione della salienza (*Figura 9.8*);

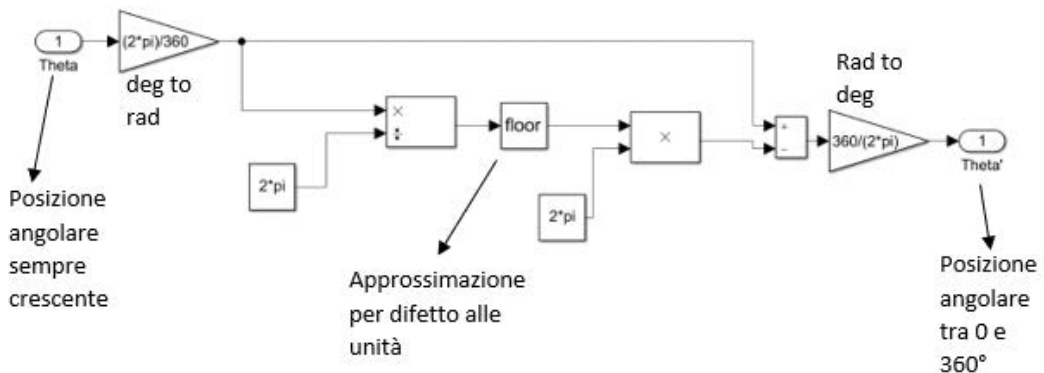


Figura 9.7: Blocco ripetizione posizione angolare θ_s , analogo quello per x_s

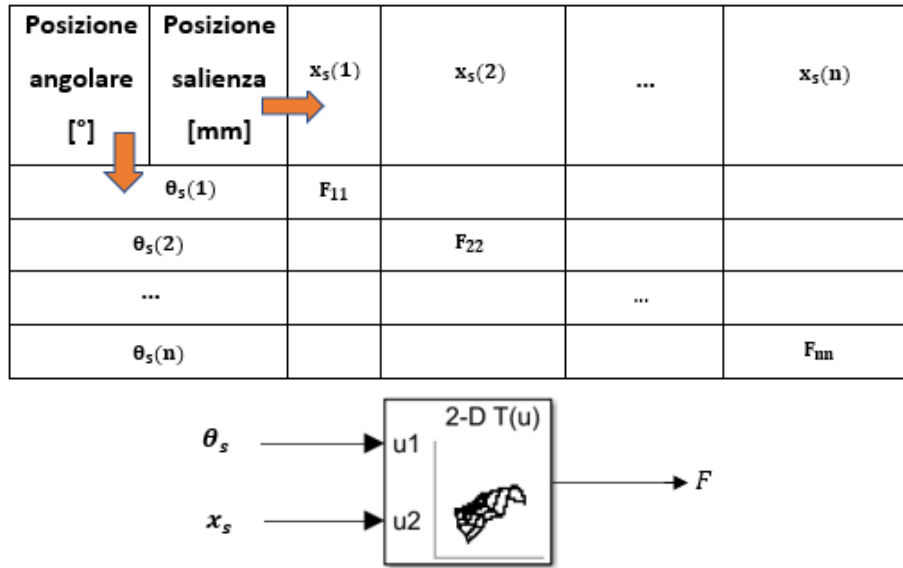


Figura 9.8: 9.8.a Valori di forza in funzione di x_s e θ_s , 9.8.b blocco Simulink

Dalla *Figura 9.9* si può vedere come i valori di sfasamento calcolati permettano, al netto di leggere oscillazioni dovute alle interpolazioni, di ottenere un profilo di forza in linea con il profilo di accelerazione richiesto. Al fine del mantenimento della velocità costante nella parte intermedia è necessaria la presenza di un termine aggiuntivo di forza in grado di compensare l'attrito F_f ; questo termine sarà ovviamente presente anche in fase di accelerazione e decelerazione.

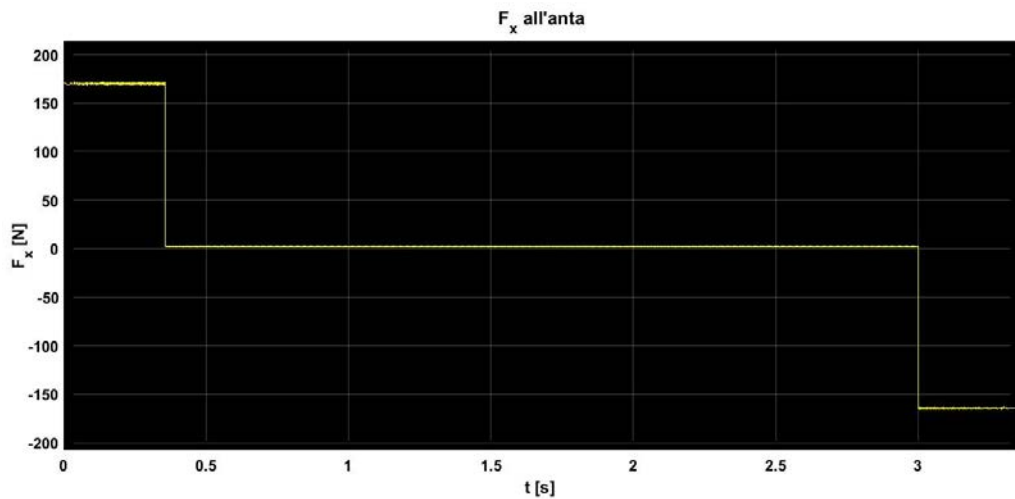


Figura 9.9: Profilo di forza traslante risultante agente sull'anta della porta

Per il calcolo della coppia elettromagnetica si vuole procedere seguendo la strada del bilancio di potenza elettromagnetica e si ottiene quanto riportato in *Figura 9.10*.

$$C(t) = \frac{F(t) \cdot v_s(t)}{\Omega(t)}$$

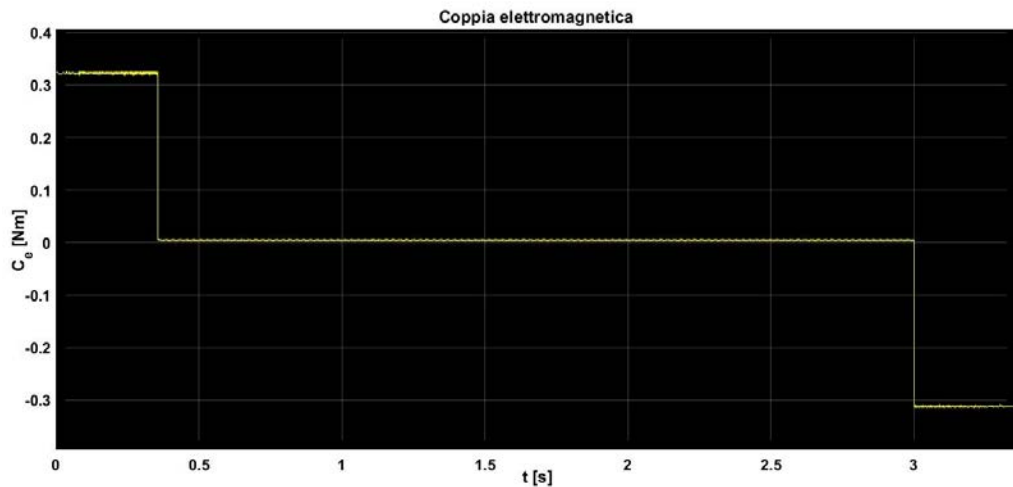


Figura 9.10: Profilo di coppia elettromagnetica ai cilindri

Il motore elettrico dovrà quindi fornire questa coppia a cui andrà sommata quella d'inerzia atta alla movimentazione dei cilindri. Il contributo di coppia d'inerzia C_i sarà calcolato con la (9.10). Essendo il profilo degli sfasamenti molto variabile nel tempo è facilmente intuibile che la coppia d'inerzia possa raggiungere valori che non possono essere fisicamente replicati dal sistema reale.

$$C_i(t) = \frac{d^2\theta_s(t)}{dt^2} \cdot J \quad (9.10)$$

Con J momento d'inerzia totale dei 4 cilindri più rotore del motore. Il momento d'inerzia è calcolabile attraverso la (9.11)

$$J_{cilindro} = m \cdot \frac{r^2}{2} = \frac{1}{2} \cdot Vol \cdot \rho \cdot r^2 \quad [kg \cdot m^2] \quad (9.11)$$

La (9.11) deve tenere conto anche del fatto che il cilindro è composto, oltre che di magneti (m), anche di ferro amagnetico dell'alberino (shaft) e quindi si ha la (9.12).

$$J_{cyl+shaft} = \frac{1}{2} \cdot \rho_m \cdot \pi \cdot H \cdot (r_c^4 - r_{shaft}^4) + \frac{1}{2} \cdot \rho_{shaft} \cdot \pi \cdot H \cdot r_{shaft}^4 \quad (9.12)$$

Con densità della ferrite $\rho_m = 5000 \frac{kg}{m^3}$ e densità del ferro $\rho_{shaft} = 7874 \frac{kg}{m^3}$, per tutti i 4 cilindri complessivamente si trova:

$$J_c = 9.8791 \cdot 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Da tenere in considerazione è anche l'inerzia del rotore del motore che imporrà la rotazione ai cilindri; prendendo come riferimento un valore di momento d'inerzia classico per le potenze messe in gioco si ha $J_M = 6.07 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$; si ottiene un valore di coefficiente d'inerzia totale pari a:

$$1.595 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$$

Per tenere conto anche delle condizioni dinamiche imposte dall'inerzia e per riprodurre una condizione pratica di funzionamento, si intende sviluppare un controllo di velocità basato sulle equazioni del moto comprendendo sia quello dell'anta che di quello dei magneti cilindrici. Non essendo possibile seguire il profilo trapezoidale di velocità imposto con accelerazione massima per le ragioni appena descritte, si decide di abbassare la richiesta di accelerazione a $0.7 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ con un nuovo tempo totale della corsa di 3.71 s (un aumento di meno del 10%).

Per prima cosa è necessario definire quelli che sono i valori di forza che agiscono sulla salienza per ogni posizione che essa assume in τ_s e per ogni posizione angolare della magnetizzazione del cilindro (già ricavati e graficati in *Figura 9.4*); definiti, saranno la base per la definizione delle lookup table della forza e della coppia. Per quanto riguarda la definizione di quella inerente alla forza, il procedimento è identico a quello già effettuato mentre per quella della coppia i valori saranno ricavati dal bilancio elettromagnetico: il rapporto $\frac{v(t)}{\omega(t)}$, essendoci sincronizzazione alla base del funzionamento del RLMD, è costante e quindi la coppia sarà data dalla forza moltiplicata per questo coefficiente di riduzione. Avendo definito le due tabelle è possibile definire l'intero schema di controllo riportato in *Figura 9.11* a cui verrà applicata una simulazione a tempo continuo.

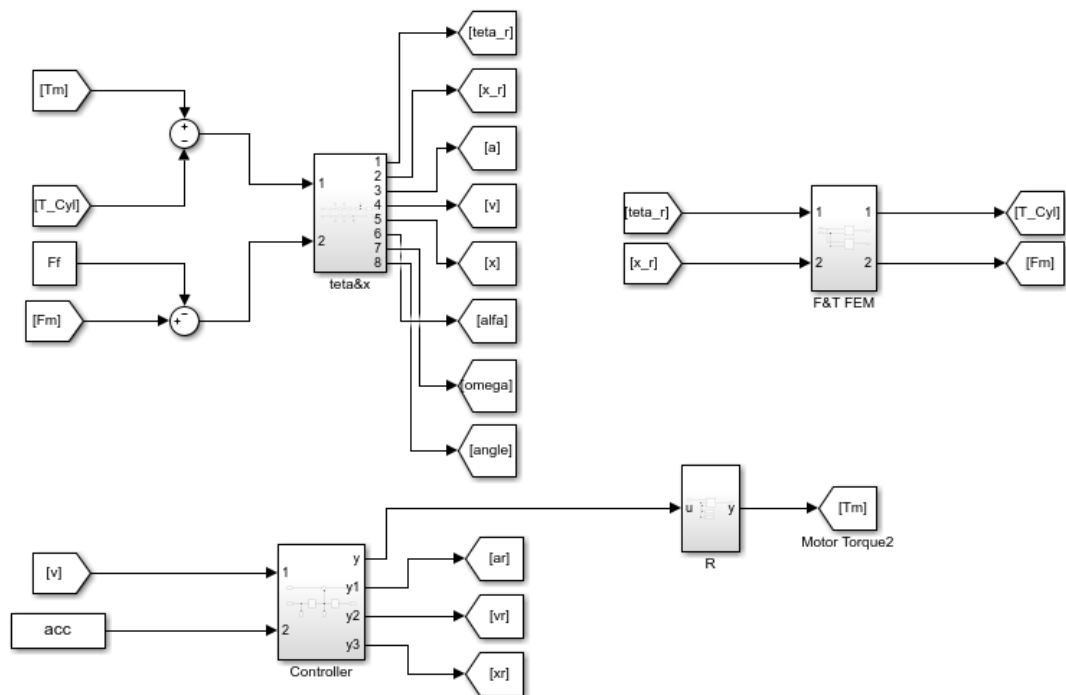


Figura 9.11: Controllo dinamico di velocità del dispositivo

Si va ora a definire i singoli blocchi:

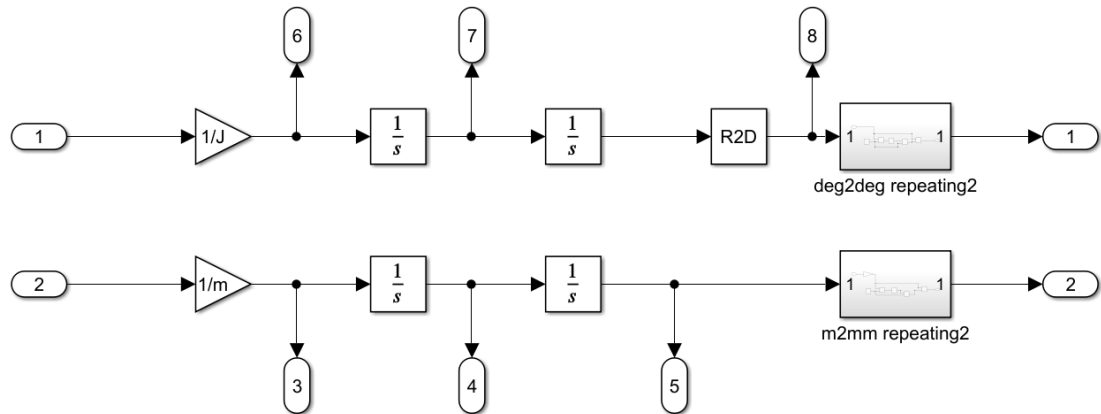


Figura 9.12: Blocco theta&x

Il blocco theta&x di *Figura 9.12* comprende la modellizzazione fisica del sistema meccanico: in ingresso a 1 si ha la coppia risultante dalla sottrazione coppia motore (T_m) – coppia elettromagnetica (T_{Cyl}), che divisa per l’inerzia e poi integrata due volte restituisce il profilo di posizione angolare θ_s ; in ingresso a 2 si ha invece la forza sulle salienze che divisa per la massa dell’anta e integrata due volte restituisce la posizione lineare x_s .

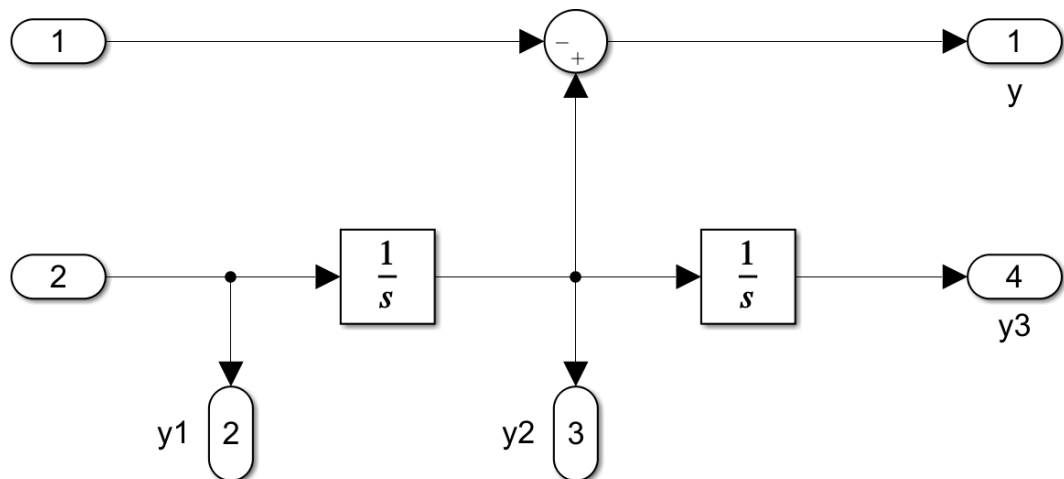


Figura 9.13: Blocco Controller

In riferimento alla *Figura 9.13*, che rappresenta il contenuto del blocco “Controller”, vi sono da segnalare solo delle semplici operazioni matematiche atte a definire gli andamenti di velocità e posizione richiesta, rispettivamente ricavati dalla singola e doppia integrazione del profilo di accelerazione dato in input in 2 (acc). In questo caso il profilo di velocità richiesto sarà confrontato con quello reale proveniente dalla porta 1 per dare in uscita y l’errore di velocità che andrà in ingresso al regolatore PI.

La modellizzazione del comportamento elettromagnetico del dispositivo RLMD è effettuata nel blocco F&T FEM riportato in *Figura 9.14*

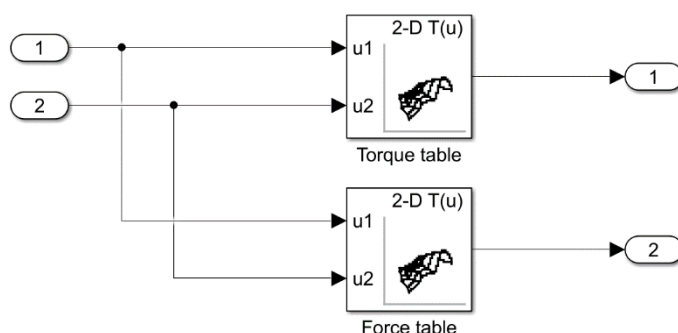


Figura 9.14: Blocco F&T FEM

In ingresso alle due lookup table vi sono la posizione angolare dei cilindri $\theta_s(t)$ in input 1 e quella lineare delle salienze $x_s(t)$ in input 2. Le due posizioni escono dai rispettivi blocchi ripetizione e quindi sono vincolate ai range sopportati dalle tabelle. In uscita in 1 e 2 si hanno rispettivamente la coppia e la forza istantanee che il dispositivo rispettivamente richiede al motore e sviluppa alle salienze.

Riferendosi ora allo schema generale in *Figura 9.11* resta da esporre la funzione del controllore PID: con opportuni valori di coefficiente di azione proporzionale (P) e integrativa (I) e derivativa (D) andrà a elaborare l'errore di velocità e ad applicare una coppia (T_m) attraverso il comando di un convertitore che doserà opportunamente la corrente in ingresso al motore. Il motore dovrà quindi imprimere una determinata coppia affinché il modello possa seguire il profilo di velocità richiesto.

Altra cosa da considerare è che il sistema fermo dovrà trovarsi in una posizione di equilibrio: risulta quindi necessario ricavare la posizione angolare del cilindro e quella lineare della salienza (rispetto all'asse del PML nord) che determinano la condizione di coppia elettromagnetica e forza nulla: questa sarà la condizione iniziale. Bisogna quindi andare a valutare la forza sulle salienze e la coppia sui cilindri per ogni posizione della salienza e per ogni angolo di rotazione del cilindro e per questo bisogna svincolarsi dalla condizione di sincronismo: per ogni valore di posizione della salienza x_s in τ_s si avranno valori di forza e coppia per ogni posizione angolare θ_s del cilindro. Andando ad eseguire un'interpolazione con il software Matlab Simulink con la funzione *interp1* si vanno prima a valutare le posizioni angolari θ_{s_i} che comportano coppia 0 per ogni posizione della salienza x_s e successivamente i valori di x_{s_i} che portano a 0 il valore della forza per ogni θ_{s_i} (stringhe " θ_x " e " X_x " in *Figura 9.15*)

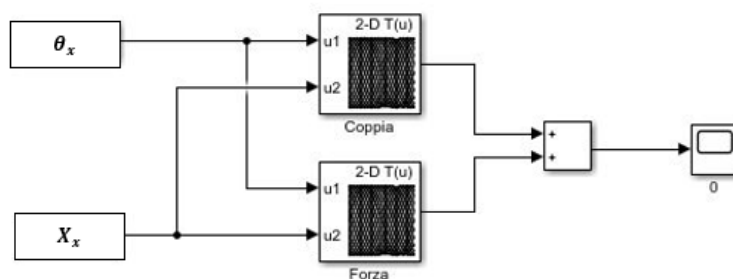


Figura 9.15: schema a blocchi per la ricerca della posizione iniziale

Attraverso la valutazione della forza e della coppia grazie alle lookup table e alla successiva somma dei due contributi, si può valutare nello scope "0" quale sia la condizione ≈ 0 .

La coppia di valori $\theta_s - x_s$ che porta il dispositivo in una condizione di equilibrio vale:

$$x_{sin} = 1.5 \text{ mm}$$

$$\theta_{sin} = 45^\circ$$

Al fine di verificare i valori di coppia e forza per i determinati valori iniziali, si trova in *Figura 9.16*, che i valori scelti sono buoni.

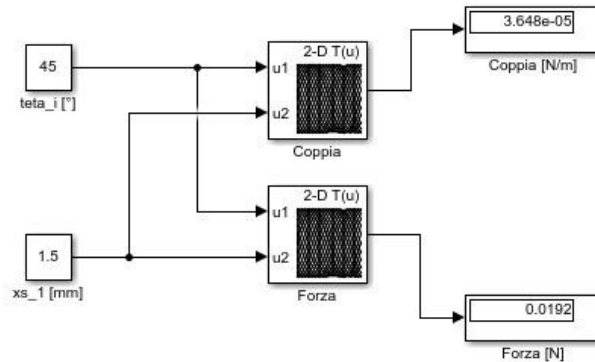


Figura 9.16: schema a blocchi per la ricerca della posizione iniziale

Definiti tutti i valori fisici e quelli ricavati dal FEM, la risposta del sistema in termini di profilo di posizione e velocità dipenderà solamente dai coefficienti del regolatore PID. La scelta dei coefficienti del regolatore non è semplice, poiché un piccolo cambiamento dei loro valori può portare a situazioni di instabilità.

Dal momento che non si conosce la funzione di trasferimento del carico (RLMD) sarà necessario ricavare i valori previa simulazioni. Oltre che seguire il profilo di velocità richiesto, si vuole mantenere bassa l'oscillazione di forza sulla salienza.

In ingresso al regolatore vi sarà l'errore di velocità e in uscita la coppia del motore T_m .

I valori ottimali trovati per i coefficienti sono:

$$kP = 0.25$$

$$kI = 80$$

$$kD = 0.016$$

In *Figura 9.17* si può vedere come il profilo di posizione risultante dal controllo dinamico segua molto bene il riferimento imposto: la lunghezza percorsa vale 1.504 m che è la lunghezza della corsa dell'anta.

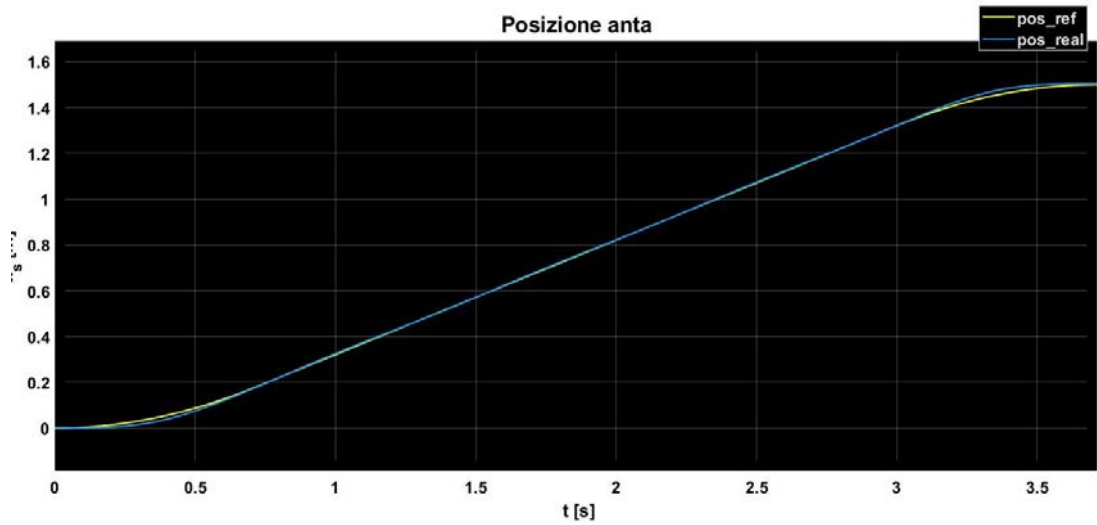


Figura 9.17: posizione anta

Il profilo di velocità è riportato invece in *Figura 9.18* e l'andamento non è altro che il valore della derivata nel tempo della posizione.

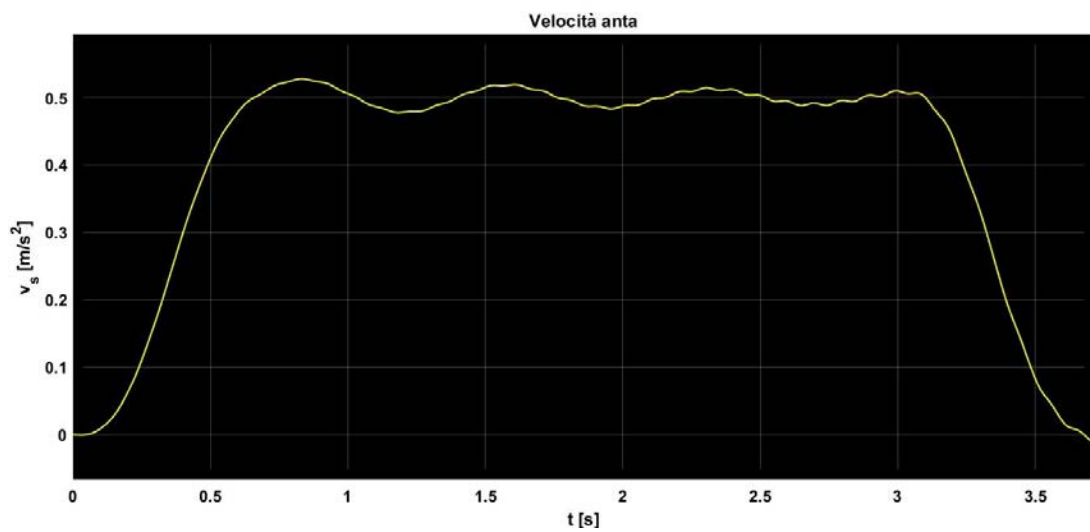


Figura 9.18: Velocità anta

L'oscillazione in regione di velocità costante è dovuta alla forza non costante in uscita dal dispositivo RLMD; essendo la posizione un'integrazione di questo profilo, queste oscillazioni non creano problemi.

La coppia richiesta dal dispositivo, e che quindi dovrà mettere in gioco il motore (al netto delle perdite esterne al dispositivo) è riportata nella *Figura 9.19*.

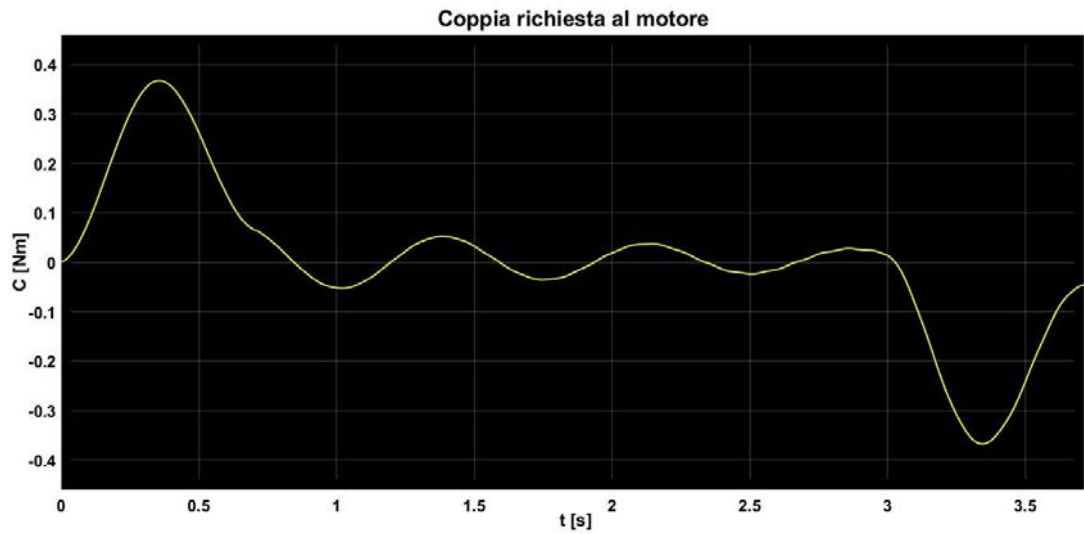


Figura 9.19: Coppia motore

La potenza richiesta al motore è data dalla (9.13) e il suo andamento è riportato in *Figura 9.20*

$$p(t) = C(t) \cdot \Omega(t) \tag{9.13}$$

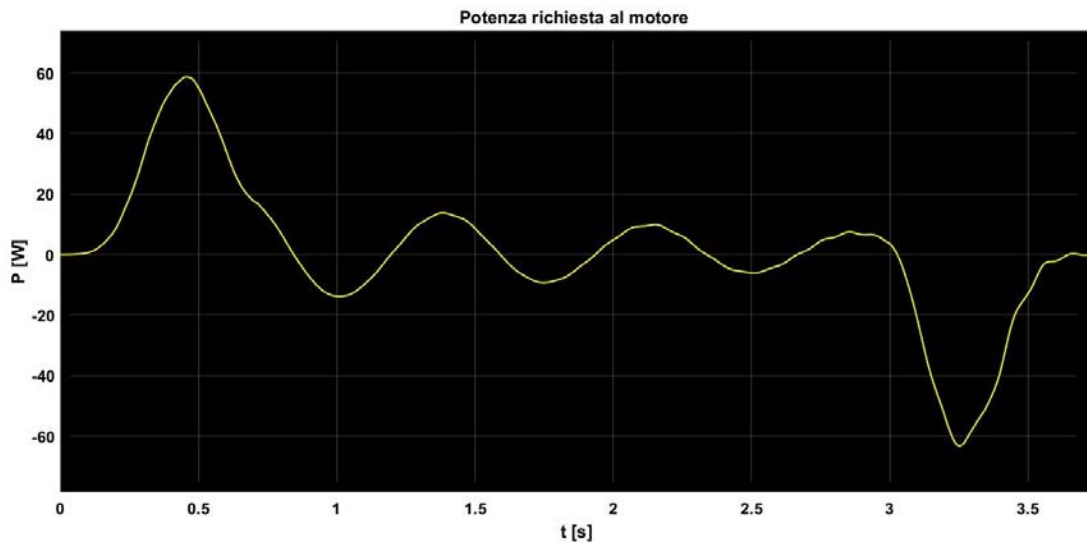


Figura 9.20: Coppia motore

È chiaro quindi come il convertitore dovrà gestire un flusso di potenza entrante al motore ma anche uscente: la valutazione di questo flusso di potenza è molto importante poiché sarà quello che andrà a definire il dimensionamento del condensatore di filtro lato DC del convertitore (inverter) perché non si iniettino armoniche di corrente nella rete elettrica che possono danneggiare la power quality della stessa.

La potenza e coppia massima (in valore assoluto) che andranno a definire i dati di targa del motore valgono:

$$P_M = 63.18 \text{ W}$$

$$C_M = 0.3679 \text{ Nm}$$

In tutte le valutazioni fatte nel proseguo di questa tesi non si sono considerati i rendimenti e gli attriti che vengono a presentarsi al di fuori del dispositivo in esame. Uno schema di principio dell'azionamento esterno è riportato in *Figura 9.21*. Ai fini del controllo dello stesso sarà invece necessaria la valutazione di quelle che sono le perdite esterne:

- Perdite interne al convertitore che avrà quindi una sua efficienza $\eta_i \sim 95\%$
- Perdite interne al motore che avrà un suo rendimento $\eta_M \sim 90\%$
- Perdite legate agli attriti dell'accoppiamento con cinghia che dipendono dalla sezione e dalla forma di quest'ultima $\varepsilon_c \sim 95\%$

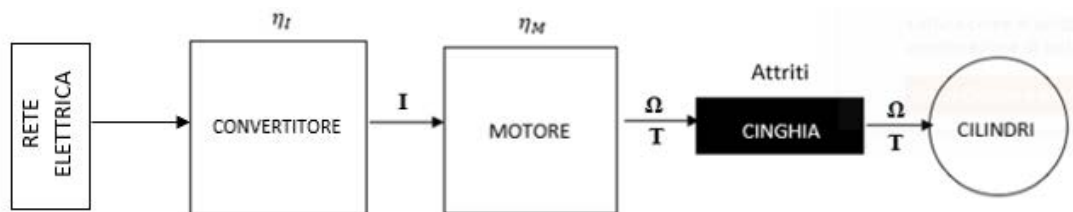


Figura 9.21: Schema circuito esterno

Con i rendimenti appena ipotizzati si va a calcolare la potenza massima effettiva che dovrà mettere in gioco il motore (9.14)

$$P_{Motore} = \frac{P_M}{\eta_M \cdot \varepsilon_c} = 73.9 \text{ W} \quad (9.14)$$

L'inverter regolerà opportunamente la corrente in ingresso al motore asincrono a.c. in modo tale da farlo ruotare alla velocità Ω affinché garantisca la coppia necessaria ai cilindri (T).

Il motore dovrà quindi rispondere alle richieste riportate in *Tab. 9.1*.

P	75 W
C_m	0.37 Nm

Tab. 9.1: Specifiche motore

La forza massima e minima prodotte sulle salienze valgono +173.1 N e -180.2 N: anche avendo abbassato il valore di accelerazione richiesta è necessario sviluppare un valore di forza maggiore a causa del tempo di salita della risposta non nullo. Dopo un'analisi sul comportamento dinamico del sistema

si è verificato che un'azione proporzionale maggiore del regolatore porterebbe infatti il sistema ad instabilità a causa del ripple di forza non nullo in uscita dal dispositivo.

L'azionamento appena descritto si riferisce all'apertura dell'anta singola della porta; per quanto riguarda la chiusura sarà necessario solamente invertire il riferimento di accelerazione con conseguente inversione di rotazione del motore; per due ante saranno chiaramente necessari due dispositivi.

CONCLUSIONI

Il dispositivo studiato permette una conversione tra il moto lineare e quello rotatorio per mezzo di magneti permanenti ed una guida ferromagnetica. Rispetto ad un sistema tradizionale meccanico, permette di trasmettere il moto in modalità “contact-less” senza dover realizzare catene cinematiche complesse. Nell’elaborato è stato dimensionato il dispositivo per la movimentazione di una porta o comunque di un carico scorrevole di peso ridotto, ma se parametrizzato diversamente esso può adempiere ad altre richieste come quella della trazione di veicoli specialmente laddove si possano riscontrare problematiche di aderenza, come ad esempio l’accoppiamento ruota-rotaia ferroviaria. Per l’applicazione analizzata, si è verificato che la ferrite offre delle prestazioni più che soddisfacenti, consentendo così di avere un dispositivo a basso prezzo e competitivo sul mercato. Nel corso dell’elaborato si è riusciti a adempiere alle richieste di progetto di dimensionare un dispositivo in grado di produrre una determinata forza traslante riducendone le dimensioni in modo che possa essere applicato ad una porta scorrevole; con le varie analisi parametriche che hanno coinvolto sia i magneti lineari e cilindrici ma anche la guida, è stato possibile ottenere un sensibile aumento della densità di forza e una sua grande diminuzione di ripple grazie soprattutto alle configurazioni quasi Halbach sia per la parte magnetica in movimento che per la parte fissa, andando a definire la migliore configurazione dotata di due moduli opportunamente sfasati; quest’ultimo modello è anche dotato di una bassa perdita a livello elettromagnetico e quindi di un’alta efficienza. Nell’ultimo capitolo è stato sviluppato un modello dinamico per permettere di definire le caratteristiche all’azionamento dell’anta: impostando il profilo di velocità richiesto, si è effettuato un tuning preliminare del regolatore, consentendo di ricavare la coppia che dovrà essere messa in gioco dal motore elettrico.

Lo sviluppo futuro per questo tipo di dispositivo riguarderà la valutazione delle sollecitazioni sulle parti fisse, oltre che una prova sperimentale su un prototipo del sistema fisico.

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio innanzitutto il Professor Tortella per essere stato fin da subito disponibile nel far da relatore per il mio lavoro di tesi. Nonostante il periodo di Lockdown è stato sempre presente per indicarmi quali fossero le strade giuste da percorrere per svolgere al meglio il lavoro.

Un ringraziamento particolare alla mia famiglia, mio padre, mia madre, mia sorella, e mia nonna per avermi supportato moralmente ed economicamente per tutto il periodo universitario e non solo quello magistrale. Ringrazio inoltre Michele e i miei nipotini Gaia e Damiano, quest'ultimi per la piacevole distrazione.

Voglio ringraziare la mia ragazza Rossella che mi è stata vicina in questi ultimi mesi del periodo universitario, sebbene anche lei fosse in sessione di esami.

Non ultimi, vorrei dire grazie agli amici e compagni di corso che hanno fatto da aiuto e distrazione durante il periodo universitario.

Senza le persone sopracitate non sarei mai potuto arrivare dove sono adesso.

Tutti loro hanno contribuito in diversi modi alla stesura dello scritto, con la precisazione che ogni eventuale errore di contenuto o battitura debba essere imputato solamente al sottoscritto.

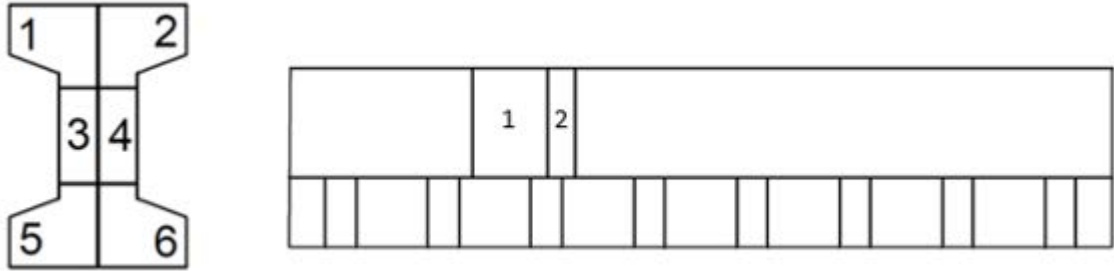
BIBLIOGRAFIA

- [1] H.T. Faus, “Magnet Gearing”, 1941.
- [2] A.H. Neuland, “Apparatus for transmitting power”, U.S. Patent 1 171 351, 1916.
- [3] C. G. C. Neves, A. F. F. Filho – “Magnetic Gearing Electromagnetic Concepts”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 16, No. 1, March 2017, pp. 108-119.
- [4] Mu Chen, K. T. Chau, *Fellow, IEEE*, Wenlong Li, and Chunhua Liu, “Cost-Effectiveness Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Magnet Materials”, *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 50, NO. 2, FEBRUARY 2014.
- [5] “Tranding Economics”, <http://www.trandigeconomics.com>, Settembre 2020.
- [6] K. Atallah and D. Howe, "A novel high-performance magnetic gear," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 2844-2846, July 2001, doi: 10.1109/20.951324.
- [7] K. Atallah, J. Wang, and D. Howe, “A high-performance linear magnetic gear”, *J. Appl. Phys.* 97, 10N516 (2005).
- [8] F. Saracino, “Convertitore elettromagnetico di moto roto-traslatorio per il trasporto a bassa capacità”, *Università degli Studi di Padova*, 2014.
- [9] Libing Jing, (Member, IEEE), Jun Gong, Zhangxia Huang, Tong Ben, Yuehua Huang, “A New Structure for the Magnetic Gear”, *IEEE Access*, 2019, pp. 75550-75555.
- [10] P.M. Tlali, R-J. Wang, S. Gerber, “Magnetic Gear Technologies: A Review”, *Electrical Machines (ICEM)*, 2014 International Conference on, Berlin Germany, pp. 544 – 550.
- [11] M. Andriollo, F. Saracino, A. Tortella, “Rotating to Linear Motion Magnetic Converter for Low capacity Transport Application”.
- [12] JIAN, Linni – “Design, Analysis and Application of Coaxial Magnetic Gears”.
- [13] L. Jian, K. T. Chau, Y. Gong, J. Z. Jiang, C. Yu and W. Li, "Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Topologies," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4526-4529, Oct. 2009, doi: 10.1109/TMAG.2009.2021662.
- [14] Linni Jian, Student Member, IEEE, and K. T. Chau, Senior Member, IEEE, “A Coaxial Magnetic Gear With Halbach Permanent-Magnet Arrays”, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, VOL. 25, NO. 2, JUNE 2010, pp. 319-328.

- [15] Hogan, "Somaloy material Data", 2016
- [16] S. L. Ho, S. Niu and W. N. Fu, "Transient Analysis of a Magnetic Gear Integrated Brushless Permanent Magnet Machine Using Circuit-Field-Motion Coupled Time-Stepping Finite Element Method," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 6, pp. 2074-2077, June 2010.

APPENDICE

Volumi salienze e giogo dietro ai magneti per il modello RLMD con salienze in acciaio:



Aree e volumi salienza:

- 1 → 5.3818 mm^2 → $5.92 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$
- 2 → 5.3818 mm^2 come 1 → $5.92 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$
- 3 → 4.851 mm^2 → $5.34 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$
- 4 → 4.851 mm^2 come 3 → $5.34 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$
- 5 → 5.3818 mm^2 come 1 → $5.92 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$
- 6 → 5.3818 mm^2 come 1 → $5.92 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$

Aree e volumi giogo:

- 1 → 51 mm^2
- 2 → 9 mm^2

$$\text{Area totale 1} \rightarrow \text{area}_1 \cdot 8_{\text{sezioni}} = 408 \text{ mm}^2$$

$$\text{Area totale 2} \rightarrow \text{area}_2 \cdot 8_{\text{sezioni}} = 72 \text{ mm}^2$$

$$\text{Volume totale 1} \rightarrow 4.488 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$$

$$\text{Volume totale 2} \rightarrow 7.9 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$$

Script Matlab© per eseguire l'analisi di Fourier di un segnale periodico

```
pi2=2*pi;

np0=size(xsamp',1);

nint=np0-1;

xp_new=xsamp(1):((xsamp(2)-xsamp(1))/4.):xsamp(np0);

f0=trapz(xsamp,fun_xp)/(xsamp(np0)-xsamp(1)); %integrazione
(regola trapezi) per trovare il valore medio

fun=f0;dfun=0.;

for h=1:narm %Scandisce il numero di armoniche

som_fcos_1=sum(fun_xp(1:nint).*cos(h*pi2/tper*xsamp(1:nint)));

som_fsin_1=sum(fun_xp(1:nint).*sin(h*pi2/tper*xsamp(1:nint)));
%Coefficienti sviluppo in serie
fcos_1(h)=2*som_fcos_1/nint;

fsin_1(h)=2*som_fsin_1/nint;

amp_1(h)=sqrt(fsin_1(h)^2+fcos_1(h)^2);

fase_1(h)=-atan2(fsin_1(h),fcos_1(h))*180/pi; %Fase in
gradi

fun=fsin_1(h)*sin(h*pi2/tper*xp_new)+fcos_1(h)*cos(h*pi2/tper*
xp_new)+fun;

dfun=h*(fsin_1(h)*cos(h*pi2/tper*xp_new) -
fcos_1(h)*sin(h*pi2/tper*xp_new))+dfun;

end
```

Script Matlab© per il controllo dell'anta della porta scorrevole

```
%% Dati
a=(valore di accelerazione); %m/s2
v=0.5; %m/s velocità di regime
L=1.5; %m corsa anta
m_anta=120; %kg per anta
m_mod=3.5; %kg salienze
m=m_anta+m_mod;
tauC=30; %mm
lm=2*tauC; %lunghezza convertitore singolo
Fxr=m*a;
xs0=12; %tauS [mm]
H=0.110; %profondità convertitore (m)
ns=5; %numero salienze
t0=0;
g=9.81; %accelerazione gravitazionale (m/s2)
kf=0.005; %coefficiente di attrito
Ff=kf*m*g; %Forza d'attrito
ro_c=5000; %densità ferrite (cilindro) in kg/m3
ro_s=7874; %densità albero motore in ferro in kg/m3
rc=0.013; %raggio magnete cilindrico in m
rs=0.0026; %raggio albero motore in m
rc4=rc^4;
rs4=rs^4;
Jl=0.5*pi*H*((ro_c*(rc4-rs4))+(ro_s*rs4)); %momento d'inerzia di un
cilindro con annesso alberino motore
Jc=Jl*4;
Jm=6.07e-05; %momento d'inerzia rotore motore
J=Jc+Jm;
t_s=5e-6; %sample time
xs_in=1.5e-3; %posizione lineare iniziale per avere C e F=0 (m)
teta_in=45*2*pi/360; %posizione angolare iniziale per avere C e F=0
(rad)
%%

%% SPAZIO
%accelerazione
s_a=(v^2)/(2*a); %spazio percorso durante l'accelerazione per
arrivare alla velocità di regime (m)
%frenatura
vf=0; %velocità finale a porta ferma
vi=v; %velocità prima della frenatura (v) in m/s
s_f=((vf^2)-(vi^2))/(2*(-a)); %spazio percorso durante la
frenatura = spazio per accelerazione se la forza impressa è uguale e
opposta (m)
%corsa a v costante
s_c=L-s_a-s_f; %spazio percorso dall'anta in condizioni di velocità
costante e pari a v (m)
```

```

%TEMPI

%accelerazione
t_a=(v/a)+t0; %tempo di accelerazione (quando comincia la marcia a v
cost) in s
ta=t_a; %tempo ad accelerazione a (s)
%corsa a v costante
t_c=((s_c+s_a)-s_f)/v)+t_a; %spazio percorso alla fine della corsa
a v costante (t a vi cost + t acc) in s
tc=t_c-t_a; %tempo a v cost (s)
%frenatura
t_f=t_c+(-v/-a); %tempo al fine corsa dell'anta (s);
tf=t_f-t_c; %tempo di frenatura (per portare l'anta da v a v=0) in s

%definizione vettore tempo per ogni fase
ta_v=[t0:t_s:t_a]'; %acc
tc_v=[t_a+t_s:t_s:t_c]'; %velocità costante
tf_v=[t_c+t_s:t_s:t_f]'; %brake
t=[ta_v
    tc_v
    tf_v]; %tempo totale di moto

%Profilo di posizione
v1=@(t)a.*t;
xa=quad(v1,t0,t_a); %posizione alla fine della fase di accelerazione
(m) (corrisponde a s_a)
x1=a*((ta_v.^2)/2); %vettore di posizione in fase di accelerazione
x2=(v*tc_v)-xa; %vettore posizione in condizioni di v costante
x3=L-(a/2)*(t_f-tf_v).^2; %vettore di posizione in fase di frenatura
X=[x1
    x2
    x3]; %vettore posizione in metri

% Profilo accelerazione
n=length(tc_v);
n2=length(ta_v);
a1=linspace(a,a,n2);
n3=length(tf_v);
a2=linspace(0,0,n);
a3=linspace(-a,-a,n3);

x = linspace(0,t_f);
plot(ta_v,a1)
hold on
plot(tc_v,a2)
plot(tf_v,a3)
xlim([0 t_f])
hold off
title('Profilo accelerazione [m/s^2]')
xlabel('t [s]')

```

```

acc=[a1'
      a2'
      a3'];
time=[ta_v
      tc_v
      tf_v];

xs=[0:0.5:12]'; %mm in taus
alfa=(360/12)*(X*1000);
acc=[time acc];

%% AZIONAMENTO

%Accelerazione
k=49;

tetas=[0:7.5:360]';
teta_lt=[0:15:360]';
for i=1:k
    Fx(:,i)=Fs(13:37,i);
end
tetax=tetas(13:37);
%interpolazione per trovare sfasamento per avere F=168N
for i=1:k
    sfasam(i)=interp1(Fx(:,i),tetax,Fxr+Ff+1,'linear');
end

sfas1=sfasam';

xp=[0:0.25:12]';

X1=x1*1000; %mm
x1_rep=X1-((floor(X1/xs0))*xs0); %funzione ripetizione x1 (range 0-
12 mm)
shift_a=interp1(xp,sfas1,x1_rep,'linear'); %trova i valori di
sfasamento per ogni valore di x in t

%%
% fase a v costante
k=49;

for i=1:k
    sfasam(i)=interp1(Fx(:,i),tetax,Ff,'linear');
end
sfas2=sfasam'; %sfasamento lineare angolarizzato salienza.

X2=x2*1000; %mm
x2_rep=X2-((floor(X2/xs0))*xs0); %funzione ripetizione x1 (range 0-
12 mm)
shift_vc=interp1(xp,sfas2,x2_rep,'linear');

%% Decelerazione
k=49;

for i=1:k

```

```

    sfasam(i)=interp1(Fx(:,i),tetax,-Fxr+Ff,'linear');
end
sfas3=sfasam';

X3=x3*1000; %mm
x3_rep=X3-((floor(X3/xs0))*xs0); %funzione ripetizione x1 (range 0-
12 mm)
shift_f=interp1(xp,sfas3,x3_rep,'linear');

%%
format shortE

sh=[shift_a
    shift_vc
    shift_f];

teta=X*360/(xs0/1000);
teta=teta+sh;

Anta_x=[t X];

Anta_teta=[t teta];
Anta_time=[t t];

fig1=figure
axes.FontWeight='bold';
set(0,'DefaultAxesFontSize',16)
ax.FontWeight='bold';
xl.FontWeight='bold';
yl.FontWeight='bold';
xl.FontSize=16;
yl.FontSize=16;
subplot(3,1,1)
x=xp;
plot(x,sfas1)
ylim([99 112]);
title('Accelerazione - Velocità costante - Decelerazione')
yl=ylabel('\theta_0 [°]')
subplot(3,1,2)

plot(x,sfas2)
ylabel('\theta_0 [°]')
ylim([177.5 181]);
subplot(3,1,3)

plot(x,sfas3)
ylabel('\theta_0 [°]')
ylim([241 254]);
xlabel('x_s [mm]')
t_ss=5e-4;
tt=[0:t_ss:t_f]';
teta_new=interp1(t,tetass,tt,'spline');
Anta_tn=[tt teta_new];

```