

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA
ELETTRICA

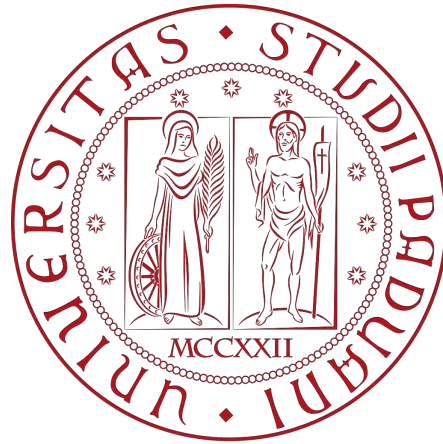
**MOTORI TUBOLARI LINEARI:
ANALISI COMPARATIVA DI SOLUZIONI CONVENZIONALI
ED INNOVATIVE**

Relatore: Ch.mo Prof. Nicola Bianchi

Laureando: Federico Zanella

Matricola: 1137587

Anno accademico 2018/2019



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA
ELETTRICA

**MOTORI TUBOLARI LINEARI:
ANALISI COMPARATIVA DI SOLUZIONI CONVENZIONALI
ED INNOVATIVE**

Relatore: Ch.mo Prof. Nicola Bianchi

Laureando: Federico Zanella

Matricola: 1137587

Anno accademico 2018/2019

Indice

1	Motore tubolare lineare di tipo IPM	1
1.1	Introduzione	1
1.2	Stima analitica della forza	3
1.3	Risultati dello studio analitico sul motore TL-IPM	6
1.4	Analisi FEM	8
1.4.1	Simulazione a vuoto	10
1.4.2	Simulazione a carico	15
1.5	Design ottimizzato	21
1.5.1	Risultati Analitici	22
1.5.2	Simulazione a vuoto	23
1.5.3	Simulazione a carico	25
1.6	Tecnica del <i>pole-shifting</i>	27
1.6.1	Risultati delle simulazioni	28
1.6.2	Conclusioni	33
2	Motore tubolare lineare di tipo flux-switching	35
2.1	Introduzione	35
2.2	Configurazioni a confronto	39
2.2.1	Motore tubolare FSPM 12-10	39
2.2.2	Risultati simulazioni FEM per FS 12-10	43
2.2.3	Motore tubolare FSPM 12-14	44
2.2.4	Risultati simulazioni FEM per FS 12-14	48
2.2.5	Motore tubolare FSPM 12-22	49
2.2.6	Risultati simulazioni FEM per FS 12-22	53
2.2.7	Motore tubolare FSPM 18-15	54
2.2.8	Risultati simulazioni FEM per FS 18-15	57
2.2.9	Motore tubolare FSPM 18-21	58
2.2.10	Risultati simulazioni FEM per FS 18-21	61
2.3	Scelta configurazione migliore	62
3	Ottimizzazione del motore FS 12-14	63
3.1	Minimizzazione della forza di impuntamento	63
3.1.1	Dimensionamento del dente ausiliario	64
3.1.2	Riduzione dello <i>slot-effect</i>	68
3.2	Analisi parametrica della soluzione FS 12-14	70
3.2.1	Ottimizzazione parametrica individuale	70
3.2.2	Risultati ottimizzazione individuale	73
3.2.3	Ottimizzazione globale e confronto	76
3.3	Studio della cogging-force sulla soluzione ottimizzata	80
3.3.1	Dimensionamento del dente ausiliario	80

3.3.2	Confronto impuntamento con e senza dente ausiliario	83
4	Analisi del motore FS 12-14 ottimizzato	85
4.1	Simulazione a vuoto	87
4.2	Simulazione a carico	89
4.3	Analisi delle perdite nel ferro	93
4.3.1	Materiali SMC (Soft Magnetic Composite)	94
4.3.2	Andamento delle forme d'onda dell'induzione	96
4.3.3	Dente di statore	98
4.3.4	Dente di rotore	102
4.3.5	Calcolo delle perdite nel ferro	107
4.4	Analisi delle perdite Joule	109
4.5	Prestazioni motore con materiale SMC	110
4.6	Conclusioni	111
5	Freno tubolare ad induzione	113
5.1	Introduzione	113
5.2	Stima della forza con modello "puntuale" del motore	114
5.2.1	Verifica della validità del modello	115
	Conclusioni	123
	Appendice A	127

Sommario

I motori elettrici lineari sono stati recentemente sempre più utilizzati in applicazioni per l'industria robotica, nelle macchine utensili e in impianti di imballaggio; con tali dispositivi si ottengono infatti importanti benefici legati alla semplicità di controllo del movimento, all'elevata efficienza e all'affidabilità.

In questa tesi si è focalizzata l'attenzione sui motori lineari con struttura tubolare che, grazie alla forma chiusa, presentano il vantaggio di non sviluppare alcuna forza attrattiva tra statore e rotore.¹ L'assenza delle testate negli avvolgimenti (che si configurano come semplici anelli di rame) riduce inoltre le perdite per effetto Joule migliorando l'efficienza del motore. Tra le varie tipologie si è scelto di analizzare in primo luogo i cosiddetti *TL-PM*, ovvero quei motori tubolari che presentano anche magneti permanenti integrati nella struttura in modo da migliorarne le prestazioni.

Confronto tra TL-IPM e TL-FSPM

Nella prima parte dell'analisi si è voluto verificare, fissando alcuni vincoli geometrici riportati in seguito, quanta forza si riesce a sviluppare con una configurazione di motore tubolare a magneti permanenti interni (*TL-IPM motor*). È stata scelta questa tipologia come punto di partenza in quanto si è visto in letteratura che è tra le più utilizzate in applicazioni dove si vuole ottenere una elevata densità di forza. Una volta analizzata ed ottimizzata la geometria per il motore tubolare IPM e trovata la forza che è in grado di sviluppare, l'obiettivo è stato quello di cercare una valida alternativa tra i motori TL-PM che rimanesse costruttivamente non troppo complessa da realizzare.

D'accordo con il Professor Bianchi si è deciso quindi di analizzare una tipologia innovativa di motori il cui funzionamento si basa sul principio dell'inversione di flusso (che verrà spiegato dettagliatamente nel capitolo 2) e che caratterizza i motori rotativi detti appunto "*flux-switching*". Solo recentemente si è iniziato a studiare soluzioni che sfruttino tale principio anche in macchine di tipo tubolare lineare e si vuole quindi vedere se possano rappresentare una buona soluzione in termini di forza sviluppata (a parità di densità di corrente nell'avvolgimento) rispetto a soluzioni consolidate come quella a magneti interni. La peculiarità dei motori di tipo *flux-switching* è quella di avere sia avvolgimenti che magneti alloggiati nello "statore" esterno, mentre il "rotore" è una semplice asta in ferro con salienze polari distribuite uniformemente. Data la semplicità costruttiva di questo motore, sarebbe un'alternativa molto appetibile alle soluzioni tradizionali, vedremo infatti che verrà dedicato molto spazio per lo studio delle possibili configurazioni e delle tecniche per ottimizzare la geometria con l'obiettivo di massimizzare la forza sviluppata.

¹Le forze che vengono a crearsi in direzione "normale" rispetto all'asse del motore tubolare essendo distribuite simmetricamente sulla circonferenza risultano globalmente nulle

Per il confronto sono stati scelti i seguenti vincoli geometrici

- *Diametro esterno*: $D_e = 150 [mm]$
- *Ampiezza minima traferro*: $g = 1 [mm]$
- *Lunghezza "attiva" del motore*: $L = 300 [mm]$

Per lunghezza *attiva* si intende dal punto di vista elettromagnetico, è quindi nella nostra analisi pari all'estensione della parte del motore che equivale allo statore e che scorre esternamente all'asta dove sono alloggiati i magneti (nel motore TL-IPM) o dove sono presenti le salienze polari (nel TL-FSPM).

Infine si è deciso di esaminare il funzionamento di un particolare motore tubolare lineare ad induzione (*TL-IM*).

Analisi TL-IM

L'ultima tipologia di motore tubolare lineare è stata analizzata individualmente data la particolare configurazione della struttura. Si è studiato infatti un freno ad induzione in cui un cilindro ferromagnetico con magneti integrati nella struttura scorre su un altro cilindro in ferro posto internamente e coassiale al primo attorno al quale è avvolta una lamina in rame. Il movimento del cilindro esterno, avendo magneti permanenti adeguatamente orientati, provoca una variazione del flusso che investe la lastra di rame; si avrà quindi la circolazione di correnti tali da generare un flusso che si opporrà al primo andando a rallentare il moto del cilindro esterno.

Si è voluto quindi verificare la possibilità di utilizzare il software agli elementi FEMM per calcolare quanta forza si sviluppasse al variare della velocità del cilindro esterno. Per farlo è stato implementato un modello del motore detto a "*correnti puntuali*" attraverso il quale è possibile simulare magnetostaticamente il problema appena descritto.

Capitolo 1

Motore tubolare lineare di tipo IPM

1.1 Introduzione

Il primo motore analizzato è di tipo tubolare lineare con magneti permanenti interni, la struttura è quella di un motore IPM rotativo che viene "linearizzato" e avvolto su se stesso (come si vede in figura 1.1).

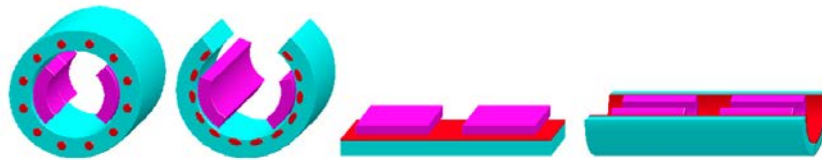


Figura 1.1: Trasformazione concettuale da motore rotativo a tubolare

L'equivalente del rotore è rappresentato da un'asta ferromagnetica in cui si inseriscono magneti permanenti con polarità alternata distribuiti ad intervalli regolari per tutta la lunghezza; lo statore si configura invece come un cilindro coassiale che contiene l'asta rotoria e dove gli anelli in rame che svolgono la funzione degli avvolgimenti sono alloggiati in apposite cave. L'elevata densità di forza che caratterizza questa tipologia di motore è il principale motivo per cui si è deciso di utilizzarlo come metro di paragone per le soluzioni innovative *flux-switching* analizzate al capitolo successivo.

Il design scelto per questa analisi preliminare è il seguente:

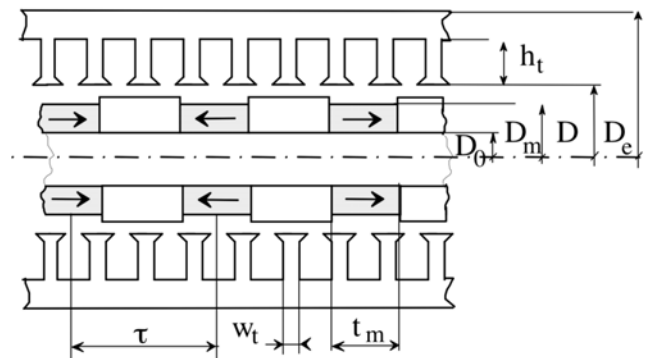


Figura 1.2: Struttura del motore TLPM

Le caratteristiche geometriche utilizzate per avere una prima stima delle prestazioni del motore sono riassunte nella tabella sottostante.

DESIGN PRELIMINARE TLIPM	
$D_e = 150 [mm]$	<i>diametro esterno</i>
$D = 84 [mm]$	<i>diametro ad inizio cava</i>
$D_i = 82 [mm]$	<i>diametro al traferro¹</i>
$D_m = 80 [mm]$	<i>diametro al magnete</i>
$D_0 = 28 [mm]$	<i>diametro all'albero</i>
$h_t = 24.28 [mm]$	<i>altezza della cava</i>
$\tau = 75 [mm]$	<i>passo polare</i>
$\tau_f = 50 [mm]$	<i>lunghezza del polo</i>
$w_t = 12.96 [mm]$	<i>ampiezza del dente</i>
$t_m = 25 [mm]$	<i>altezza del magnete</i>
$\mu_{rec} = 1.048$	<i>permeabilità relativa del PM</i>
$B_{rem} = 1.25 [T]$	<i>induzione residua del PM</i>
$k_w = 1$	<i>coefficiente d'avvolgimento</i>
$g_{ac} = 1 [mm]$	<i>ampiezza minima traferro¹</i>

¹ si veda la Fig.1.3a

Si vuole in primo luogo calcolare analiticamente la forza che il motore è in grado di fornire al variare della densità di corrente imposta negli avvolgimenti statorici; in seguito attraverso un modello agli elementi finiti del motore si andranno a confrontare i risultati delle simulazioni con quelli stimati analiticamente.

1.2 Stima analitica della forza

Inizialmente si è quindi cercato di stimare le prestazioni del motore utilizzando un approccio analitico semplificato [1],[2].

Induzione a vuoto

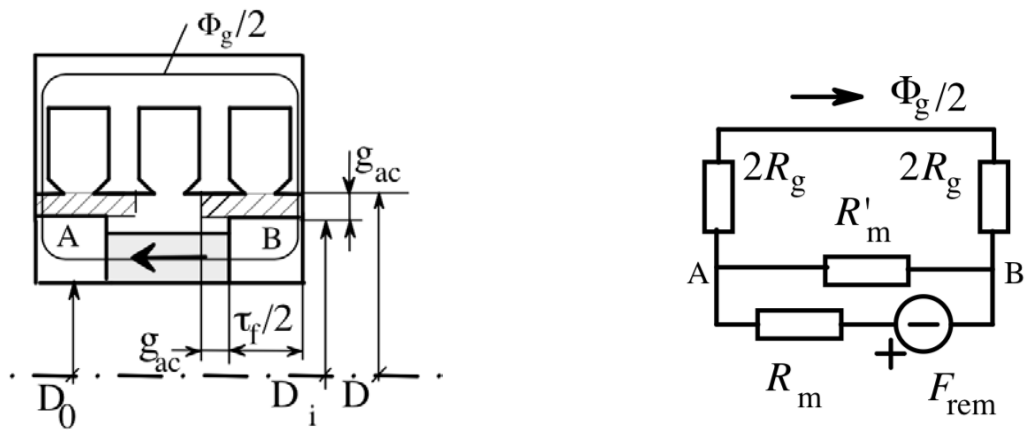
Si considera l'effetto del solo magnete permanente, per il calcolo dell'induzione si è risolto il circuito magnetico di Fig.1.3b dove:

$$F_{rem} = \frac{B_{rem} t_m}{\mu_0 \mu_{rec}} \rightarrow \text{Potenziale magnetico residuo del PM} \quad (1.1)$$

$$R_g = \frac{k_g}{2\pi\mu_0\tau_f} \ln\left(1 + \frac{2g}{D_i}\right) \rightarrow \text{Riluttanza del traferro} \quad (1.2)$$

$$R_m = \frac{4t_m}{\pi\mu_{rec}\mu_0(D_m^2 - D_0^2)} \rightarrow \text{Riluttanza del PM} \quad (1.3)$$

$R'_m = \text{Riluttanza di dispersione magnetica}$



(a) struttura di un polo magnetico del motore

(b) Circuito magnetico

Figura 1.3: Analisi del circuito magnetico relativo ad un polo del TLPM

L'induzione a vuoto calcolata al diametro D è pari a:

$$B_{g0} = \frac{2k_g}{\pi D \tau_f} \cdot \frac{F_{rem}}{4R_g \left(\frac{R_m}{R'_m} + 1 \right) + R_m} \quad (1.4)$$

La *riluttanza di dispersione magnetica* R'_m considera il flusso che è disperso al traferro e all'albero, è conveniente per questa analisi preliminare considerarla infinita in modo da riscrivere la 1.4 come segue:

$$B_{g0} = \frac{B_{rem}}{\frac{2D\tau_f}{k_g (D_m^2 - D_0^2)} + \frac{\mu_{rec}D}{t_m} \ln \left(1 + \frac{2g}{D_i} \right)} \quad (1.5)$$

L'induzione magnetica del PM risulta pari a:

$$B_{m0} = B_{g0} \frac{2}{k_g} \frac{D\tau_f}{(D_m^2 - D_0^2)} \quad (1.6)$$

Carico Elettrico

La reazione di indotto dovuta alla corrente negli avvolgimenti statorici causa una variazione dell'induzione a vuoto, se consideriamo una distribuzione di corrente sinusoidale possiamo calcolare il picco del carico elettrico come:

$$\hat{K}_{sp} = \frac{m k_w N}{2p \cdot \tau} \cdot \hat{I} \quad (1.7)$$

La tensione magnetica che si crea a seguito della circolazione di corrente negli avvolgimenti statorici sarà pari a:

$$\hat{F}_i = \frac{2}{\pi} \cdot k_{sp} \cdot \frac{\tau}{2} \quad (1.8)$$

L'induzione al magnete varierà di $\pm \Delta B_m$:

$$\begin{cases} B_{max} = B_{m0} + \Delta B_m \\ B_{min} = B_{m0} - \Delta B_m \end{cases} \quad (1.9)$$

E' importante tenere in considerazione questo fenomeno in quanto una B_{max} troppo elevata potrebbe causare problemi di saturazione nel ferro, mentre una B_{min} eccessivamente bassa porterebbe ad una smagnetizzazione del magnete, come si vede in Fig.1.4.

Trascurando come la *riluttanza di dispersione magnetica* R'_m come fatto per trovare la 1.7 si può ricavare l'entità della variazione dell'induzione rispetto a quella calcolata a vuoto come segue:

$$\Delta B_m = \frac{16}{\pi^2} \cdot \frac{\hat{F}_i}{(D_m^2 - D_0^2)(4R_g + R_m)} \quad (1.10)$$

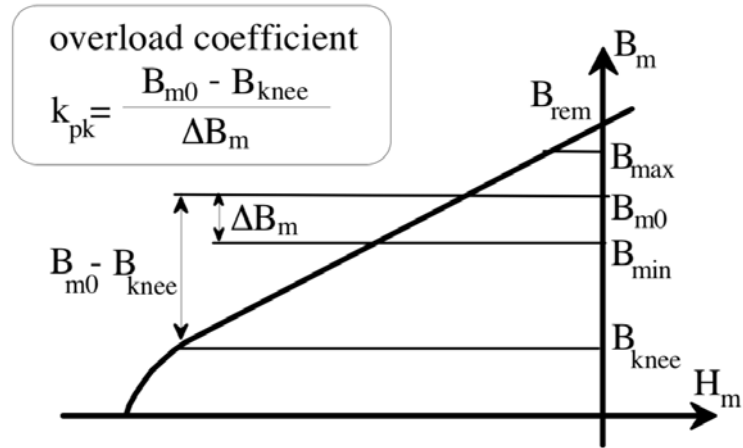


Figura 1.4: Curva di smagnetizzazione del PM

Forza massima

In questa analisi preliminare si trascurano il limite termico e magnetico del motore e si ipotizza che il design scelto sia attuabile; si vuole quindi calcolare la forza massima che deriva dall'interazione tra la corrente e l'induzione magnetica sviluppata al traferro del nostro motore.

L'interazione tra B e K_{sp} è esprimibile come:

$$F = 4p \cdot D \cdot \tau \cdot K_{sp} \cdot B_{g0} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\tau_f + 2g_{ac}}{\tau}\right) \quad (1.11)$$

1.3 Risultati dello studio analitico sul motore TL-IPM

Applicando le formule appena trovate al nostro motore calcolo il valore dell'induzione a vuoto, utilizzo l'equazione 1.7 e i dati riportati nella tabella 1.1:

$$B_{g0} = \frac{1.25}{\frac{2 \cdot 84 \cdot 50}{k_g \cdot (80^2 - 28^2)} + \frac{1.05 \cdot 84}{25} \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot g}{82} \right)}$$

$$= 0.80 [T]$$

NOTA :

I parametri k_g e g sono così calcolati :

$$k_g = \frac{\tau_f}{\tau_f + 2g_{ac}} = 0.96$$

$$g = g_{ac} \cdot k_c = g_{ac} \cdot \frac{p_s}{p_s + g_{ac} - \frac{3}{4}w_{so}} = 1.05$$

Per il calcolo della forza che il motore è in grado di generare si è fatto un confronto al variare della densità di corrente $J \frac{A}{mm^2}$ negli avvolgimenti statorici, a partire da questa si ricava la corrente di picco da fornire nelle cave agli avvolgimenti della parte mobile del motore lineare:

$$\hat{I}_{slot} = \sqrt{2} \cdot J \cdot k_{fill} \cdot S_{slot}$$

Dividendo la corrente trovata per lo *slot pitch* p_s (pari a 25 mm nella configurazione iniziale scelta) si ricava il valore del carico elettrico \hat{K}_{sp} e dalla 1.11 si ha la stima analitica della forza.

$2p = 4$	<i>numero di poli</i>
$k_{fill} = 0.45$	<i>coeff. di riempimento della cava</i>
$S_{slot} = 263 [mm^2]$	<i>sezione di cava</i>
$Q_s = 12$	<i>numero di cave totali</i>
$L = 300 [mm]$	<i>lunghezza del motore</i>

Si è ipotizzato di avere un motore a quattro poli, in questo modo la lunghezza della macchina arriva ai 300 [mm] richiesti dalle specifiche.

Si riporta la tabella riassuntiva del calcolo della forza per diversi valori della densità di corrente $J[A/mm^2]$ imposta nelle cave della parte mobile del motore:

FORZA AL VARIARE DI J

J [A/mm ²]	\hat{I}_{slot} [A]	\hat{K}_{sp} [A/m]	F [N]
5	840	33600	1156
6	1000	40000	1377
7	1170	46800	1611
8	1340	53600	1845
9	1500	60000	2066
10	1670	66800	2300

1.4 Analisi FEM

Si riporta il modello che è stato utilizzato per le analisi agli elementi finiti.

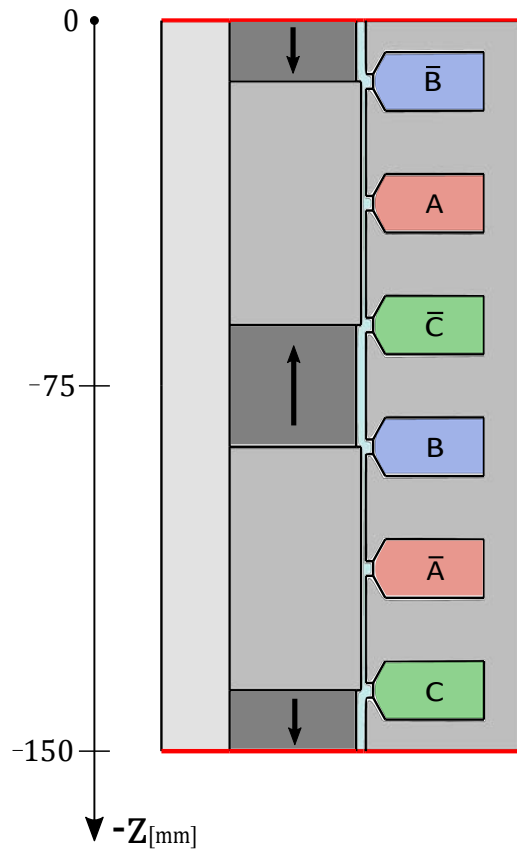


Figura 1.5: Rappresentazione del motore TLPIM analizzato (fatta con *Inkscape*)

Per l'analisi si è utilizzato il software opensource FEMM 4.2, il modello è stato disegnato utilizzando la tipologia di problema *Axisymmetric*, in questo modo è possibile caratterizzare il motore in "2D" andando a disegnare solamente la sezione la cui rotazione attorno all'asse Z andrebbe a creare il solido "3D" che ci interessa analizzare. Il disegno è poi stato modificato su *Inkscape* (un software di grafica vettoriale) per ottenere maggior chiarezza aggiungendo l'asse di simmetria, i colori e la numerazione delle fasi all'interno delle cave. Le dimensioni utilizzate sono quelle indicate nella tabella 1.1, si riportano inoltre i dati e la matrice di cava utilizzati nelle simulazioni:

```
% Dati motore TLPIM:

Q = 6;                %numero cave
ncs = 1;              %ipotizzo un conduttore per ogni slot
Sslot = 0.000263;    %sezione di cava in [m^2]
k_fill = 0.45;       %coefficiente di riempimento

% Matrice di cava:
ka = [0,1,0,0,-1,0];
kb = [-1,0,0,1,0,0];
kc = [0,0,-1,0,0,1];
```


Materiali

Dopo aver calcolato analiticamente i valori dell'induzione a vuoto (1.7) e della forza (1.3) sviluppata del nostro motore al variare della densità di corrente, si è creato un modello agli elementi finiti e sono state eseguite le prove a vuoto e a carico del motore per validare i risultati ottenuti analiticamente.

Di seguito sono elencati i materiali utilizzati nelle simulazioni e le loro caratteristiche:

Air → aria, per il blocco relativo al traferro, dalla libreria di FEMM

316 Stainless Steel → acciaio, per il blocco relativo all'albero del motore (dalla libreria):

$$\mu_r = 1, \sigma = 1.334 [MS/m]$$

Copper → rame, per i blocchi relativi ai conduttori dell'avvolgimento (dalla libreria):

$$\mu_r = 1, \sigma = 58 [MS/m]$$

Pure Iron → ferro puro, per i blocchi relativi alla parte mobile del motore e alle parti in ferro che sono interposte ai magneti della parte fissa (dalla libreria):

$$\sigma = 10.295 [MS/m]$$

NdFeB 37 MGOe → lega di neodimio-ferro-boro, per i blocchi relativi ai magneti permanenti (dalla libreria):

$$\mu_r = 1.048, H_c = 950000 [A/m], \sigma = 0.667 [MS/m]$$

Condizioni al contorno

Si è deciso di semplificare la simulazione in questa fase di studio iniziale e non sono stati considerati eventuali effetti di bordo. Per farlo si è impostata tramite il comando "*periodic*" una periodicità nei segmenti al confine superiore e inferiore del tratto di motore disegnato (evidenziati in rosso in figura 1.5); in questo modo è stato possibile disegnare una sola coppia polare del motore e solamente 6 delle 12 cave presenti nella parte mobile. I valori della forza che risulteranno dalle simulazioni saranno quindi pari indicativamente a metà del valore corrispondente trovato tramite la computazione analitica svolta nella sezione precedente (che si riferiva ad un motore a 2 coppie polari).

Infine sui restanti due segmenti del dominio esterno (quelli non caratterizzati dalla periodicità) è stata imposta una *condizione di Neumann* omogenea per il potenziale vettore magnetico ($A_z = 0$).

1.4.1 Simulazione a vuoto

La prima simulazione svolta è quella a vuoto, ovvero con correnti negli slot della parte mobile nulle. La figura 1.6 mostra le linee di campo quando il motore si trova nella posizione iniziale ($Z_{coord} = 0$, vedi fig.1.5).

Gli obiettivi di questa prova sono i seguenti:

- Verificare che il valore calcolato analiticamente per l'induzione al traferro ($B_{g0} = 0.80 [T]$) corrisponda a quello trovato nella simulazione.
- Ricavare l'andamento dei flussi concatenati a vuoto con le tre fasi.
- Ricavare l'andamento della forza di impuntamento al variare della posizione della parte mobile del TLIPM.

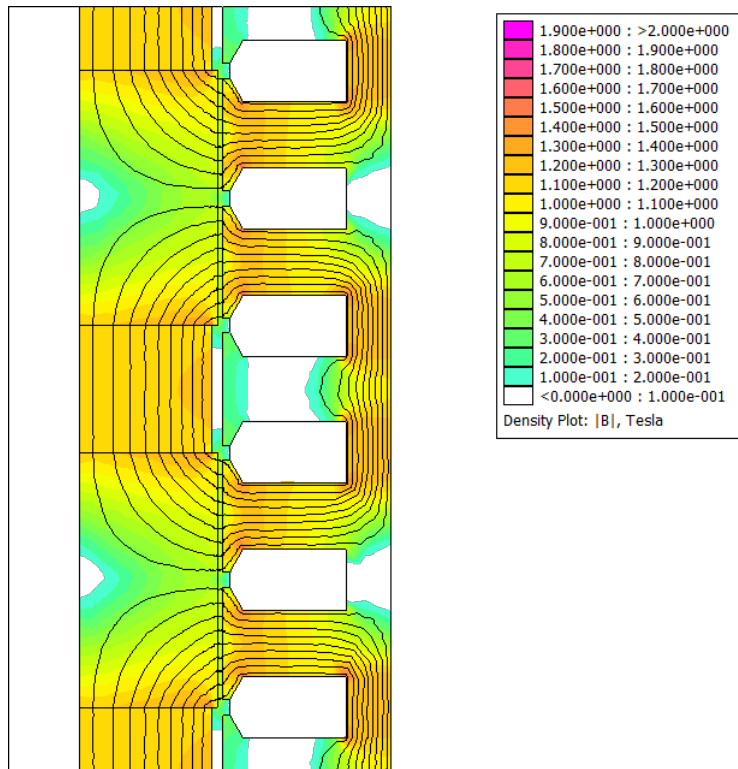


Figura 1.6: Andamento delle linee di flusso a vuoto

Per ricavare l'andamento dell'induzione attraverso il software FEMM 4.2, riportata in figura 1.7, sono stati salvati i valori della componente normale dell'induzione al traferro e sono stati graficati attraverso uno script matlab nella stessa figura in cui vi era l'andamento trovato dai calcoli analitici, in questo modo è possibile confrontare i risultati:

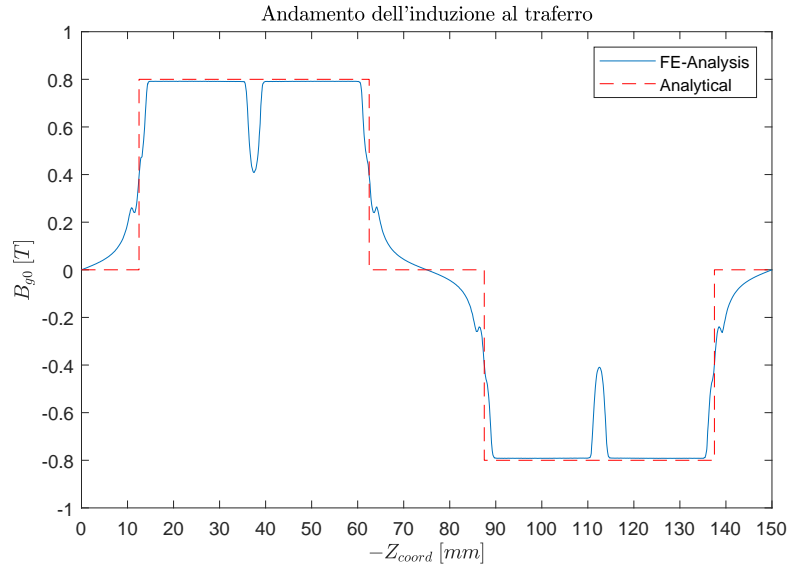


Figura 1.7: Confronto tra la B_{g0} calcolata analiticamente e con FEMM

La simulazione agli elementi finiti fornisce un andamento dell'induzione che, se non consideriamo le creste e i buchi dovuti alla grande variabilità di ampiezza del traferro del nostro motore, segue molto bene la forma d'onda "quasi quadra" con $\hat{B}_{g0} = 0.80 [T]$ che rappresenta la stima analitica.

Si ha quindi una prima ottima validazione dei calcoli analitici svolti al capitolo precedente per quanto riguarda l'induzione a vuoto al traferro, con la prova a carico potremmo vedere se anche le stime fatte per la forza al variare di $J [A/mm^2]$ sono state accurate.

Flussi concatenati a vuoto

Per il calcolo dei flussi che concatenano le tre fasi del motore a vuoto è stato implementato uno script *Matlab* che si basa sui seguenti passaggi:

1. Si impongono le correnti negli avvolgimenti pari a zero e si inizializzano i vettori nulli dei flussi concatenati con le tre fasi:

```
% Impongo le correnti negli avvolgimenti pari a zero:

for iq = 1:Q;           %Q=6, numero di cave parte mobile
    Islot = 0;
    mi_modifycircprop(['In', num2str(iq)], 1, Islot);
end

% Inizializzo flussi concatenati con le 3 fasi a zero
fluxA_vec = zeros(49,1);
fluxB_vec = zeros(49,1);
fluxC_vec = zeros(49,1);

Az(Q,1) = 0;
```

2. Si allinea l'asse della *fase-a* con l'*asse-d* (ovvero con l'asse polare):

```
% allineo fase-a con l'asse-d
align = 37.5; %abbasso di 37.5[mm]
mi_selectgroup(10);
mi_selectgroup(11);
mi_selectgroup(12);
mi_selectgroup(13);
mi_selectgroup(14);
mi_selectgroup(15);
mi_selectgroup(16);
mi_movetranslate(0,-align);
```

3. Si scrive un ciclo *for* che ad ogni iterazione sposti la parte mobile di un tratto sufficientemente piccolo da poter caratterizzare adeguatamente le forme d'onda dei flussi concatenati. Dato che un periodo elettrico $\theta_e = 360^\circ$ equivale a 150 [mm], (come si vede anche in figura 1.7) si è scelto di far muovere il *mover* di $\theta_e = 7.5^\circ$ corrispondenti a 3.125 [mm].

Ad ogni iterazione si calcolano i flussi concatenati con le 3 fasi e si aggiornano i vettori ad essi relativi (*fluxA_vec*, *fluxB_vec*, *fluxC_vec*); il numero di iterazioni è 48 in questo modo si copre esattamente un periodo elettrico, infatti:

$$48 \cdot 3.125 = 150 \text{ [mm]} \rightarrow \text{ovvero} \rightarrow \theta_e = 360^\circ$$

```
kk=0;
for i = 0:1:48;
    kk = kk + 1;
    opendocument([pathFEM, '\\', filename, '.FEM']);

    %sposto il pezzo di 7.5 gradi elettrici IN PIU' ogni iterazione
    mi_selectgroup(10);
    mi_selectgroup(11);
    mi_selectgroup(12);
    mi_selectgroup(13);
    mi_selectgroup(14);
    mi_selectgroup(15);
    mi_selectgroup(16);
    mi_movetranslate(0,-3.125*i);
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;

    for iq = 1:Q
        mo_groupselectblock(10 + iq);
        Az(iq) = mo_blockintegral(1)/Sslot;
        mo_clearblock();
    end

    fluxA = ka*real(Az);
    fluxB = kb*real(Az);
    fluxC = kc*real(Az);
```

4. Si graficano i risultati:

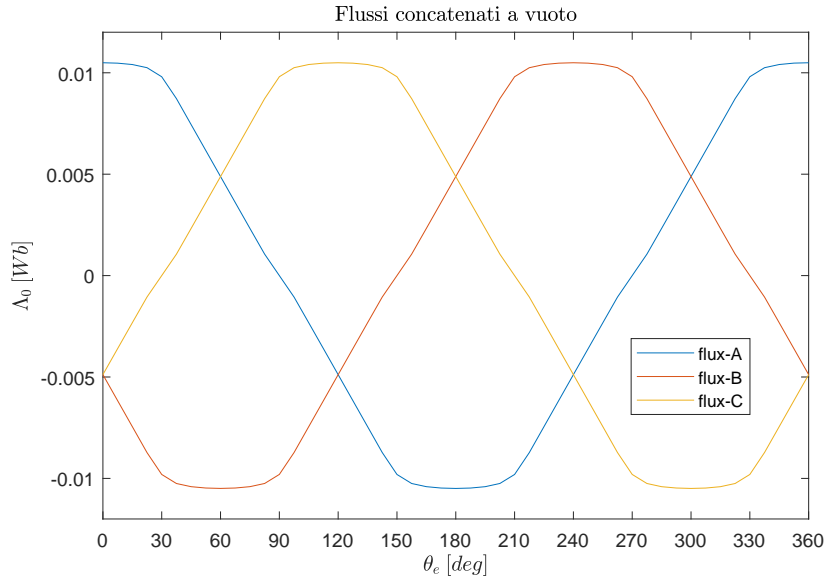


Figura 1.8: Flussi concatenati con le tre fasi a vuoto

Come si vede dal grafico i flussi hanno un andamento quasi sinusoidale. Con la disposizione degli avvolgimenti scelta (si veda la matrice di cava 1.4) la *fase-A* parte esattamente da zero la *fase-B* è sfasata di 120° in anticipo mentre la *fase-C* di 120° in ritardo, questi andamenti saranno fondamentali per sincronizzare opportunamente le correnti durante la prova a carico riportata in seguito.

Il valore massimo del flusso concatenato a vuoto è pari a:

$$\hat{\Lambda}_0 = 10.5 [mWb]$$

Forza di impuntamento

Il calcolo della forza di impuntamento (in inglese *cogging force*) a vuoto è eseguito attraverso uno script molto simile a quello utilizzato per ricavare i flussi concatenati; non dovendo imporre alcuna corrente negli avvolgimenti, le uniche differenze rispetto allo script precedente sono:

1. Inizializzazione del vettore nullo della forza che verrà poi compilato ad ogni iterazione.
2. Si scrive anche in questo caso un ciclo *for* che ad ogni iterazione sposti la parte mobile di un tratto abbastanza piccolo da poter caratterizzare al meglio l'andamento della *forza di impuntamento*. In questo caso è stato necessario un movimento veramente piccolissimo data la grande variazione della forza anche per piccoli spostamenti. Si è trovato un buon compromesso utilizzando uno spostamento di $\theta_e = 1^\circ$ (corrispondente a $0.417 [mm]$) per ogni iterazione, ne risulta che per avere un andamento sui $150 [mm]$ sono state eseguite 360 iterazioni.
3. Ad ogni iterazione si calcola la forza esercitata sul pezzo mobile utilizzando il *tensore degli sforzi di Maxwell* (come spigato in [3]) e si aggiorna il vettore F_vec .

4. Si grafica l'andamento della *Cogging Force*:

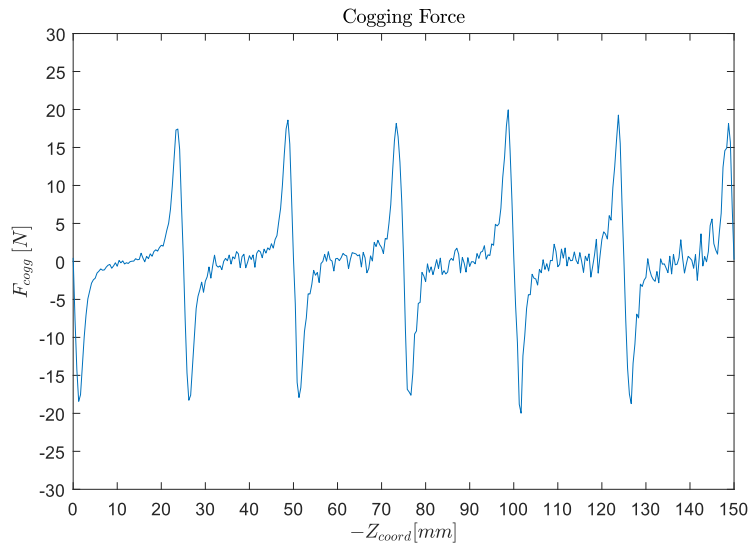


Figura 1.9: Forza di impuntamento al variare della posizione

La massima oscillazione che si ha sul periodo rispetto allo zero è riportata in tabella:

ΔF_{cogg}	
$F_{max} = 19,95 [N]$	valore max. impuntamento
$F_{min} = -19,98 [N]$	valore min. impuntamento

Dalla figura 1.9 si nota che la periodicità della forma d'onda della forza di impuntamento è pari al numero di cave presenti nella parte mobile.

Il passo di cava del nostro motore è pari a $p_s = 25 [mm]$ corrispondenti a $\theta_e = 60^\circ$, se andiamo quindi a fare il grafico su questo intervallo angolare, possiamo avere il dettaglio di un periodo della *forza di impuntamento*:

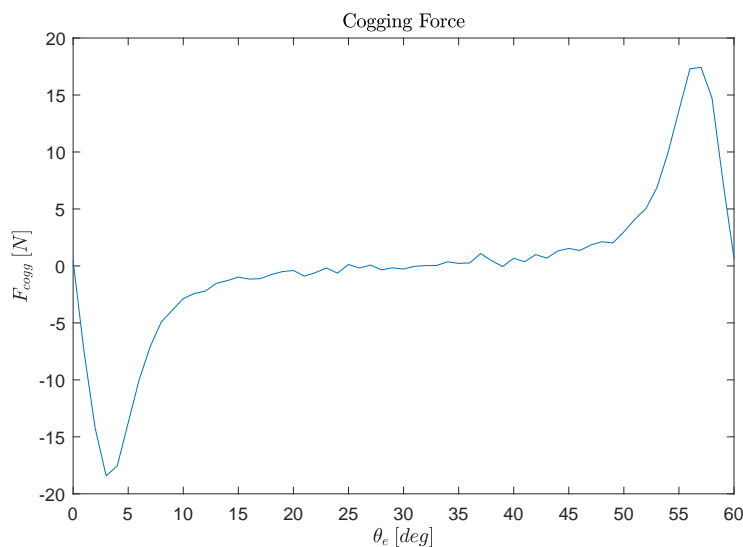


Figura 1.10: Dettaglio di un periodo della forza di impuntamento

1.4.2 Simulazione a carico

Si è quindi eseguita la prova a carico del motore per vedere se al variare della densità di corrente $J [A/mm^2]$ i risultati ottenuti analiticamente (riportati in 1.5.1) corrispondano a quelli della simulazione agli elementi finiti.

Le correnti da iniettare in ogni fase dovranno essere sincronizzate opportunamente con la tensione che viene indotta negli avvolgimenti, se per esempio consideriamo la *fase-a* risulta che:

$$e_a = \frac{d\lambda_a}{dt} \rightarrow \text{Tensione indotta nella fase-a}$$

Dall'andamento del flusso concatenato con la fase-a trovato nella prova a vuoto (vedi fig 1.8) si può ricavare l'andamento della f.e.m. indotta nell'avvolgimento.

Per farlo si deriva il flusso concatenato rispetto al tempo, ovvero se manteniamo la velocità della parte mobile costante, si deriva rispetto all'angolo θ_e (angolo elettrico dato che il motore lineare non ruota) e si moltiplica per la velocità angolare ω (anche questa fittizia):¹

$$e_a = \frac{d\lambda_a}{dt} = \omega \frac{d\lambda_a}{d\theta_e} = -\omega \hat{\Lambda}_a \sin \theta_e$$

La corrente della fase-a dovrà quindi avere un andamento che rispecchia quello della tensione indotta " e_a ", qui sotto è riportato l'andamento del flusso concatenato a vuoto con la fase-a (si riporta l'andamento della fondamentale per avere una forma idealizzata), se ad esso sovrapponiamo la corrente relativa per esempio a $J = 5 [A/mm^2]$ è possibile notare anche graficamente quanto appena descritto:

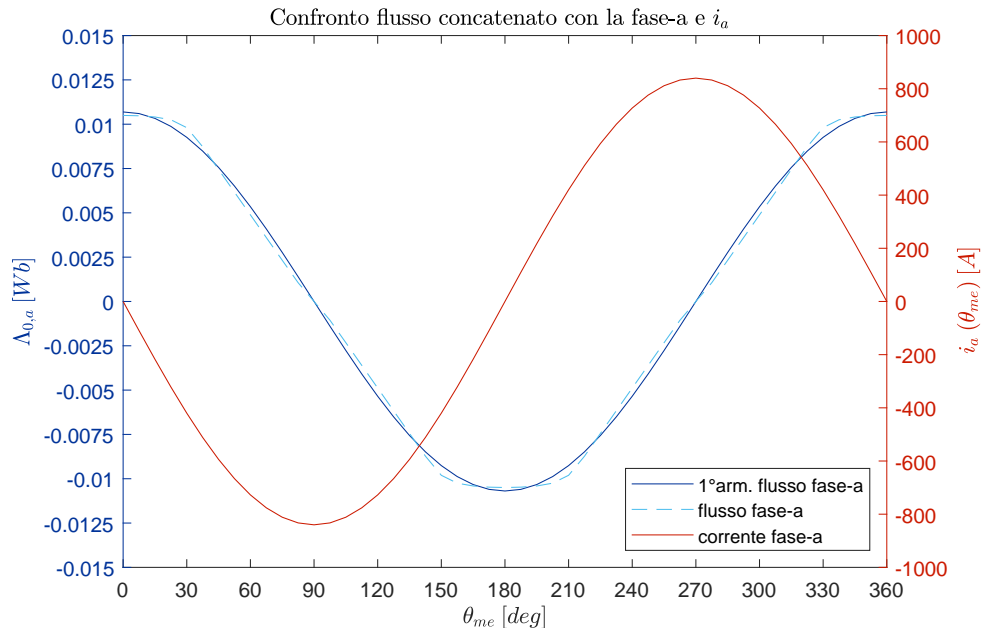


Figura 1.11: Sovrapposizione andamento flusso fase-a e corrente relativa alla stessa fase

¹Dato che sul periodo pari a $\theta_e = [0 : 360^\circ]$ il flusso concatenato con la fase-a ha un andamento che può essere assunto pari a quello di una forma d'onda del tipo " $\hat{\Lambda}_a \cos(\theta_e)$ ", derivandolo rispetto a θ_e otterremo che la tensione indotta nella stessa fase avrà una forma d'onda di tipo " $-\hat{\Lambda}_a \sin(\theta_e)$ ", moltiplicato per ω dato che si passa da dt a $d\theta_e$.

Ricerca dell' MFPA

La logica per imporre le correnti nelle tre fasi è la stessa che si utilizza nei motori rotativi. Chiamato θ_{me} l'angolo che individua la posizione del *mover* rispetto a quella dell'*asse-d*, si parte allineando tale asse con l'asse magnetico della *fase-a* (con lo stesso procedimento visto nel calcolo dei flussi concatenati a vuoto); da questa posizione, a cui si fa corrispondere $\theta_{me} = 0$, si procede come segue:

- Mantendendo fisso il *mover* si alimentano gli avvolgimenti con la seguente terna simmetrica e bilanciata di correnti sinusoidali:

$$\begin{cases} i_a = \hat{I}_{slot} \cdot \cos(\theta_{me} + \alpha_i^e) \\ i_b = \hat{I}_{slot} \cdot \cos(\theta_{me} - 2/3\pi + \alpha_i^e) \\ i_c = \hat{I}_{slot} \cdot \cos(\theta_{me} - 4/3\pi + \alpha_i^e) \end{cases} \quad (1.12)$$

- Tramite la trasformazione della terna in vettore spaziale, si individua il vettore spaziale della corrente \vec{I}_s con posizione angolare α_i^e rispetto al sistema di riferimento *d-q*.
- Per trovare al variare della corrente di carico quale sia l'angolo α_i^e che massimizza il valore della forza esercitata sulla parte mobile del motore, condizione di MFPA (Maximum Force Per Ampere)², si fa variare l'angolo α_i^e da 0° a 360° mantenendo sempre $\theta_{me} = 0$, e si vede per quale sfasamento delle componenti I_d e I_q del vettore spaziale \vec{I}_s della corrente di carico la forza è massima.
- Si riporta in figura 1.12 il grafico degli andamenti della forza, calcolata sempre utilizzando il *tensore degli sforzi di Maxwell*, al variare dell'angolo di corrente α_i^e per le 6 diverse densità di corrente prese in esame nella stima analitica:

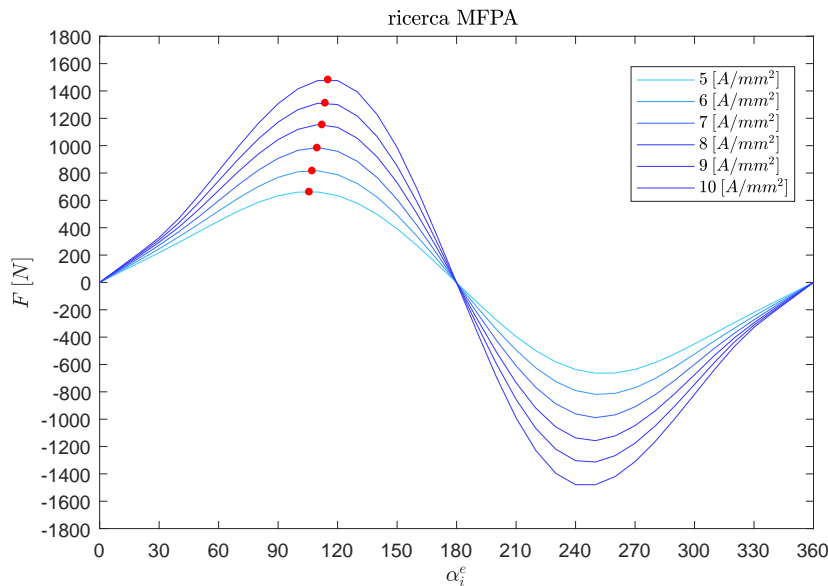


Figura 1.12: Andamento della forza al variare di α_i^e

²Equivalentente all'MTPA delle macchine rotative, non avendo però coppia in questa tipologia di motori il parametro da massimizzare è la forza.

Per avere una approssimazione accurata del valore dell'angolo α_i^e che rende massima la forza corrispondente all'istante iniziale ($\theta_{me} = 0$) per ciascuna densità di corrente analizzata (ovvero il valore dei sei puntini rossi evidenziati in figura 1.12), si è creato uno script che andasse a rivalutare nell'intorno del massimo di ciascuna curva (in particolare tra 90° e 120°) il valore della forza ogni 0.5° , i risultati sono riportati in tabella:

RISULTATI RICERCA MFPA

J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	F_{max} [N]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	I_d [A]	I_q [A]
5	840	664	<u>105.5°</u>	-224	809
6	1000	818	<u>107°</u>	-292	956
7	1170	986	<u>109.5°</u>	-391	1103
8	1340	1155	<u>112°</u>	-502	1242
9	1500	1314	<u>113.5°</u>	-598	1376
10	1670	1484	<u>115°</u>	-706	1514

Si osserva quindi che per massimizzare la forza per ogni densità di corrente considerata, l'angolo di corrente ottimale è maggiore dei 90° che erano stati ipotizzati nella descrizione analitica semplificata con cui si è ottenuta la fig. 1.11. L'andamento reale della corrente iniettata nelle fasi sarà quindi leggermente differente a quello ricavato precedentemente dato che avremo anche una componente di corrente $I_d \neq 0$.

Flussi concatenati a carico

Per ricavare l'andamento dei flussi concatenati con le tre fasi a carico, si deve modificare lo script *Matlab* utilizzato nella simulazione a vuoto inserendo le correnti negli avvolgimenti delle fasi con la logica spiegata nel paragrafo precedente:

```
%Ciclo for per il calcolo dei flussi concatenati (Islot=1000[A])
for i = 0:1:48;
    thetame = i*(-pi/24);
    kk = kk + 1;
    opendocument([pathFEM, '\\', filename, '.FEM']);

    %impongo le correnti negli slot
    alphaie=(pi*(107/180)); %107 deg trasformati in radianti

    Id=Is*cos(alphaie);
    Iq=Is*sin(alphaie);

    [ia,ib,ic] = fun_dq2abc(Id,Iq,thetame);

    for iq = 1:Q;
        Islot = ncs*(ia*ka(iq) + ib*kb(iq) + ic*kc(iq));
        mi_modifycircprop(['In', num2str(iq)], 1, Islot);
    end
end
```

Le iterazioni vengono impostate come nella prova a vuoto (sono 48 e corrispondono ad uno spostamento di $\theta_e = 7.5^\circ$, corrispondenti a $3.125[mm]$). Dato che la prova a carico si è svolta al variare della densità di corrente $J[A/mm^2]$, si è deciso di riportare in questa analisi preliminare il grafico relativo alla prova con $\hat{I}_{slot} = 1000[A]$. Logicamente l'andamento della forza verrà poi calcolato per ogni caso considerato durante la trattazione analitica, in modo da poter avere un confronto esaustivo dei risultati.

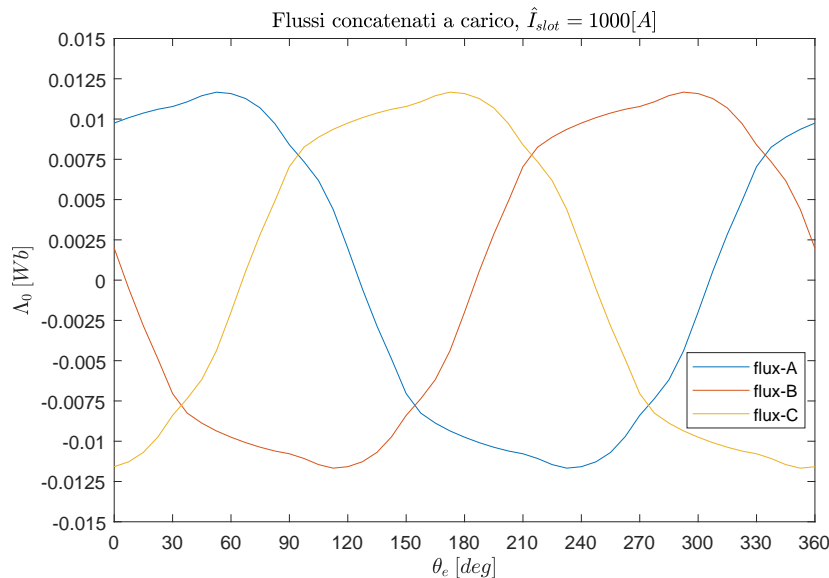


Figura 1.13: Andamento dei flussi concatenati a carico

Si nota come rispetto all'andamento ottenuto a vuoto, i flussi risultino fortemente distorti. Il valore massimo del flusso concatenato a carico è pari a:

$$\hat{\Lambda}_{a,b,c} \approx 11,7 [mWb]$$

Andamento della forza a carico

Per il calcolo della forza a carico si impongono le correnti negli avvolgimenti seguendo le indicazioni riassunte nella tabella 1.4.2, e si valuta per ogni posizione il valore della forza esercitata sul *mover* attraverso il *tensore degli sforzi di Maxwell*. Per avere una buona caratterizzazione della curva ad ogni iterazione corrisponde uno spostamento di $\theta_e = 7.5^\circ$ (pari a $3.125 [mm]$). Sono qui sotto riportati i grafici relativi alle 6 prove a carico fatte per le densità di corrente considerate nella stima analitica (vedi tabella 1.5.1); in ogni grafico è stato sovrapposto il corrispondente valore calcolato analiticamente³ :

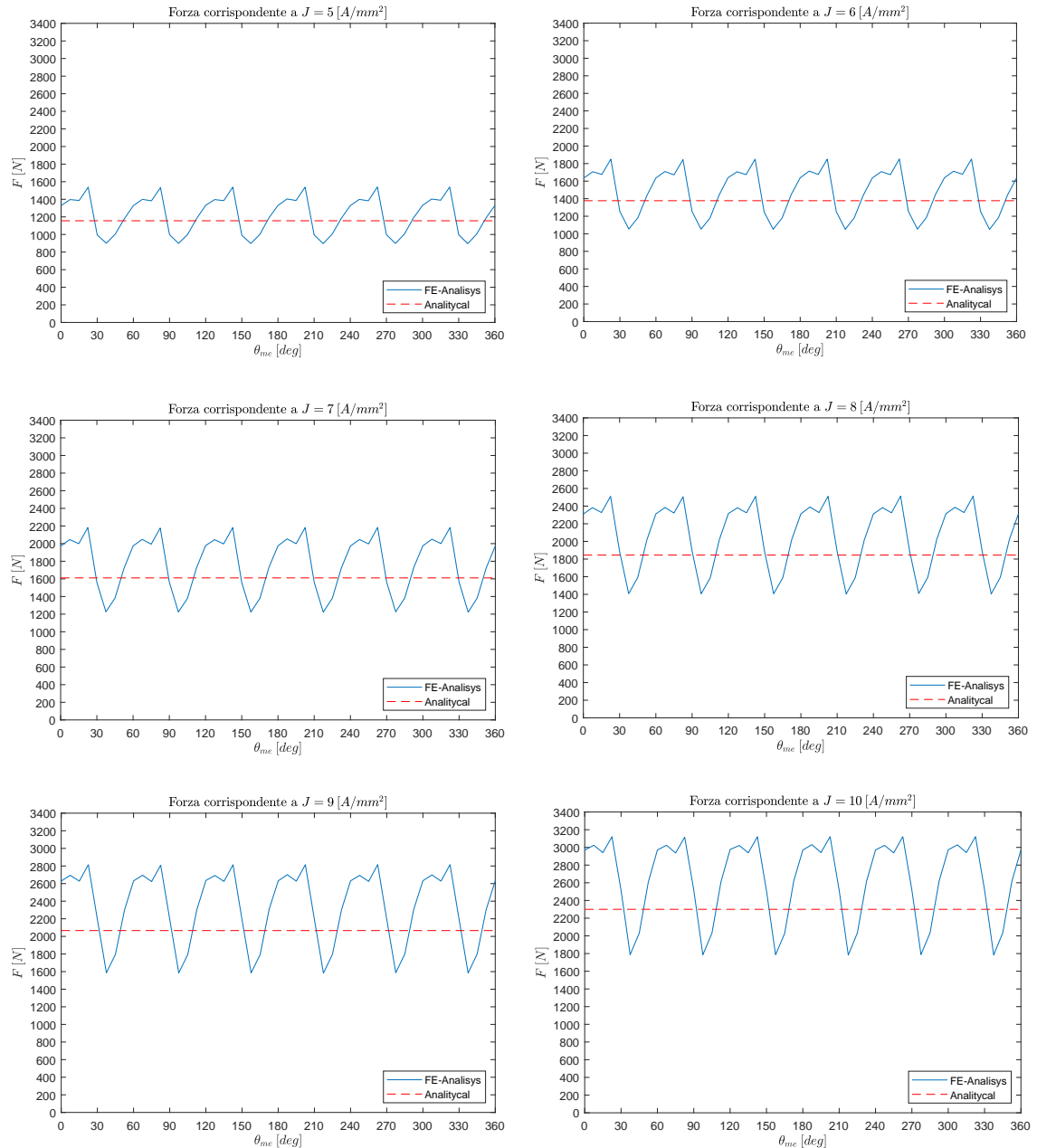


Figura 1.14: Comparazione delle forze a carico al variare di $J [A/mm^2]$

³Dato che nella simulazione la forza è calcolata su una sola coppia polare mentre il motore presenta $2p=4$, i valori riportati nei grafici sono ottenuti moltiplicando per 2 il vettore della forza risultante da ciascuna simulazione.

Si riportano in tabella i risultati della prova a carico, sono stati trascritti nella seconda colonna anche i valori ricavati analiticamente nel paragrafo precedente per ogni densità di corrente, in questo modo è possibile confrontarli con quelli ottenuti con le simulazioni agli elementi finiti:

RISULTATI PROVA A CARICO

J [A/mm ²]	$F_{analytic}$ [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]
5	1156	1540	896	1219	52,8 %
6	1377	1853	1050	1479	54,3 %
7	1611	2184	1222	1766	54,5 %
8	1845	2513	1404	2060	53,8 %
9	2066	2816	1583	2337	52,7 %
10	2300	3121	1783	2633	50,8 %

Dai risultati si evince che i valori trovati attraverso il modello analitico semplificato approssimano molto bene il valor medio della forza esercitata sul nostro motore, un aspetto negativo che invece risulta dalle simulazioni è l'elevata oscillazione della forza che si ha con questa geometria iniziale del motore. Si è quindi deciso di modificare la geometria cercando di mantenere o, se possibile, aumentare il valore della forza a carico e minimizzarne il *ripple*.

1.5 Design ottimizzato

Si presentano in questo paragrafo due diverse geometrie studiate per migliorare le prestazioni ottenute con il design iniziale appena considerato (rispettando i vincoli geometrici di progetto). La prima è stata studiata per cercare di aumentare di quanto più possibile la forza, la seconda invece punta a ridurre l'oscillazione della forza senza che il valor medio della stessa risulti attenuato eccessivamente.

TLIPM ottimizzato (senza *pole-shifting*)

Si riporta una rappresentazione del primo design ottimizzato. Rispetto alla soluzione iniziale sono stati utilizzati magneti più ampi e si è modificata la geometria delle cave nella parte mobile, in tabella 1.5 sono riportati i *data-sheet* aggiornati:

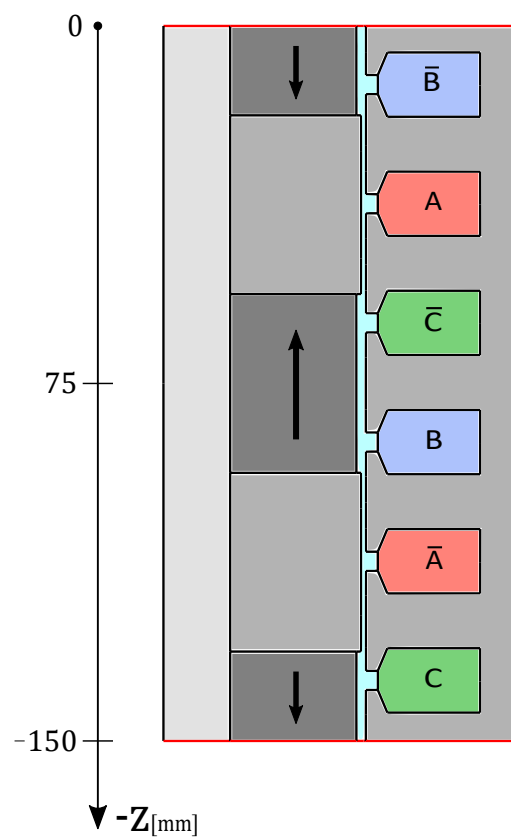


Figura 1.15: Rappresentazione del motore TLIPM ottimizzato (fatta con *Inkscape*)

DESIGN OTTIMIZZATO TLIPM

$D_e = 150 [mm]$	<i>diametro esterno</i>
$D = 85 [mm]$	<i>diametro ad inizio cava</i>
$D_i = 83 [mm]$	<i>diametro al traferro</i>
$D_m = 81 [mm]$	<i>diametro al magnete</i>
$D_0 = 28 [mm]$	<i>diametro all'albero</i>
$h_t = 21.5 [mm]$	<i>altezza della cava</i>
$\tau = 75 [mm]$	<i>passo polare</i>
$\tau_f = 37.5 [mm]$	<i>lunghezza del polo</i>
$w_t = 11.5 [mm]$	<i>ampiezza del dente</i>
$t_m = 37.5 [mm]$	<i>altezza del magnete</i>
$\mu_{rec} = 1.048$	<i>permeabilità relativa del PM</i>
$B_{rem} = 1.25 [T]$	<i>induzione residua del PM</i>
$k_w = 1$	<i>coefficiente d'avvolgimento</i>
$g_{ac} = 1 [mm]$	<i>ampiezza minima traferro</i>

1.5.1 Risultati Analitici

Le prove svolte con questa configurazione sono le stesse viste per il primo motore analizzato, si riportano i risultati trovati con i calcoli analitici preliminari.

- Dall' equazione 1.5 otteniamo :

$$B_{g0} = 1,128[T]$$

- Si riporta la tabella riassuntiva del calcolo della forza per diversi valori della densità di corrente $J[A/mm^2]$, come fatto per il primo motore:

FORZA AL VARIARE DI J

J [A/mm ²]	\hat{I}_{slot} [A]	\hat{K}_{sp} [A/m]	F [N]
5	895	35800	1524
6	1070	42800	1821
7	1250	50000	2128
8	1430	57200	2435
9	1610	64400	2741
10	1785	71400	3039

1.5.2 Simulazione a vuoto

Per la simulazione a vuoto eseguita su FEMM anche in questo caso si è seguito lo stesso *modus operandi* del primo motore.

Induzione a vuoto

Per prima cosa si è verificato che il valore di induzione trovato analiticamente corrisponda a quello della simulazione:

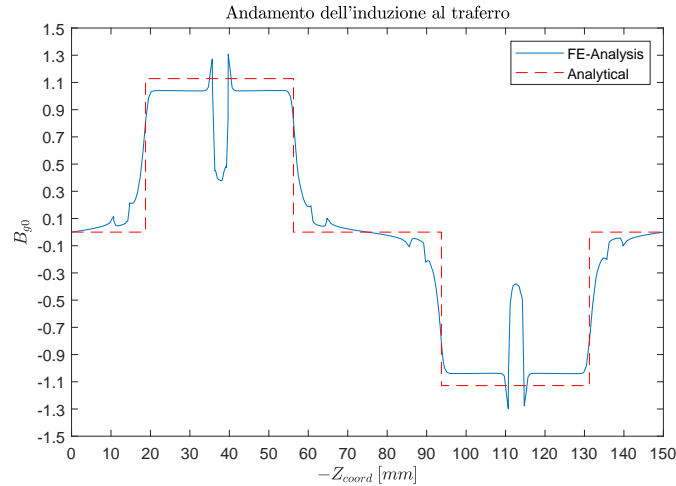


Figura 1.16: Confronto tra la B_{g0} calcolata analiticamente e con FEMM

Per questa configurazione si nota una leggera sovrastima del valore di picco dell'induzione a vuoto ottenuta con il modello analitico.

Flussi concatenati a vuoto

Sfruttando lo script *Matlab* riportato per il primo motore si ricava il grafico dell'andamento dei flussi concatenati a vuoto:

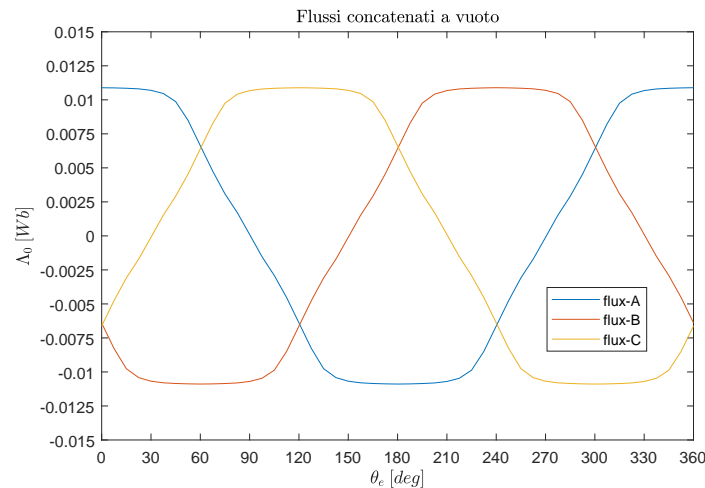


Figura 1.17: Flussi concatenati con le tre fasi a vuoto

Il valore massimo del flusso concatenato a vuoto è pari a:

$$\hat{\Lambda}_0 = 10.89 [mWb]$$

Forza di impuntamento

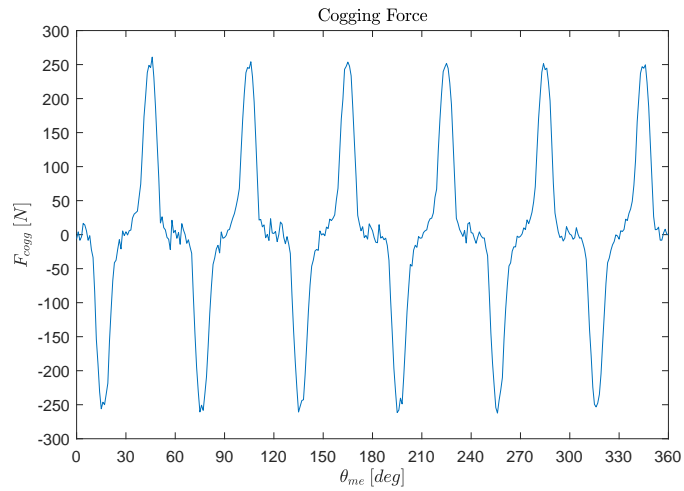


Figura 1.18: Forza di impuntamento sui 360 gradi elettrici

La massima oscillazione che si ha sul periodo rispetto allo zero è riportata in tabella:

ΔF_{cogg}	
$F_{max} = 260,99 [N]$	valore max. impuntamento
$F_{min} = -262,34 [N]$	valore min. impuntamento

Anche per questa configurazione la periodicità della *cogging force* è pari ad un passo di cava ($p_s = 25 \text{ mm}$) ovvero $\theta_{me} = 60^\circ$:

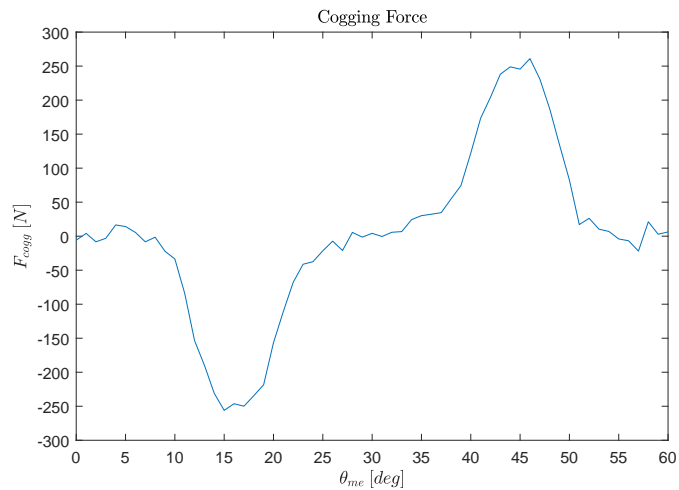


Figura 1.19: Dettaglio di un periodo della forza di impuntamento

1.5.3 Simulazione a carico

Si è quindi svolta la prova a carico per verificare se la nuova configurazione del motore consenta di incrementare la forza sviluppata a parità di densità di corrente. Le correnti iniettate in ogni fase sono state sincronizzate con la f.e.m. indotta negli avvolgimenti corrispondenti, il procedimento è analogo a quello visto nel paragrafo precedente, i risultati sono i seguenti:

- Grafico degli andamenti della forza, al variare dell'angolo di corrente α_i^e per le 6 densità di corrente prese in esame (il valore della forza è calcolato sempre attraverso il *tensore degli sforzi di Maxwell*):

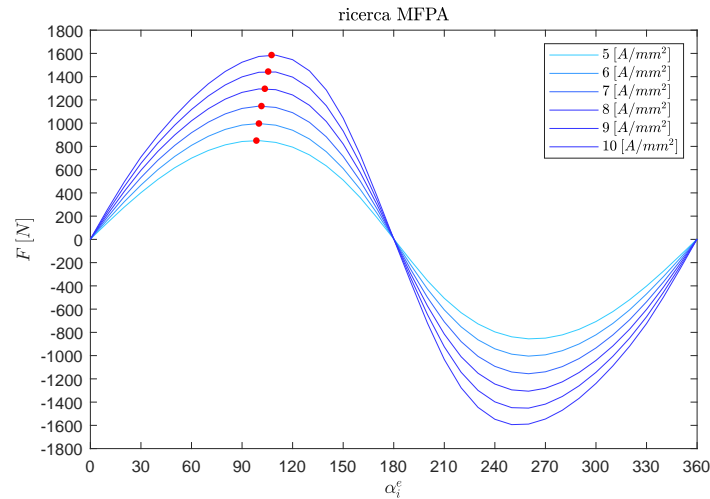


Figura 1.20: Andamento della forza al variare di α_i^e

- L'angolo ottimale $\alpha_{i_{opt}}^e$ e i valori esatti di corrente I_d e I_q utilizzati per ogni simulazione, sono riportati nella tabella sottostante :

RISULTATI RICERCA MFPA

J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	F_{max} [N]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	I_d [A]	I_q [A]
5	895	850	<u>98.5°</u>	-132	885
6	1070	997	<u>100°</u>	-186	1054
7	1250	1147	<u>101.5°</u>	-249	1225
8	1430	1296	<u>103.5°</u>	-334	1390
9	1610	1444	<u>105.5°</u>	-430	1551
10	1785	1586	<u>107.5°</u>	-537	1702

Flussi concatenati a carico

Anche per questa geometria si riportano gli andamenti dei flussi concatenati con le tre fasi quando la densità di corrente negli slot della parte mobile è pari a $J = 6[A/mm^2]$, ovvero per una $\hat{I}_{slot} = 1070[A]$:

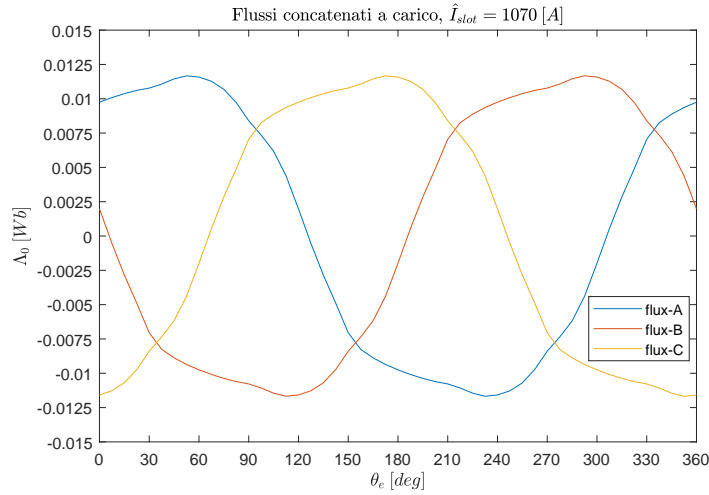


Figura 1.21: Andamento dei flussi concatenati a carico

Si nota come rispetto all'andamento ottenuto a vuoto, i flussi risultino anche qui fortemente distorti. Il valore massimo del flusso concatenato a carico è pari a:

$$\hat{\Lambda}_{a,b,c} \approx 11,67 [mWb]$$

Forza a carico

Nella tabella sottostante sono riassunti i risultati della prova a carico, si riportano i valori della forza ricavata analiticamente nella seconda colonna per confrontarli con il valor medio ottenuto dalle simulazioni agli elementi finiti:

RISULTATI PROVA A CARICO

J [A/mm ²]	$F_{analytic}$ [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]
5	1524	2064	874	1381	86,2 %
6	1821	2450	1061	1656	83,9 %
7	2128	2815	1259	1941	80,2 %
8	2435	3149	1466	2227	75,6%
9	2741	3461	1681	2515	70,8 %
10	3039	3750	1898	2795	66,3 %

Dai risultati della prova a carico si nota come il design scelto vada ad incrementare considerevolmente il valor medio della forza esercitata sulla parte mobile del motore lineare, al prezzo però di un aumento dell'oscillazione della forza che diventa inaccettabile. Si è quindi deciso di modificare il design appena considerato per cercare di ridurre il più possibile il *ripple* della forza.

1.6 Tecnica del *pole-shifting*

La forza di impuntamento che si sviluppa con questa tipologia di motori tubolari lineari è dovuta essenzialmente all'interazione tra i magneti permanenti e le cave nella parte mobile, tale fenomeno è detto "*slotting effect*" ed è presente in tutte le configurazioni geometriche che presentano cave (motori di tipo *slotted*). Per ridurre questo effetto indesiderato è possibile adottare diverse tecniche, riportate nell'articolo [4].

Nei motori di tipo rotativo una soluzione molto utilizzata è lo *skewing*, ma nei motori tubolari lineari renderebbe necessaria una difficile modellazione dei magneti permanenti che assumerebbero forme molto complesse. Una soluzione molto vantaggiosa per i motori tubolari è invece quella del *pole-shifting*, tecnica utilizzata anche nelle macchine rotanti e che consiste in uno spostamento adeguatamente calcolato della posizione dei magneti che consente di minimizzare la forza di impuntamento che si sviluppa col movimento del motore. Contrariamente alla tecnica dello *skewing*, non si modifica la forma dei magneti che rimangono dei semplici anelli.

Solitamente il *pole-shifting* è applicato in motori di tipo SPM, ma il principio può essere esteso anche alle configurazioni con magneti permanenti interni, come il motore considerato in questa trattazione.

TLPIIM ottimizzato (con *pole-shifting*)

Applicando alla geometria ottimizzata studiata nel paragrafo precedente la tecnica del *pole-shifting* vogliamo vedere se si riesce ad ottenere una buona riduzione del ripple della forza, senza che il valore medio della stessa si abbassi eccessivamente.

Per calcolare l'entità dello spostamento Δz_j di ognuno dei 4 magneti presenti nel motore è stato utilizzato il procedimento esposto nell'articolo [4], dove si ricava che:

$$\Delta z_j = j \frac{\tau_s}{2p}$$

Dove τ_s è il passo di cava ed è pari a 25 [mm], si ottiene quindi per il magnete *j-esimo* del nostro motore uno spostamento di:

PM	numerazione PM	spostamento PM
PM1	$j = 0$	$\Delta z_0 = 0 \text{ mm}$
PM2	$j = 2$	$\Delta z_2 = 12,5 \text{ mm}$
PM3	$j = 3$	$\Delta z_3 = 18,75 \text{ mm}$
PM4	$j = 1$	$\Delta z_1 = 6,25 \text{ mm}$

Nella figura sottostante è riportato il dettaglio della parte fissa del motore con la numerazione dei PM utilizzata per il calcolo di Δz_j . Anche qui si raffigurano in rosso i segmenti ai quali è stata applicata la periodicità per l'analisi agli elementi finiti, in quanto non si sono considerati per semplicità gli *effetti di bordo*; per maggior chiarezza la sezione è raffigurata in orizzontale:

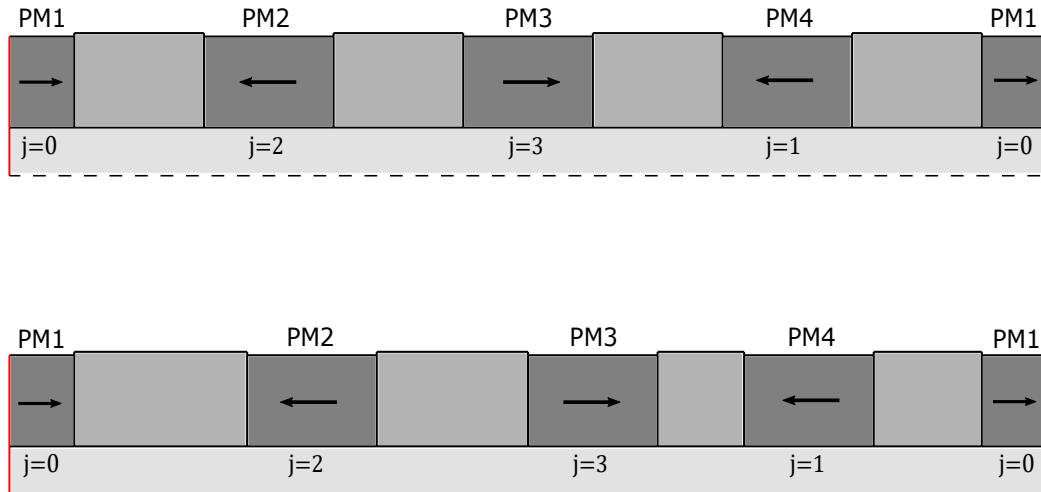


Figura 1.22: Confronto del posizionamento dei magneti prima e dopo il *pole-shifting*

1.6.1 Risultati delle simulazioni

Si riportano in questo paragrafo i risultati delle simulazioni svolte sulla configurazione finale trovata per il motore a magneti permanenti interni, il confronto tra la geometria di partenza e quella dove è stato applicato il *pole-shifting* è riportato nella figura sottostante.

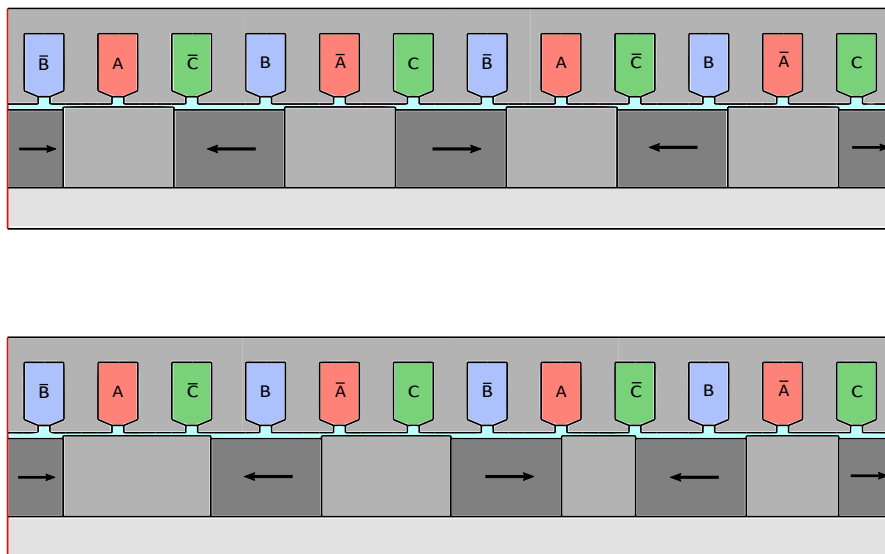


Figura 1.23: Confronto della sezione totale prima e dopo il *pole-shifting*

Flussi concatenati a vuoto

Per ricavare l'andamento dei flussi concatenati con le tre fasi a vuoto si è seguito lo stesso procedimento visto nei paragrafi precedenti, l'unica modifica che è stata fatta è quella di aver riallineato l'asse relativo alla fase a con l'asse-d che risulta spostato dal momento che si è modificata la posizione dei magneti.

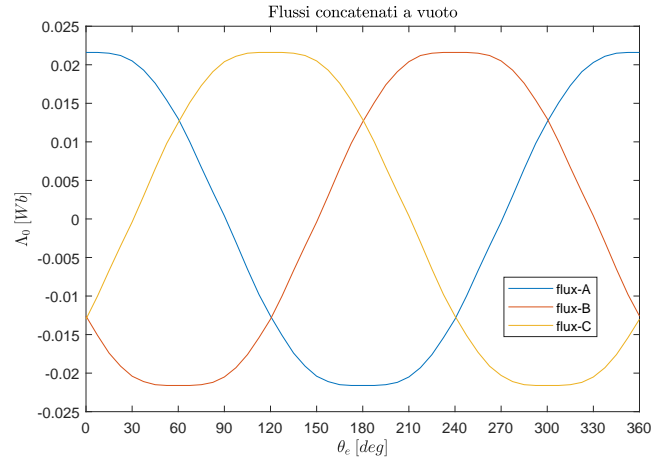


Figura 1.24: Flussi concatenati con le tre fasi a vuoto

Il valore massimo del flusso concatenato a vuoto è pari a:

$$\hat{\Lambda}_0 = 21,6 [mWb]$$

Come si nota dalla figura 1.23, in questa simulazione si sono considerati tutti e 4 i poli del motore tubolare e non solamente 2 come nei casi precedenti, ne risulta quindi un valore massimo del flusso che è circa doppio rispetto al caso precedente.

Induzione al traferro

Se andiamo a graficare l'andamento del valore dell'induzione al traferro, si nota una elevata distorsione armonica rispetto all'andamento che si ha senza il *pole-shifting*, tale disturbo vedremo che sarà comunque accettabile data l'elevata riduzione dell'oscillazione della forza a carico.

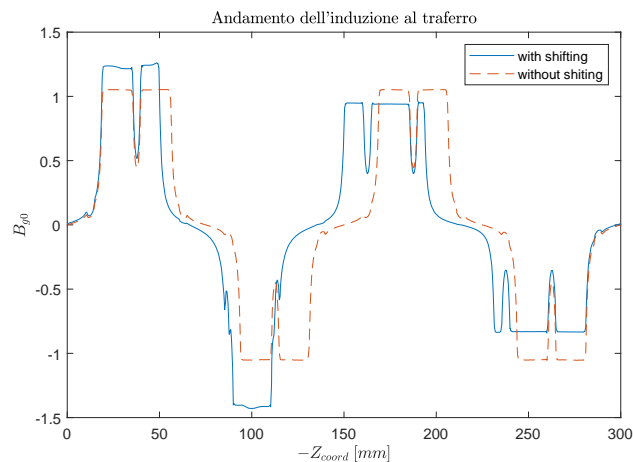


Figura 1.25: Confronto dell'induzione a vuoto con e senza pole-shifting

Forza di impuntamento

Si riporta il confronto tra la forza di impuntamento trovata nel motore iniziale e in quello ottimizzato con latecnica del *pole shifting*:

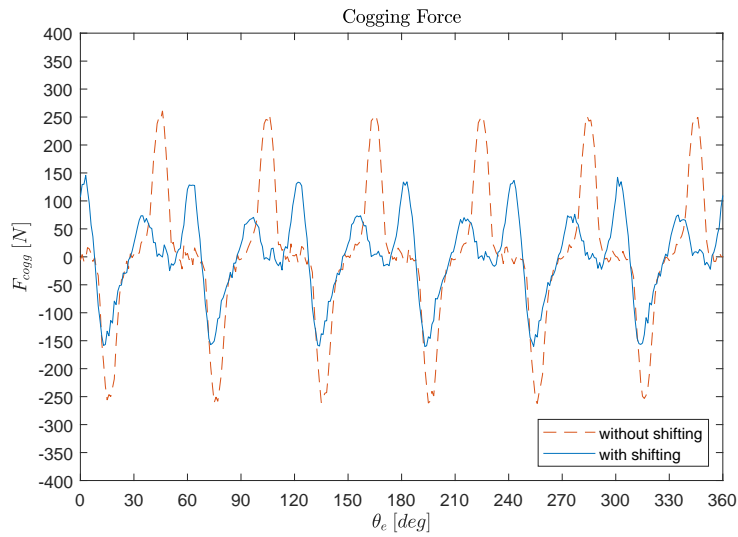


Figura 1.26: Andamento della forza di impuntamento

Si riporta in tabella i valori massimi e minimi della forza di impuntamento:

	senza <i>pole shifting</i>	con <i>pole shifting</i>
F_{max} [N]	261	145,7
F_{min} [N]	-262,3	-160,3

La riduzione dell'oscillazione della forza di impuntamento rispetto alla configurazione di partenza è pari a:

$$\Delta F_{ripple} = -58,5\%$$

Forza a carico

Anche per questa ultima configurazione del motore tubolare a magneti interni è stata eseguita la prova a carico, per la nuova geometria è stato ricalcolato l'angolo ottimale di corrente $\alpha_{i_{opt}}$ e i valori di corrente I_d e I_q corrispondenti per ogni densità di corrente considerata. I risultati sono riassunti nella seguente tabella:

RISULTATI RICERCA MFPA

J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	F_{max} [N]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	I_d [A]	I_q [A]
5	895	1421	<u>101.5°</u>	-178	877
6	1070	1668	<u>103.5°</u>	-250	1040
7	1250	1920	<u>105.5°</u>	-334	1205
8	1430	2171	<u>108°</u>	-442	1360
9	1610	2422	<u>110°</u>	-551	1513
10	1785	2666	<u>111.5°</u>	-654	1661

Una volta calcolati i valori di corrente da inserire negli avvolgimenti per ciascuna simulazione, si è proceduto al calcolo dell'andamento della forza su un periodo elettrico (per $\theta_e = [0 \div 360^\circ]$, corrisponde un $\Delta_z = 150 \text{ mm}$), i risultati sono riassunti in seguito:

RISULTATI PROVA A CARICO

J [A/mm ²]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]
5	1439	1216	1337	<u>13,3 %</u>
6	1687	1490	1604	<u>12,3 %</u>
7	1964	1778	1879	<u>10 %</u>
8	2250	2043	2152	<u>9,6 %</u>
9	2529	2310	2424	<u>9 %</u>
10	2795	2573	2689	<u>8,3 %</u>

Si riporta anche il grafico dell'andamento della forza a carico per ogni densità di corrente considerata confrontando il motore tubolare ottimizzato in precedenza con quello modificato mediante il *pole-shifting*:

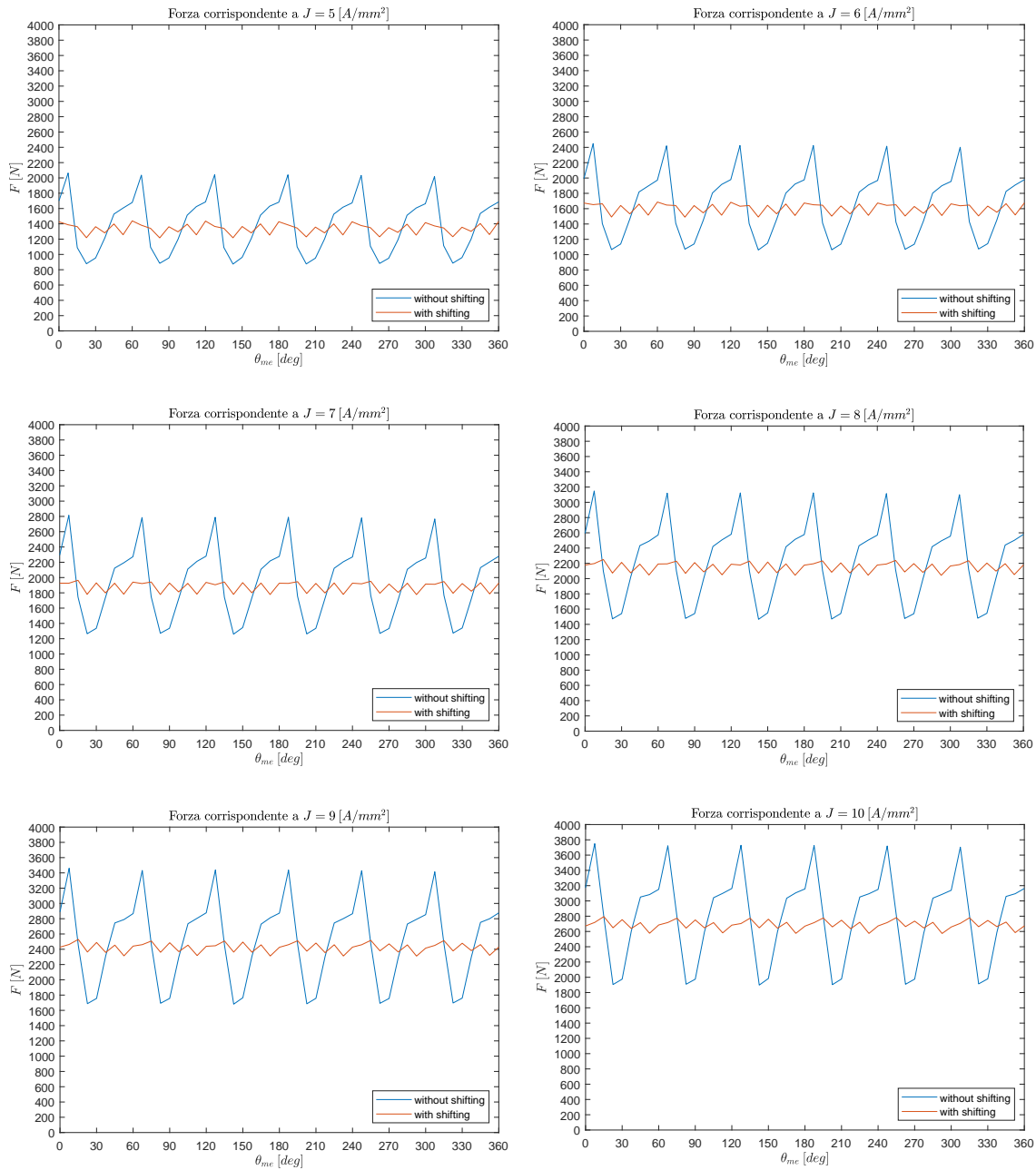


Figura 1.27: Comparazione del ripple delle forze a carico al variare di $J [A/mm^2]$

Come auspicabile, sia dai risultati riportati nella tabella di pagina precedente, sia guardando il confronto degli andamenti della forza si nota una buonissima riduzione dell'oscillazione della forza.

1.6.2 Conclusioni

Per concludere questa prima analisi si riportano in tabella i risultati ottenuti grazie all'applicazione della tecnica del *pole-shifting*:

PROVA A VUOTO

Cogging force -58,5 %

PROVA A CARICO

J [A/mm ²]	forza media [%]	<i>ripple</i> della forza [%]
5	-3,2 %	-84,6 %
6	-3,1 %	-85,3 %
7	-3,2 %	-87,5 %
8	-3,4 %	-87,3 %
9	-4 %	-87,3 %
10	-3,8 %	-87,5 %

Come si nota dai risultati sopra riportati la tecnica del *pole-shifting* ha permesso di ottenere un'ottima riduzione dell'oscillazione della forza sia a vuoto che a carico, che era l'obiettivo principale dell'ottimizzazione del motore. Si ha come svantaggio una lieve diminuzione del valor medio della forza, ma questa è assolutamente tollerabile mentre non lo era l'elevatissimo ripple che si aveva prima di adottare lo spostamento dei magneti.

Questa configurazione risulta essere molto interessante e promettente, se però l'applicazione dove andrebbe impiegato il motore tubolare richiedesse una elevata lunghezza della parte interna fissa, in questo caso i costi sarebbero elevati data la presenza di magneti interni distribuiti lungo tutta la superficie.

Si considerano quindi ora delle tipologie di motori tubolari innovativi dove i magneti sono posizionati sul *mover* e andremo a confrontare i risultati.

Capitolo 2

Motore tubolare lineare di tipo flux-switching

2.1 Introduzione

Solitamente nei motori lineari che presentano magneti permanenti, questi vengono alloggiati su un'asta di supporto (come nella configurazione IPM analizzata nel capitolo precedente); tale configurazione ha però lo svantaggio di compromettere la robustezza meccanica della struttura e quindi è sconsigliabile utilizzare il motore in applicazioni che sollecitino eccessivamente la macchina.

Un ulteriore problema è la dissipazione del calore generato nei magneti a causa delle correnti parassite, per evitare che operando in ambienti a temperature elevate si vada a smagnetizzare irreversibilmente i magneti, si limita quindi la massima forza generabile dal motore andando di fatto a diminuirne l'efficienza.

Una possibile soluzione ai problemi sopra elencati si è trovata studiando una nuova configurazione di motore trifase tubolare a magneti permanenti [5] che viene analizzato in questo capitolo. Il funzionamento si basa sul principio del *flux-switching*, applicato anche nelle macchine elettriche di tipo rotativo:

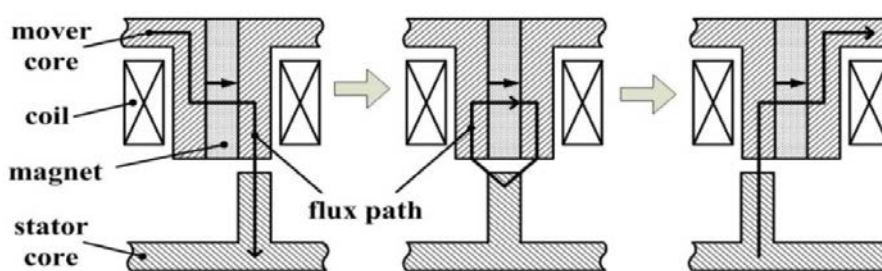


Figura 2.1: Principio del *flux-switching*

In figura sono rappresentati tre diversi istanti ipotizzando uno spostamento del mover da sinistra verso destra; si può notare come le linee di flusso presentino una direzione costante in corrispondenza del magnete (logicamente dovuta alla direzione di magnetizzazione del PM stesso) ma tuttavia, a seconda dell'allineamento del mover con le salienze dell'asta interna il percorso del flusso cambia: inizialmente entrante nel dente di statore è successivamente complessivamente nullo ed infine nell'ultimo istante uscente dal dente. L'andamento del flusso concatenato con le bobine che avvolgono i denti del mover è quindi circa sinusoidale

ed andando ad iniettare correnti opportunamente sincronizzate è possibile ottenere una forza assiale che spinge il motore [6].

La parte interna della macchina è del tutto simile a quella di un motore a riluttanza variabile (anche detti SR, dall'inglese *switched-reluctance*), presenta quindi una struttura semplice e robusta senza magneti permanenti. La parte esterna, il *mover*, è di tipo *slotted* e contiene una successione di magneti permanenti magnetizzati in direzione assiale e aventi polarità alternata; i magneti vengono inseriti tra dei moduli di cave consecutive all'interno delle quali sono alloggiati gli avvolgimenti.

Si riporta nella figura sottostante una sezione che rappresenta la geometria del motore ad inversione di flusso:

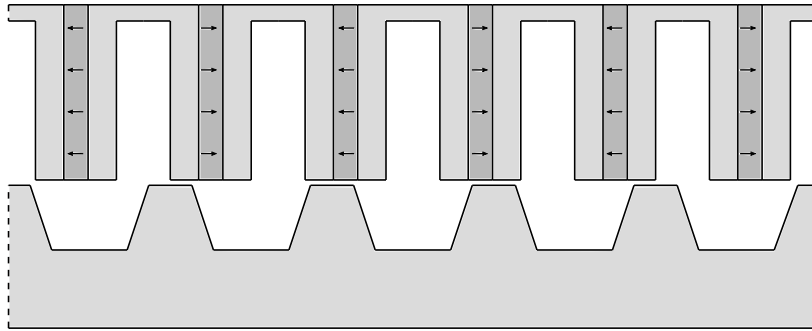


Figura 2.2: Geometria di un motore *flux-switching*

Con i motori tubolari lineari ad inversione di flusso oltre a mantenere il vantaggio di non avere testate negli avvolgimenti (come per i motori tubolari IPM analizzati nel primo capitolo, anche qui si utilizzano infatti avvolgimenti toroidali) e una forza radiale agente sul motore nulla, si aggiungono anche i seguenti benefici:

- I costi di fabbricazione sono potenzialmente molto bassi. Il motore non presenta infatti geometrie particolarmente complesse.
- Il campo creato dalla reazione di indotto risulta perpendicolare all'asse di magnetizzazione dei PM, riducendo considerevolmente il rischio di smagnetizzazione e si può quindi "spingere" sul valore di picco del carico elettrico ottenendo elevate densità di forza.

Possibili combinazioni tra numero di cave e di poli

In figura 2.2 è rappresentato un motore ad inversione di flusso caratterizzato da un numero di poli $N_p = 5$ (corrispondenti alle salienze nell'asta interna) e da un numero di cave $N_s = 6$; in realtà però le possibili combinazioni di N_s ed N_p che possono essere utilizzate sono molteplici, per ricavarle si possono inizialmente trascurare gli effetti di bordo causati dalla lunghezza ridotta della parte esterna del motore rispetto all'asta interna. Con questa idealizzazione la periodicità del campo magnetico e del flusso concatenato con le tre fasi può essere assunta pari ad un passo polare del motore τ_p , ovvero pari alla distanza tra due denti statorici. Il procedimento per ricavare N_s ed N_p è il seguente [5]:

- Indicando con τ_s il passo di cava del motore, è possibile ricavare θ_s l'angolo elettrico tra due spire alloggiato all'interno di cave poste ai lati opposti di un magnete ¹ (può anche essere visto come l'angolo di sfasamento tra due fasi adiacenti):

$$\theta_s = \left(\frac{\tau_s}{\tau_p} \right) \cdot 2\pi + \pi$$

- Dato che vale la relazione $N_p \cdot \tau_p = N_s \cdot \tau_s$, è possibile riscrivere l'equazione appena trovata come:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s} + 1 \right) \cdot \pi \quad (2.1)$$

- Per una macchina trifase l'angolo θ_s deve essere pari a $k\pi \pm 2\pi/3$, con $k = 1, 2, \dots$. Il numero di cave N_s può quindi essere legato al numero di poli N_p dalla seguente relazione:

$$N_s = \frac{6N_p}{3(k-1) \pm 2}$$

- L'ultima condizione da imporre è che N_s sia un numero intero divisibile per 3. Avendo quindi un numero di poli fissato N_p , è possibile scegliere un numero di cave statoriche N_s tra quelli che derivano da:

$$\boxed{N_s = \frac{2N_p}{3(k-1) \pm 2}} \quad (2.2)$$

¹Lo sfasamento introdotto dal magnete è pari a 180° ed è tenuto in considerazione nella formula del θ_s sommando π .

- Si riportano in tabella le possibili combinazioni di N_s e N_p fino ad un numero di cave pari a 18:

N_s (n° di cave)	N_p (n° di poli)
3	2,4,5
6	4,5,7,8,10,11
9	6,12,15
12	8,10,14,16,20,22
15	10,20,25
18	12,15,21,24,30,33

Una volta trovate le combinazioni possibili di N_s e N_p si è proceduto indagando quale fosse quella che consente di ottenere il valore più elevato di forza media a parità di densità di corrente in cava.

2.2 Configurazioni a confronto

In questa sezione verranno analizzate le soluzioni più interessanti tra quelle riportate nella tabella 2.1. Per quanto riguarda gli script di calcolo utilizzati per svolgere le simulazioni a vuoto e a carico della macchina, si sono utilizzati gli stessi criteri visti per il motore a magneti permanenti interni.

Per tutti i motori analizzati si sono utilizzati gli stessi materiali del motore analizzato al capitolo precedente (per i magneti, per l'albero e le parti in ferro) in modo da poter fare un confronto delle prestazioni accurato, sono stati inoltre tenuti in considerazione i seguenti vincoli costruttivi:

$D_e = 150 [mm]$	<i>diametro esterno del motore</i>
$h_{tot} = 32.5 [mm]$	<i>altezza del dente di statore più corona</i>
$g = 1 [mm]$	<i>ampiezza minima traferro</i>
$L = 300 [mm]$	<i>lunghezza della parte esterna del motore</i>

Per la ricerca della configurazione che consenta di ottenere il valore medio più elevato della forza sono stati trascurati in questa analisi preliminare i cosiddetti *end-effect*, che causano perdite nella macchina dovute alla lunghezza finita del motore che provoca quindi dispersione delle linee di flusso in corrispondenza agli slot più esterni. Si riportano quindi i risultati delle simulazioni agli elementi finiti ottenuti mediante il software FEMM.

2.2.1 Motore tubolare FSPM 12-10

Il primo motore analizzato presenta 12 poli e 10 cave, come nell'analisi svolta al capitolo precedente per non considerare gli effetti di bordo si è sfruttata la condizione al contorno *periodic* presente su FEMM ed è stata applicata ai capi opposti del motore, la sezione è rappresentata in figura 2.3 e i segmenti colorati in rosso sono quelli dove è stata imposta la periodicità. Come si può notare dalla figura, con questa semplificazione si è potuto analizzare solo metà della macchina e quindi i risultati trovati saranno corrispondenti a valori di forza pari a circa metà di quelli relativi alla geometria completa, che verrà analizzata dettagliatamente per il motore che risulterà più prestante.

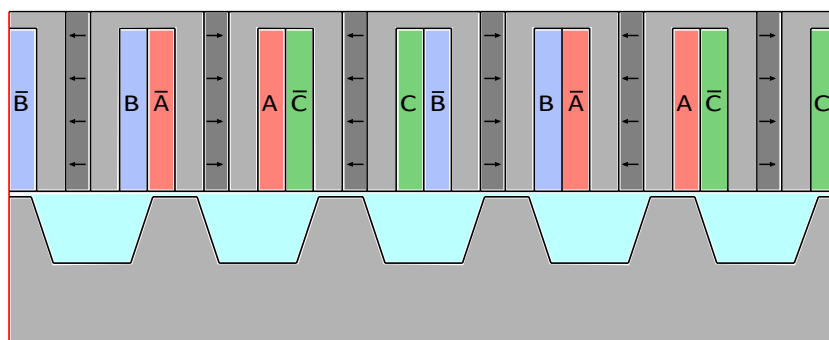
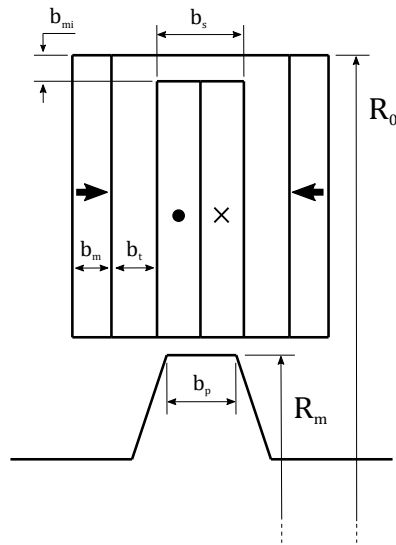


Figura 2.3: Sezione del motore *flux-switching* 12 – 10

Geometria



DESIGN PRELIMINARE FS 12-10

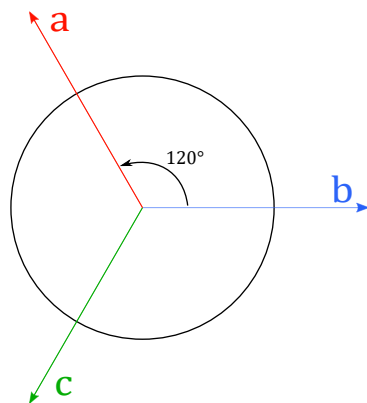
$R_0 = 75$ [mm]	raggio esterno
$R_m = 41,5$ [mm]	raggio interno
$b_p = 8$ [mm]	ampiezza salienza polare
$b_t = 5,25$ [mm]	ampiezza del dente
$b_m = 4,5$ [mm]	ampiezza del magnete
$b_{mi} = 3$ [mm]	ampiezza back-iron
$b_s = 10$ [mm]	larghezza apertura cava
$S_{slot} = 295$ [mm ²]	sezione totale cava

Figura 2.4: parametri caratteristici

Per la disposizione degli avvolgimenti nelle cave si è dapprima calcolato il valore dello sfasamento angolare tra due fasi poste in cave adiacenti (vedi equazione 2.1), e quindi si è scelto di mantenere le *fasi b e c* ad occupare le cave più esterne, in questo modo la *fase-a* in tutte le configurazioni è quella che concatenerà un valore medio di flusso. Dal calcolo dello sfasamento si ottiene:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s}\right) \cdot \pi = 2\pi + \frac{2}{3}\pi$$

In figura 2.5 si è raffigurata vettorialmente l'alternanza delle fasi che deriva dallo sfasamento appena calcolato, come detto in precedenza si è considerata la *fase-b* come iniziale dato che è quella relativa alla prima cava più esterna (vedi figura 2.3) e che avvolgerà il primo dente, si riporta anche la matrice di cava utilizzata per le prove sul software agli elementi finiti.



Matrice di cava FS 12-10

```
ka = [0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0];
kb = [-1,1,0,0,0,0,0,-1,1,0,0,0];
kc = [0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1];
```

Figura 2.5: fasi FS 12-10

Prova a vuoto

Per la prova a vuoto è stato utilizzato lo stesso procedimento visto per il motore IPM. Nella valutazione delle grandezze si è considerato l'andamento che deriva dallo spostamento del motore di un passo polare $\tau_p = \frac{L}{N_p} = 30 [mm]$ (corrispondente a $\theta_e = 360^\circ$), il campionamento per il calcolo dei flussi è stato fatto ogni 7.5° , spostamento lineare del motore di $z_i = \frac{\tau_p}{48} = 0,625 [mm]$.

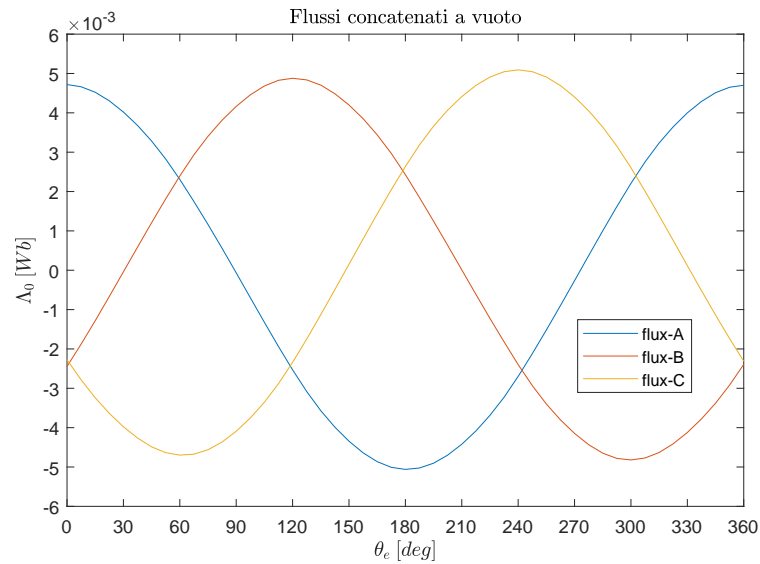


Figura 2.6: flussi concatenati con le 3 fasi a vuoto

Per la forza di impuntamento si è invece aumentato il numero di punti considerati per avere valori più precisi, su un periodo elettrico si è campionato ogni 5° ovvero: $z_i = \frac{\tau_p}{72} = 0,417 [mm]$.

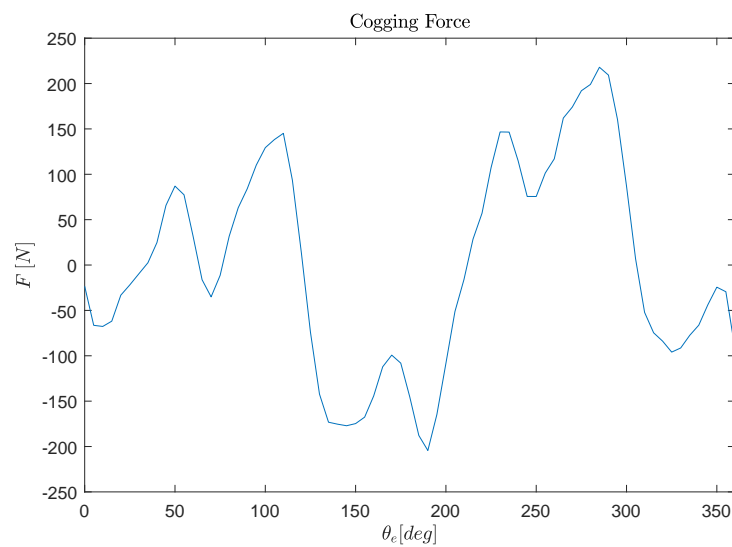


Figura 2.7: andamento di un periodo della forza di impuntamento

Prova a carico

La prova a carico è stata eseguita per una densità di corrente di $J = 5[A/mm^2]$, presa ad esempio per avere un confronto tra le forze che vengono sviluppate dalle diverse configurazioni considerate.

Come nel motore IPM, per la densità di corrente scelta si è calcolato l'angolo di corrente $\alpha_{i_{opt}}$ che massimizza la forza esercitata sul pezzo del motore in movimento (ricerca MFPA); il campionamento è stato fatto per uno spostamento del pezzo mobile corrispondente a 5° .

Si riportano gli andamenti del flusso concatenato con gli avvolgimenti a carico e l'andamento della forza sul periodo elettrico.

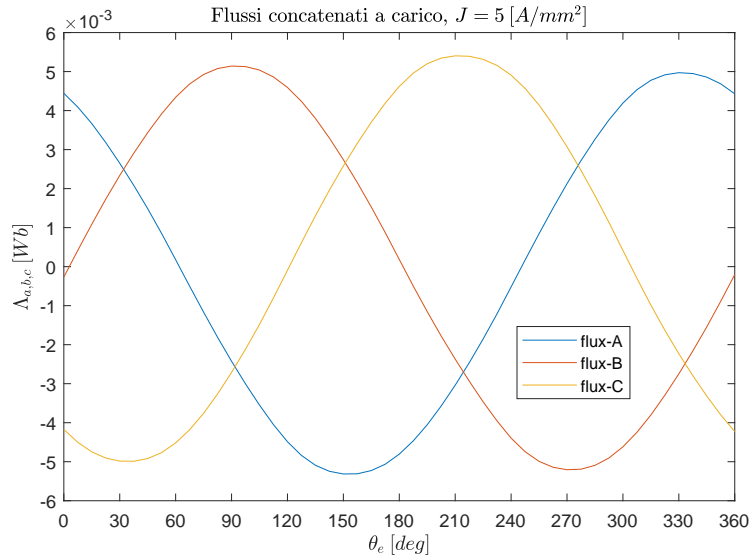


Figura 2.8: flussi concatenati con le 3 fasi a carico

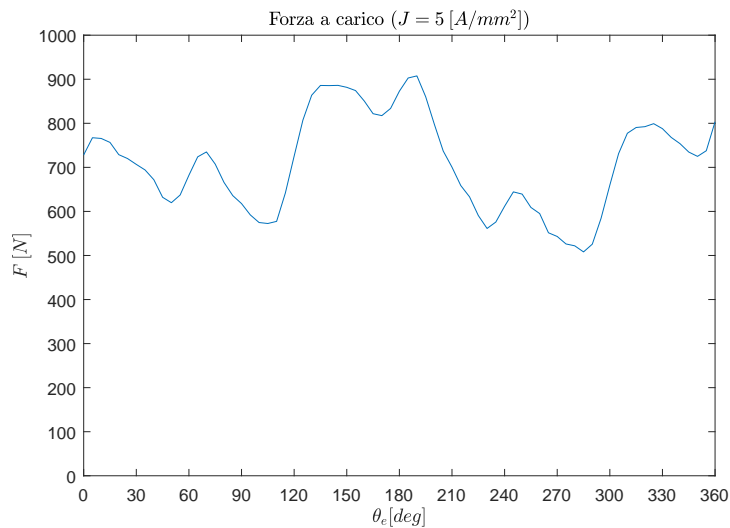


Figura 2.9: oscillazione della forza a carico

2.2.2 Risultati simulazioni FEM per FS 12-10

Nelle tabelle sottostanti sono riassunti i risultati delle prove eseguite sul motore *flux-switching* 12-10, è possibile eseguire un confronto con i valori di forza ottenuti col motore IPM se consideriamo la densità di corrente di $5 [A/mm^2]$ (per la configurazione ottimizzata i valori sono riportati nella tabella 1.6.1).

RISULTATI PROVA A VUOTO

	$\hat{\Lambda}_{0a} [mWb]$	$\hat{\Lambda}_{0b} [mWb]$	$\hat{\Lambda}_{0c} [mWb]$
<i>Flusso conc.</i>	4,7/-5,1	4,9/-4,8	5,1/-4,7
	$F_{max} [N]$	$F_{min} [N]$	$\Delta F [N]$
<i>Cogging Force</i>	218	-204	422

RISULTATI PROVA A CARICO

	$\hat{\Lambda}_a [mWb]$	$\hat{\Lambda}_b [mWb]$	$\hat{\Lambda}_c [mWb]$	
<i>Flusso conc.</i>	5/-5,3	5,1/-5,2	5,4/-5	
	$J [A/mm^2]$	$ \vec{I}_s [A]$	$\alpha_{i_{opt}}^e [deg]$	
<i>ricerca MFPA</i>	5	470	93°	
	$F_{max} [N]$	$F_{min} [N]$	$F_{avg} [N]$	ΔF_{ripple}
<i>FORZA</i>	908	508	710	56,3 %

2.2.3 Motore tubolare FSPM 12-14

Il secondo motore considerato presenta una geometria della parte esterna sempre con 12 cave ma in questo caso il numero di poli passa da 10 a 14, il design utilizzato nelle simulazioni agli elementi finiti è riportato qui sotto, anche in questo caso si è considerata una sezione pari a metà lunghezza del motore trascurando gli effetti di bordo:

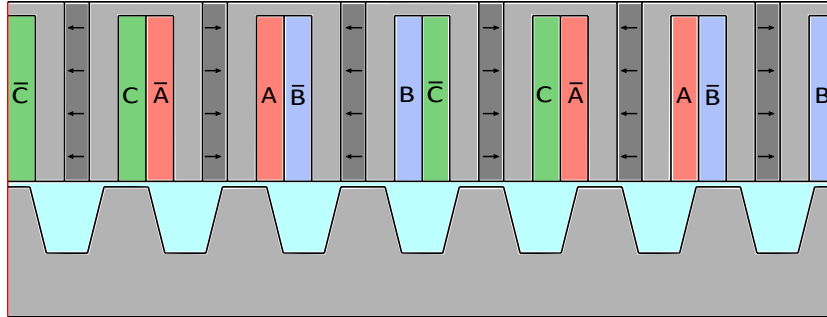
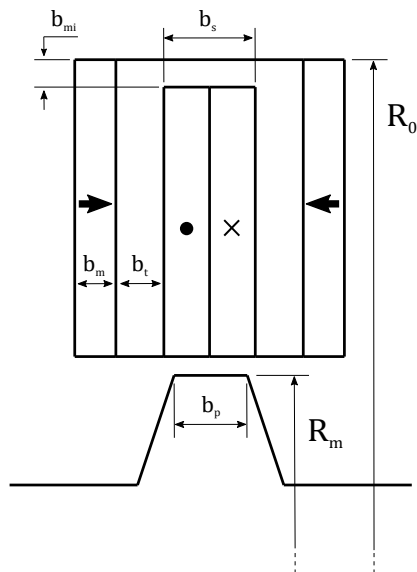


Figura 2.10: Sezione del motore *flux-switching* 12 – 14

Geometria



DESIGN PRELIMINARE FS 12-14	
$R_0 = 75 [mm]$	<i>raggio esterno</i>
$R_m = 41,5 [mm]$	<i>raggio interno</i>
$b_p = 8 [mm]$	<i>ampiezza salienza polare</i>
$b_t = 5,25 [mm]$	<i>ampiezza del dente</i>
$b_m = 4,5 [mm]$	<i>ampiezza del magnete</i>
$b_{mi} = 2,5 [mm]$	<i>ampiezza back-iron</i>
$b_s = 10 [mm]$	<i>larghezza apertura cava</i>
$S_{slot} = 300 [mm^2]$	<i>sezione totale cava</i>

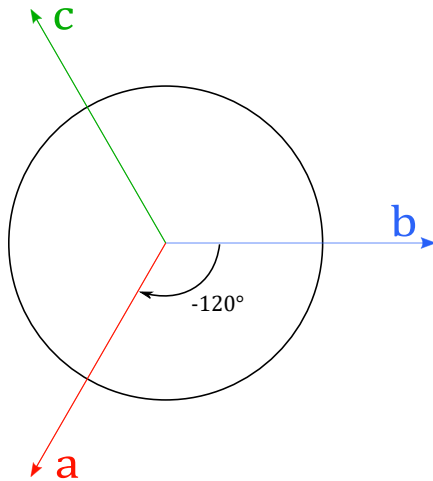
Figura 2.11: parametri caratt.

Le modifiche apportate ai parametri caratteristici della geometria della macchina sono minime, si è infatti cercato di mantenere costante il rapporto $\alpha_s = \frac{R_m}{R_0}$ detto anche *split-ratio*, e cambiare leggermente solo la forma della cava. Per soluzioni con numero di poli maggiore si andrà a ridurre anche l'ampiezza della salienza polare ma per questa analisi comparativa iniziale ci interessa solo avere un'idea di quale sia il motore più performante, l'ottimizzazione parametrica si concentrerà quindi solo su quella soluzione.

Seguendo lo stesso procedimento del motore FS 12-10 si calcola lo sfasamento elettrico tra due avvolgimenti posti in cave successive:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s}\right) \cdot \pi = 4\pi - \frac{2}{3}\pi$$

Si riportano la rappresentazione vettoriale dell'alternanza delle fasi e la conseguente matrice di cava scelta:



`%Matrice di cava FS 12-14:`

```
ka = [0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0];
kb = [0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1];
kc = [-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0];
```

Figura 2.12: fasi FS 12-10

Come si nota dalla figura 2.12 per questo motore si è dovuto modificare la matrice di cava in modo da avere le *fasi b e c* poste nelle due cave più esterne. Il motivo sta proprio nel fatto che l'angolo elettrico θ_s provoca in questo caso uno sfasamento di $-\frac{2}{3}\pi$ ovvero l'opposto del caso precedente.

Nelle prossime pagine sono riportati i risultati delle prove a vuoto e a carico svolte sul motore, il procedimento utilizzato sarà uguale per tutti i motori a seguire ed è quello spiegato nel paragrafo precedente, si mostrano quindi i risultati grafici e numerici.

Prova a vuoto

Anche in questo caso si considerano gli andamenti su un periodo elettrico, corrispondente ad uno spostamento meccanico del motore da una salienza polare fino a quella successiva, ovvero:

$$\tau_p = \frac{L_{tot}}{N_p} = \frac{300}{14} = 21,43 [mm]$$

Il campionamento è stato fatto ogni 7.5° per ricavare i flussi concatenati, mentre si è infittito valutando la forza di impuntamento ogni 5° per ottenere dei valori più accurati possibile dei picchi positivi e negativi.

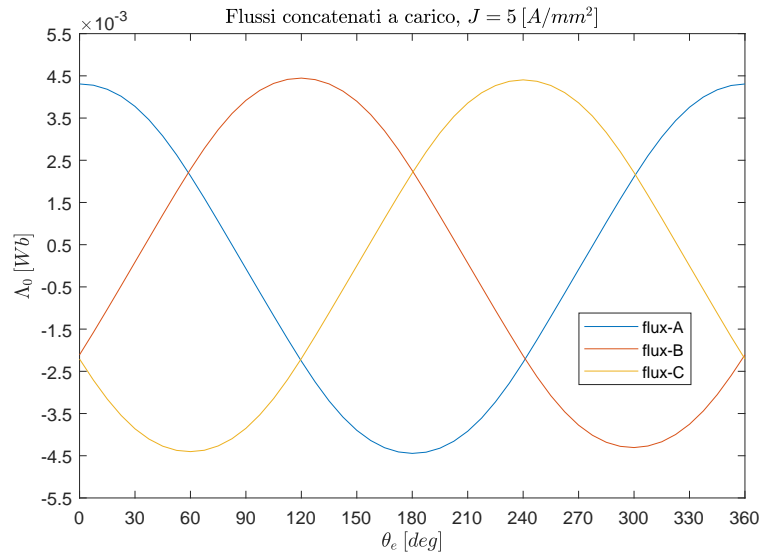


Figura 2.13: flussi concatenati con le 3 fasi a vuoto

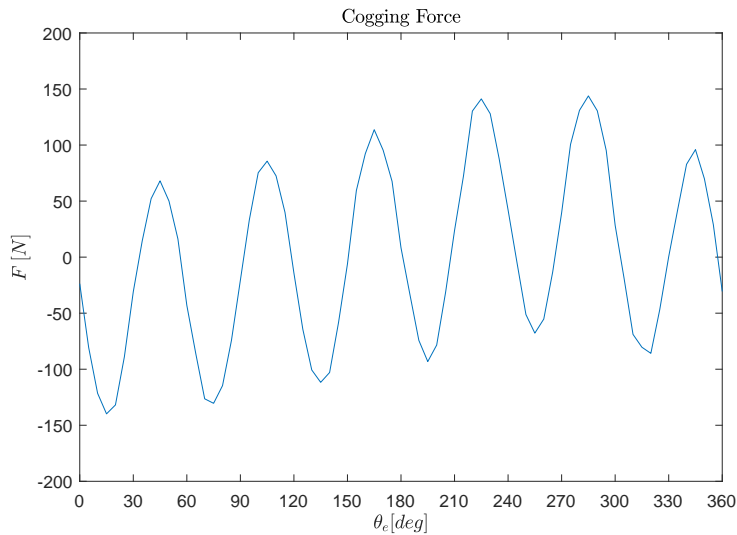


Figura 2.14: andamento di un periodo della forza di impuntamento

Prova a carico

Per ottenere i flussi concatenati a carico e l'oscillazione della forza corrispondente ad una densità di corrente di $5 [A/mm^2]$ sugli avvolgimenti statorici, si sono utilizzati gli stessi procedimenti del motore a 10 poli e il campionamento è stato eseguito con gli stessi intervalli della prova a vuoto (rispettivamente per i flussi concatenati e la forza a carico):

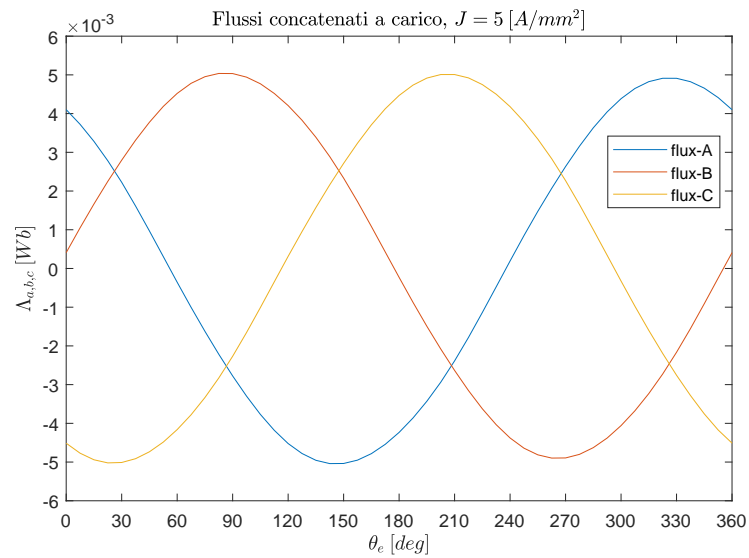


Figura 2.15: flussi concatenati con le 3 fasi a carico

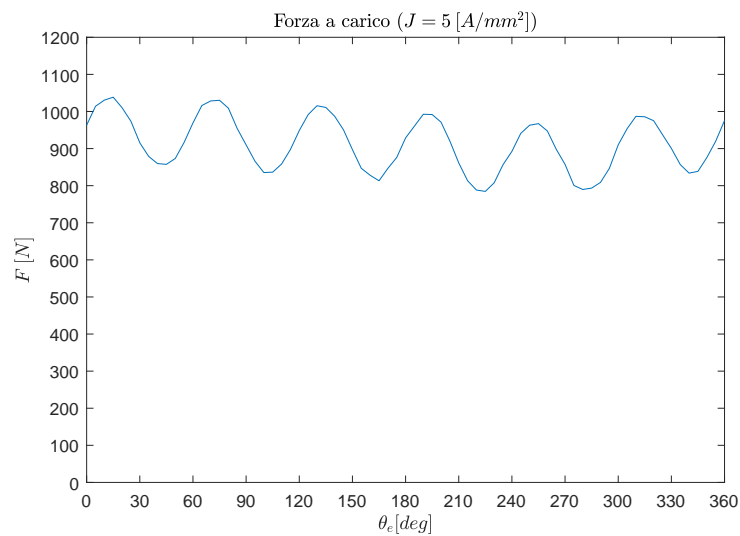


Figura 2.16: oscillazione della forza a carico

2.2.4 Risultati simulazioni FEM per FS 12-14

Nelle tabelle sottostanti sono riassunti i risultati delle prove eseguite sul motore *flux-switching* 12-14:

RISULTATI PROVA A VUOTO

	$\hat{\Lambda}_{0a}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0b}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0c}$ [mWb]
<i>Flusso conc.</i>	4,3/-4,4	4,4/-4,3	4,4/-4,4
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	ΔF [N]
<i>Cogging Force</i>	144	-140	284

RISULTATI PROVA A CARICO

	$\hat{\Lambda}_a$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_b$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_c$ [mWb]	
<i>Flusso conc.</i>	4,9/-5	5/-4,9	5,-5	
	J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	
<i>ricerca MFPA</i>	5	480	93°	
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple}
<i>FORZA</i>	1039	785	914	27,8 %

Dai risultati della prova a carico si nota come questa soluzione sia molto più promettente sia in termini di oscillazione della forza (il *ripple* è ridotto del 49% rispetto alla configurazione a 10 poli) che di valor medio della stessa. Avendo considerato nella simulazione solo metà della lunghezza totale del motore, in proporzione ci si aspetta che la forza esercitata si aggiri attorno ai 1830 [N] che è ben superiore anche a quella che si otteneva con il design ottimizzato per il motore a magneti permanenti interni che era, a parità di densità di corrente (5 [A/mm²]), di 1337 [N] (vedi tabella 1.6.1).

2.2.5 Motore tubolare FSPM 12-22

Avendo notato un ottimo incremento della forza aumentando il numero di poli, proviamo ad incrementarli da 14 a 22 per vedere se oltre ad una attesa diminuzione dell'oscillazione della forza e del valore del flusso che concatenerà le fasi si riesce ad ottenere un ulteriore incremento del valor medio della forza.

La sezione del motore analizzata nel software FEMM è riportata qui sotto:

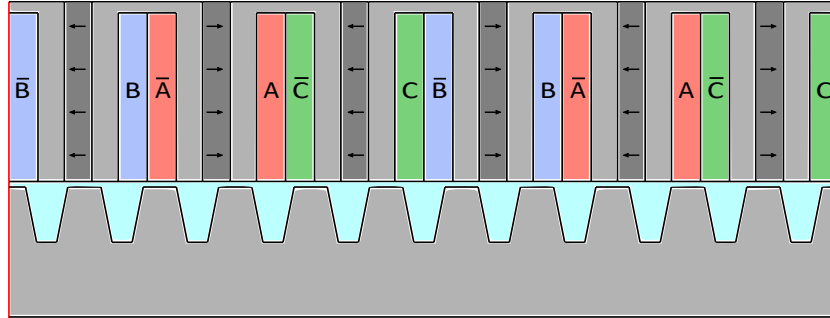
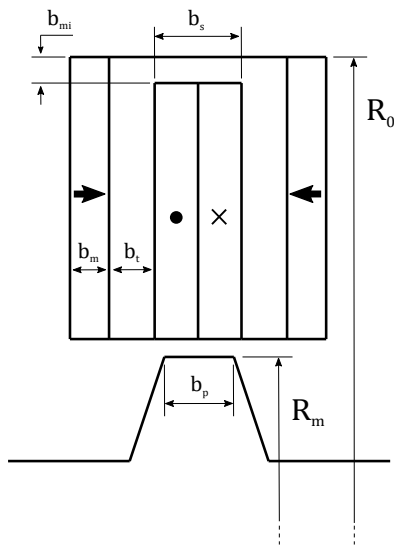


Figura 2.17: Sezione del motore *flux-switching* 12 – 22

Geometria



DESIGN PRELIMINARE FS 12-22	
$R_0 = 75$ [mm]	<i>raggio esterno</i>
$R_m = 41,5$ [mm]	<i>raggio interno</i>
$b_p = 6$ [mm]	<i>ampiezza salienza polare</i>
$b_t = 4,75$ [mm]	<i>ampiezza del dente</i>
$b_m = 5$ [mm]	<i>ampiezza del magnete</i>
$b_{mi} = 2$ [mm]	<i>ampiezza back-iron</i>
$b_s = 10,5$ [mm]	<i>larghezza apertura cava</i>
$S_{slot} = 320,25$ [mm ²]	<i>sezione totale cava</i>

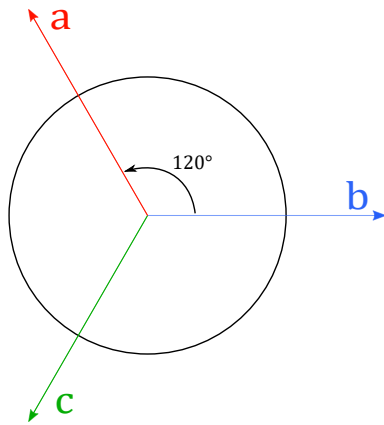
Figura 2.18: parametri caratt.

Come si vede dalla tabella qui sopra con l'incremento del numero di poli a $N_p = 22$ si è potuto ridurre l'ampiezza del *back-iron* e aumentare leggermente la larghezza dei magneti dato che il flusso che interesserà il circuito magnetico sarà minore. Inoltre l'ampiezza delle salienze polari è stata diminuita da 8[mm] a 6[mm].

Per il motore FS 12-22 lo sfasamento elettrico tra due avvolgimenti in cave adiacenti risulta essere:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s}\right) \cdot \pi = 4\pi + \frac{2}{3}\pi$$

Si riportano la rappresentazione vettoriale dell'alternanza delle fasi e la conseguente matrice di cava scelta:



`%Matrice di cava FS 12-22`

`ka = [0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0];`

`kb = [-1,1,0,0,0,0,0,-1,1,0,0,0];`

`kc = [0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1];`

Figura 2.19: fasi FS 12-22

E' possibile notare che avendo uno sfasamento di 2π rispetto al θ_s ottenuto nel motore FS 12-10, la matrice di cava e l'alternanza delle fasi negli avvolgimenti delle due macchine sono uguali.

Si riportano a questo punto, come fatto nelle analisi precedenti, i risultati delle prove a vuoto e a carico svolte con il software FEMM. Gli andamenti sono stati ottenuti utilizzando un campionamento identico a quello utilizzato nei primi due motori analizzati e sarà mantenuto anche nei prossimi.

Prova a vuoto

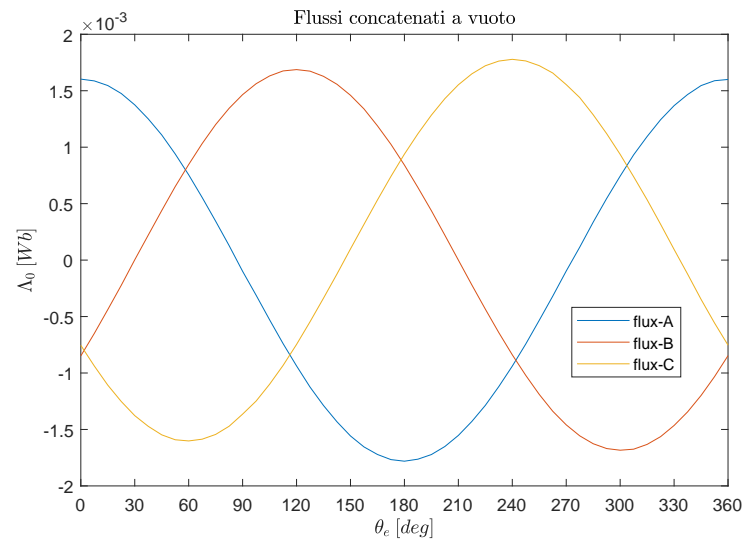


Figura 2.20: flussi concatenati con le 3 fasi a vuoto

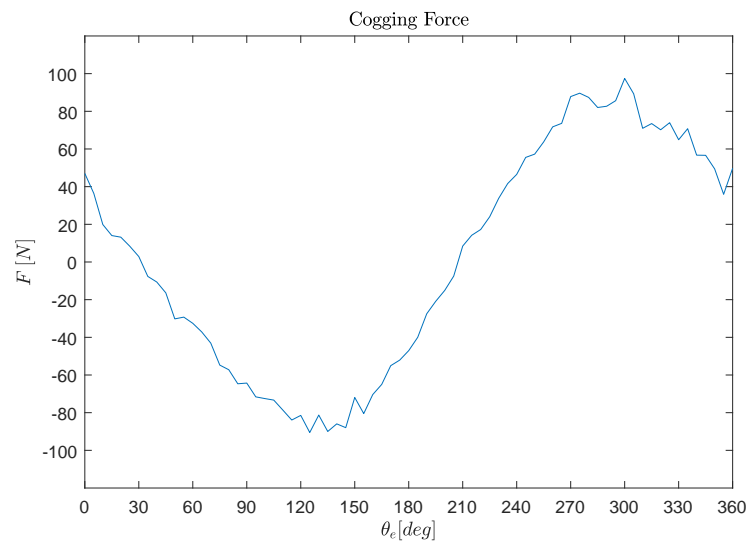


Figura 2.21: andamento di un periodo della forza di impuntamento

Prova a carico

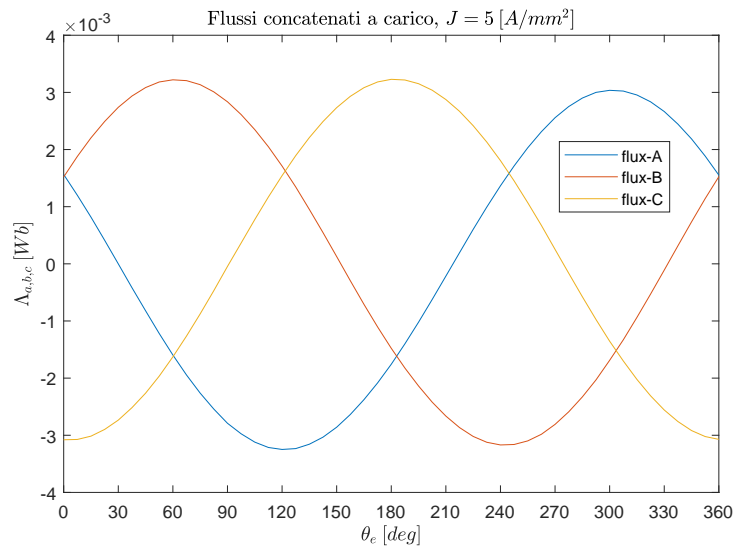


Figura 2.22: flussi concatenati con le 3 fasi a carico

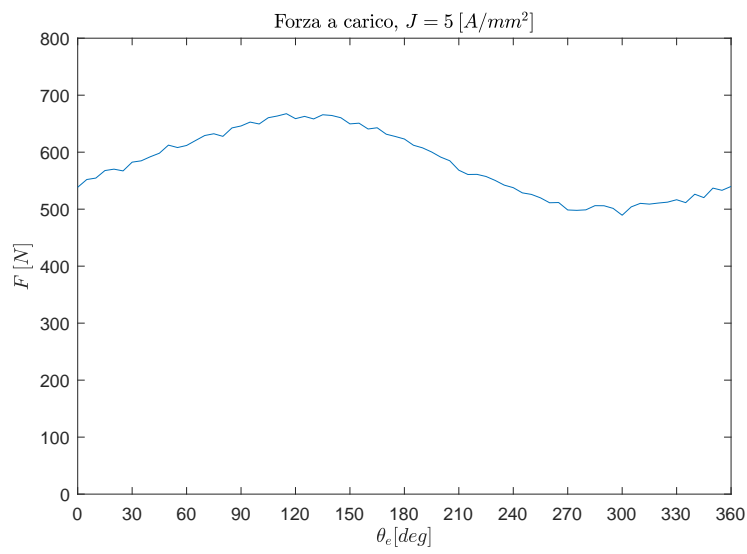


Figura 2.23: oscillazione della forza a carico

2.2.6 Risultati simulazioni FEM per FS 12-22

RISULTATI PROVA A VUOTO

	$\hat{\Lambda}_{0_a}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0_b}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0_c}$ [mWb]
<i>Flusso conc.</i>	1,6/-1,8	1,7/-1,7	1,8/-1,6
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	ΔF [N]
<i>Cogging Force</i>	97	-91	188

RISULTATI PROVA A CARICO

	$\hat{\Lambda}_a$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_b$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_c$ [mWb]	
<i>Flusso conc.</i>	3/-3,2	3,2/-3,2	3,2/-3,1	
	J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	
<i>ricerca MFPA</i>	5	510	89°	
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple}
<i>FORZA</i>	668	489	579	30,7 %

Grazie all'incremento del numero di poli si nota una riduzione significativa della forza di impuntamento, si ha però lo svantaggio di una considerevole diminuzione del valore medio di forza che si ottiene a carico con una densità di corrente di 5 [A/mm²]; se si osserva il *ripple* inoltre si vede che nonostante si sia ridotta l'oscillazione della forza a vuoto, analizzando il motore a carico l'oscillazione percentuale rispetto al valor medio risulta minore per la soluzione a $N_p = 14$.

A questo punto dopo aver investigato come variano le prestazioni al variare del numero di poli, proviamo a vedere se aumentando il numero di cave della parte esterna del motore da $N_s = 12$ a $N_s = 18$ si ha un miglioramento del *ripple* della forza a carico e se la eventuale diminuzione del valor medio rimanga contenuta.

2.2.7 Motore tubolare FSPM 18-15

Si analizzano per concludere due diverse geometrie, la prima presenta 18 cave nella parte esterna e 15 poli, mentre nella seconda, che analizzeremo nel prossimo paragrafo, si aumenteranno i poli a $N_p = 21$.

Per queste ultime due analisi si mantengono i vincoli sulla lunghezza e sul diametro esterno del motore di rispettivamente di 300 [mm] e 150 [mm] ma la sezione che verrà considerata nelle simulazioni agli elementi finiti sarà pari a $\frac{1}{3}$ del motore totale. In questo modo la periodicità applicata ai poli può essere mantenuta la stessa dei casi precedenti (sarebbe stato impossibile rappresentare metà motore poiché con $N_p = \frac{15}{2}$ non si ottiene un numero intero).²

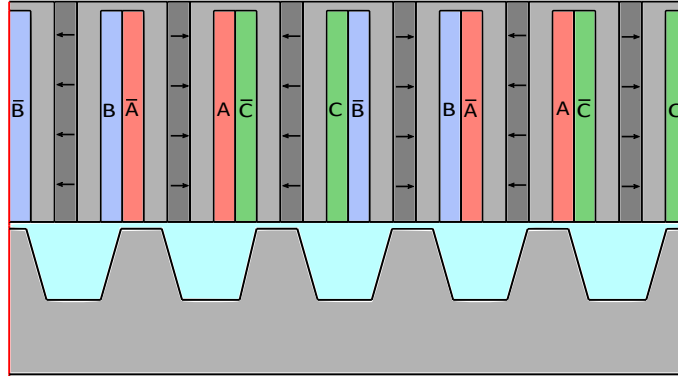
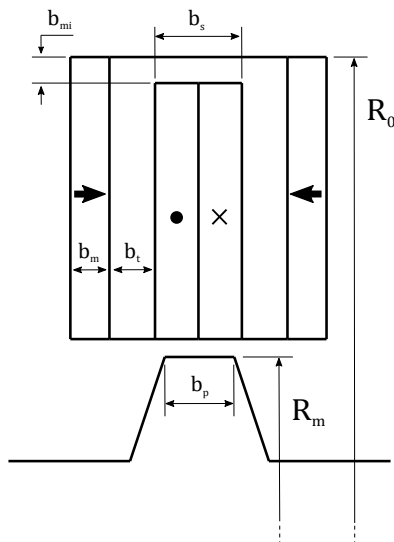


Figura 2.24: Sezione del motore *flux-switching* 18 – 15

Geometria



DESIGN PRELIMINARE FS 18-15

$R_0 = 75$ [mm]	<i>raggio esterno</i>
$R_m = 41,5$ [mm]	<i>raggio interno</i>
$b_p = 6$ [mm]	<i>ampiezza salienza polare</i>
$b_t = 3,48$ [mm]	<i>ampiezza del dente</i>
$b_m = 3,35$ [mm]	<i>ampiezza del magnete</i>
$b_{mi} = 1,3$ [mm]	<i>ampiezza back-iron</i>
$b_s = 6,4$ [mm]	<i>larghezza apertura cava</i>
$S_{slot} = 198,64$ [mm ²]	<i>sezione totale cava</i>

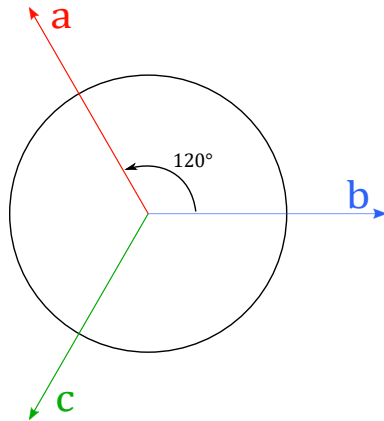
Figura 2.25: parametri caratt.

²Considerando la figura si nota infatti che utilizzando $N_p = \frac{15}{3} = 5$, è possibile imporre la periodicità ai "bordi" dello statore considerando l'ultimo polo diviso esattamente a metà tra un lato e quello opposto, esattamente come per i motori FS 12-10, FS 12-14 e FS 12-22.

Il procedimento per ricavare la matrice di cava caratteristica per questo design è lo stesso visto in precedenza; lo sfasamento tra due avvolgimenti posti in cave successive risulta essere:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s}\right) \cdot \pi = 2\pi + \frac{2}{3}\pi$$

Di conseguenza la terna dei vettori rappresentanti l'alternanza delle fasi nelle cave e la matrice corrispondente sono le seguenti:



`%Matrice di cava FS 18-15:`

```
ka = [0, 0, -1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, 1, 0, 0];
kb = [-1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, -1, 1, 0, 0, 0];
kc = [0, 0, 0, 0, -1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, 1];
```

Figura 2.26: fasi FS 18-15

Prova a vuoto

Dalla prova a vuoto ci aspettiamo che avendo ridotto il passo di cava del motore la *forza di impuntamento* risulti ridotta rispetto alle analisi sui motori precedenti; viceversa il flusso concatenato con le fasi risulterà peggiorato dato l'elevato numero di poli.

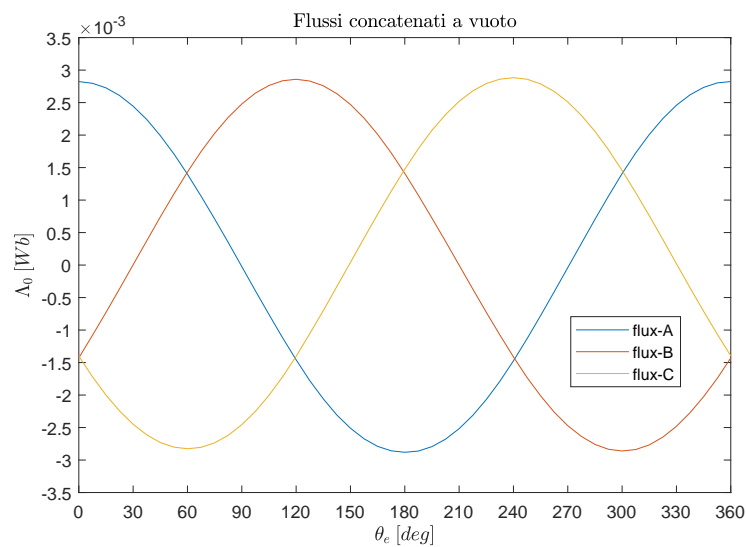


Figura 2.27: flussi concatenati con le 3 fasi a vuoto

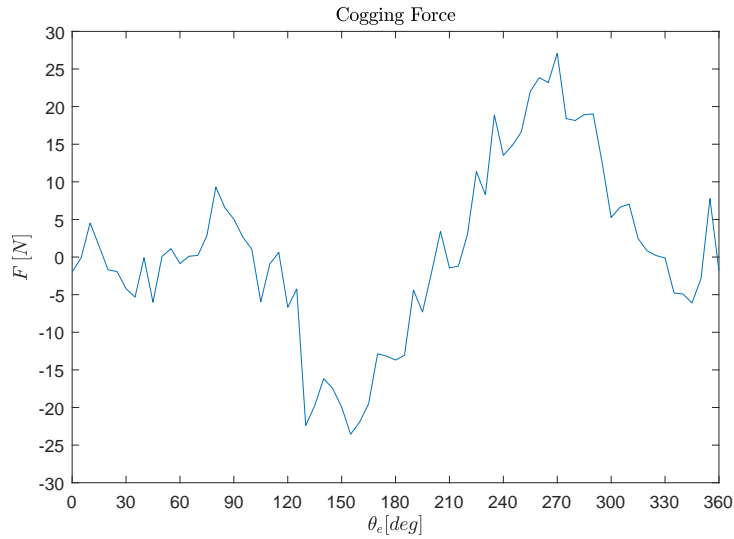


Figura 2.28: andamento di un periodo della forza di impuntamento

Prova a carico

L'incremento del numero di poli dovrebbe portare ad una oscillazione ridotta della forza a carico (ricordando che i risultati sono riferiti a simulazioni svolte su $\frac{1}{3}$ della macchina), mentre per quanto riguarda i flussi concatenati ci aspettiamo una distorsione rispetto all'andamento ottenuto a vuoto.

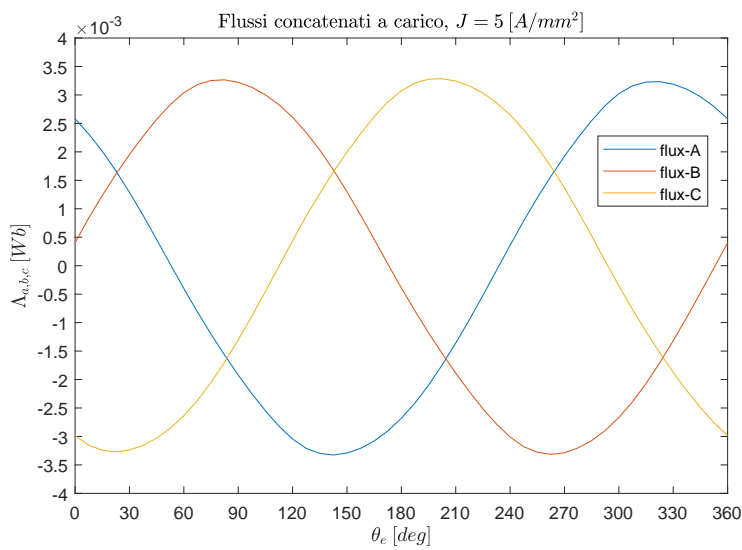


Figura 2.29: flussi concatenati con le 3 fasi a carico

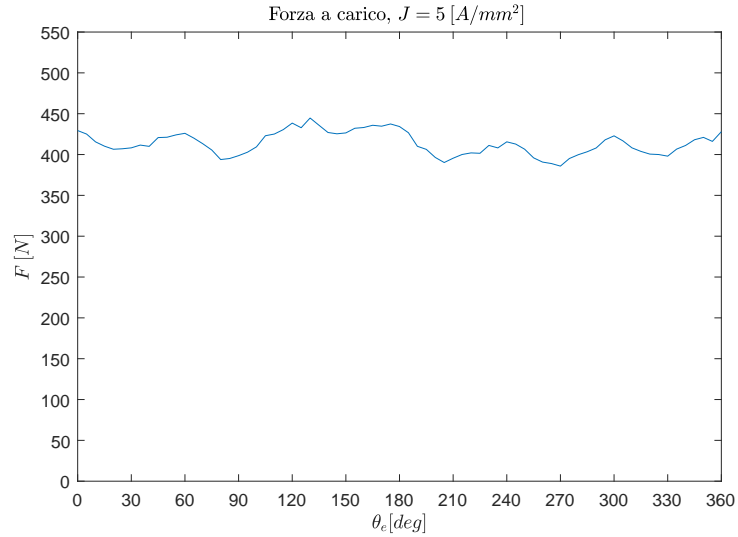


Figura 2.30: oscillazione della forza a carico

2.2.8 Risultati simulazioni FEM per FS 18-15

I risultati numerici delle prove sono riassunti in seguito:

RISULTATI PROVA A VUOTO

	$\hat{\Lambda}_{0a}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0b}$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_{0c}$ [mWb]
<i>Flusso conc.</i>	2,8/-2,9	2,9/-2,9	2,9/-2,8
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	ΔF [N]
<i>Cogging Force</i>	27	-24	51

RISULTATI PROVA A CARICO

	$\hat{\Lambda}_a$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_b$ [mWb]	$\hat{\Lambda}_c$ [mWb]	
<i>Flusso conc.</i>	3,2/-3,3	3,3/-3,3	3,3/-3,3	
	J [A/mm ²]	$ \vec{I}_s $ [A]	$\alpha_{i_{opt}}^e$ [deg]	
<i>ricerca MFPA</i>	5	316	94°	
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple}
<i>FORZA</i>	445	386	414	14,3 %

2.2.9 Motore tubolare FSPM 18-21

L'ultimo design analizzato presenta 21 poli nella parte interna del motore, mentre la parte esterna dove sono alloggiati avvolgimenti e magneti è identica a quella del motore FS 18-15 appena analizzato. Anche in questo caso si è analizzata una porzione pari a $\frac{1}{3}$ del motore per le stesse motivazioni legate alle periodicità delle salienze polari esplicitate in precedenza. Si è deciso di investigare anche questa geometria in quanto per i motori a $N_s = 12$ si è notato un incremento del valore della forza passando dalla soluzione a 10 poli a quella con 14; si vuole quindi verificare se il *trend* è valido anche per i motori a 18 cave.

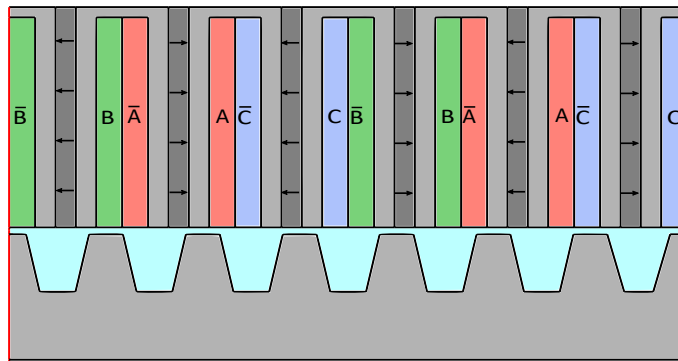
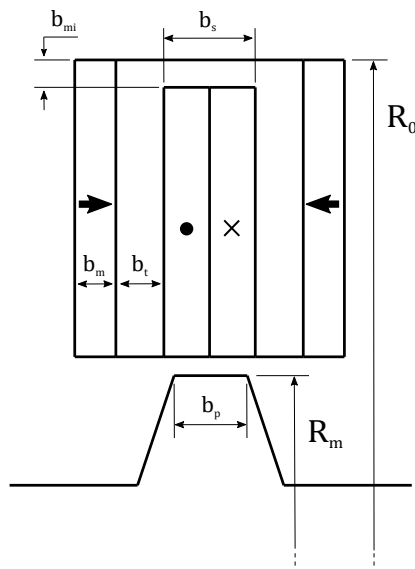


Figura 2.31: Sezione del motore *flux-switching* 18 – 21

Geometria



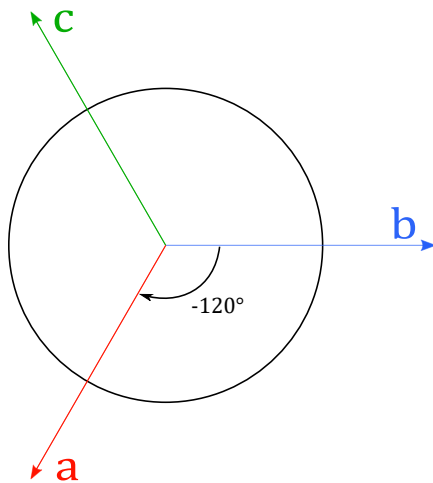
DESIGN PRELIMINARE FS 18-21	
$R_0 = 75$ [mm]	raggio esterno
$R_m = 41,5$ [mm]	raggio interno
$b_p = 5$ [mm]	ampiezza salienza polare
$b_t = 3$ [mm]	ampiezza del dente
$b_m = 3$ [mm]	ampiezza del magnete
$b_{mi} = 1,5$ [mm]	ampiezza back-iron
$b_s = 7,7$ [mm]	larghezza apertura cava
$S_{slot} = 237,67$ [mm ²]	sezione totale cava

Figura 2.32: parametri caratt.

Si calcola lo sfasamento elettrico tra due avvolgimenti posti in cave successive:

$$\theta_s = \left(2 \cdot \frac{N_p}{N_s}\right) \cdot \pi = 4\pi - \frac{2}{3}\pi$$

Si riportano la rappresentazione vettoriale dell'alternanza delle fasi e la conseguente matrice di cava scelta:



`%Matrice di cava FS 18-21:`

```
ka = [0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0];
kb = [0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0,-1,1];
kc = [-1,1,0,0,0,0,-1,1,0,0,0,0];
```

Figura 2.33: fasi FS 18-21

Prova a vuoto

Dalla prova a vuoto ci aspettiamo che avendo aumentato il numero di poli la *forza di impuntamento* risulti ulteriormente ridotta rispetto al caso precedente, mentre il valore di picco dei flussi concatenati diminuirà.

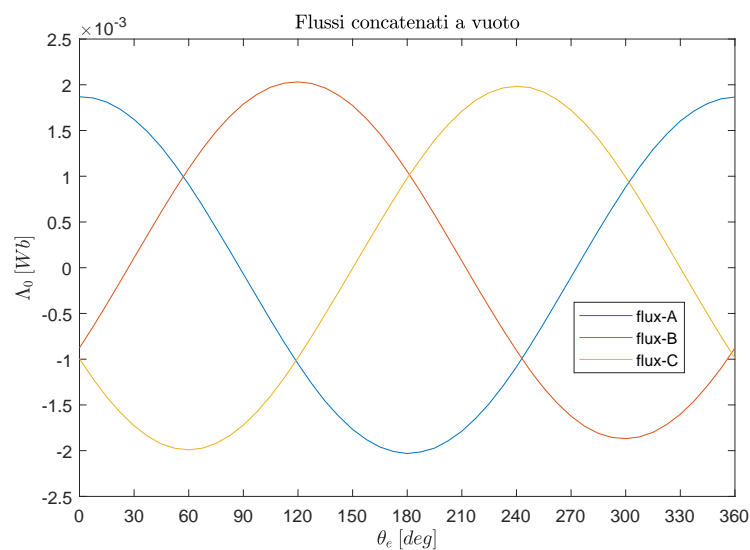


Figura 2.34: flussi concatenati con le 3 fasi a vuoto

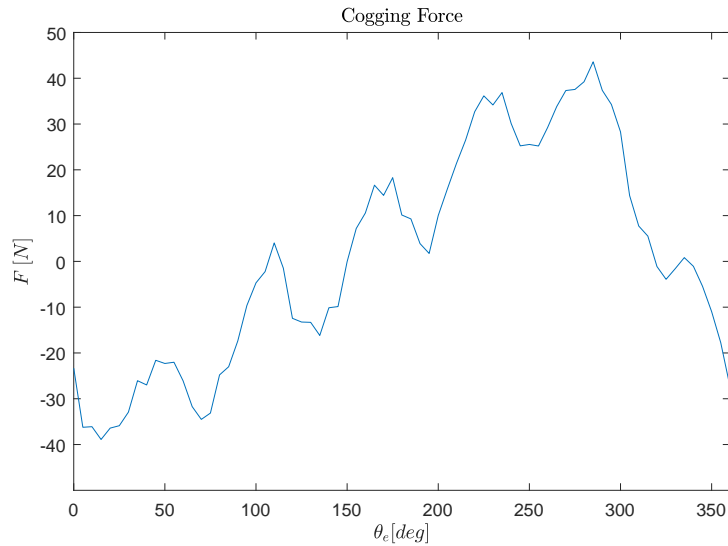


Figura 2.35: andamento di un periodo della forza di impuntamento

Prova a carico

L'incremento del numero di poli dovrebbe portare ad una oscillazione ridotta della forza a carico (ricordando che i risultati sono riferiti a simulazioni svolte su $\frac{1}{3}$ della macchina), mentre per quanto riguarda i flussi concatenati ci aspettiamo una distorsione rispetto all'andamento ottenuto a vuoto.

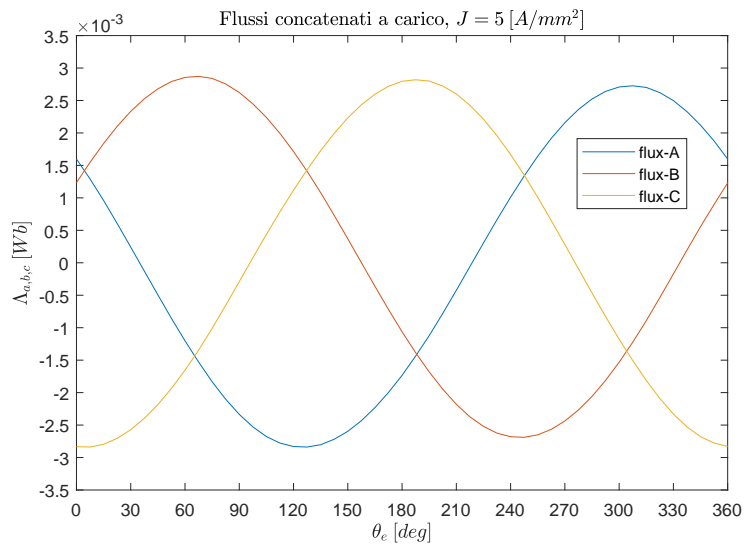


Figura 2.36: flussi concatenati con le 3 fasi a carico

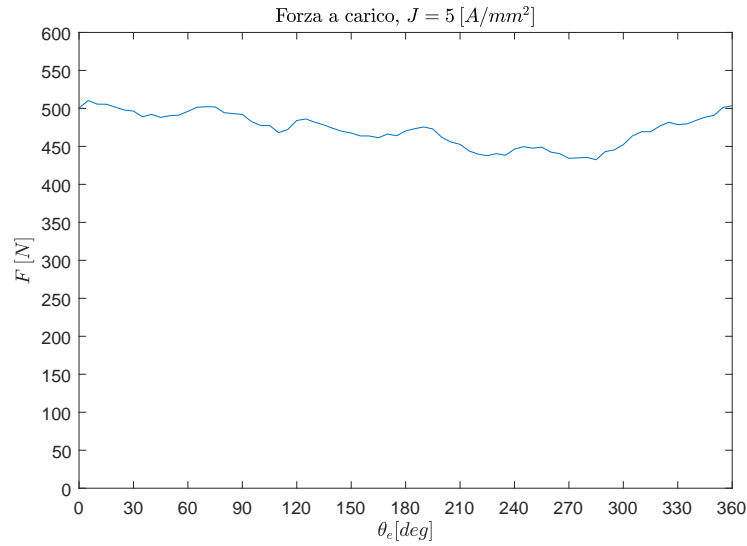


Figura 2.37: oscillazione della forza a carico

2.2.10 Risultati simulazioni FEM per FS 18-21

I risultati numerici delle prove sono riassunti in seguito:

RISULTATI PROVA A VUOTO

	$\hat{\Lambda}_{0_a} [mWb]$	$\hat{\Lambda}_{0_b} [mWb]$	$\hat{\Lambda}_{0_c} [mWb]$
<i>Flusso conc.</i>	1,9/-2	2/-1,9	-2/2
	$F_{max} [N]$	$F_{min} [N]$	$\Delta F [N]$
<i>Cogging Force</i>	43	-39	83

RISULTATI PROVA A CARICO

	$\hat{\Lambda}_a [mWb]$	$\hat{\Lambda}_b [mWb]$	$\hat{\Lambda}_c [mWb]$	
<i>Flusso conc.</i>	2,7/-2,8	2,9/-2,7	2,8/-2,8	
	$J [A/mm^2]$	$ \vec{I}_s [A]$	$\alpha_{i_{opt}}^e [deg]$	
<i>ricerca MFPA</i>	5	380	96°	
	$F_{max} [N]$	$F_{min} [N]$	$F_{avg} [N]$	ΔF_{ripple}
<i>FORZA</i>	510	432	473	16,5 %

2.3 Scelta configurazione migliore

Dopo aver analizzato varie soluzioni di motori ad inversione di flusso, si è deciso di proseguire andando ad ottimizzare il motore che ha evidenziato le caratteristiche di forza più interessanti. In tabella sono riassunti i risultati ottenuti, è stato anche inserito il motore a magneti permanenti interni per vedere se questa tipologia innovativa di motori sia effettivamente migliore della soluzione trovata nel primo capitolo.

I risultati riportati sono tutti riferiti ad una densità di corrente in cava di $J = 5 \left[\frac{A}{mm^2} \right]$:

PRESTAZIONI A CONFRONTO		
	<i>forza a carico</i>	
	$F_{avg} [N]$	ΔF_{ripple}
IPM opt.	1337	13,3 %
FS 12-10	1410	56,3 %
FS 12-14	1828	27,8 %
FS 12-22	1158	30,7 %
FS 18-15	1242	14,3 %
FS 18-21	1419	16,5 %

Dal confronto delle prestazioni a carico dei motori analizzati, si nota come tra le soluzioni di tipo *flux-switching* la FS 12-14 sia nettamente quella in grado di sviluppare la forza maggiore in termini di valor medio, nonostante ciò, il *ripple* di questo motore è uno dei peggiori. Con la macchina FS 18-21 si ottiene viceversa un'ottimo compromesso tra valor medio e oscillazione della forza a carico che, già per questo design preliminare, si attestano su valori molto simili a quelli ottenuti dopo l'ottimizzazione e l'applicazione della tecnica del *pole-shifting* nel motore a magneti permanenti interni.

Si è deciso quindi di procedere cercando di studiare nel dettaglio il motore FS 12-14, considerando anche gli effetti di bordo e cercando di minimizzare il *cogging* a vuoto e l'oscillazione della forza a carico. Qualora il nuovo design non fosse soddisfacente si passerà all'analisi della soluzione a con $N_s = 18$ e $N_p = 21$.

Capitolo 3

Ottimizzazione del motore FS 12-14

L'ottimizzazione del motore FS 12-14 è svolta in tre fasi:

1. Studio della *cogging-force* e delle tecniche per minimizzarla.
2. Ricerca del design ottimale attraverso una modifica dei parametri geometrici caratteristici della macchina per massimizzare la forza sviluppata.
3. Applicazione delle tecniche studiate nel primo punto alla geometria ottimizzata per ridurre l'oscillazione della forza a carico.

3.1 Minimizzazione della forza di impuntamento

La forza di impuntamento (analizzata anche nel motore IPM alla fine del primo capitolo) per i motori di tipo *flux-switching* è dovuta in primo luogo al fatto che essi presentano cave nella parte esterna che tendono ad allinearsi, a causa del flusso magnetico creato dai PM inseriti nello statore, con le salienze polari poste nella parte interna (il cosiddetto *slot-effect*). In secondo luogo, essendo motori di tipo tubolare lineare aventi la parte esterna più corta, vi saranno linee di flusso disperso nei bordi che andranno a richiudersi attraverso i poli distribuiti sulla parte interna, essendo essa di lunghezza maggiore (si tratta dell'effetto di bordo che abbiamo fin'ora trascurato nell'analisi preliminare).

Questi due aspetti provocano quindi la generazione di una forza, detta *cogging-force* che degrada le prestazioni del motore ed è il principale contributo del *ripple* della forza a carico; è quindi importante cercare di minimizzarne per quanto possibile gli effetti. Per farlo si è ricorso a due tecniche, riportate negli articoli [6] e [7], che andremo ad applicare al nostro motore, che si possono riassumere in:

1. Progettazione di un dente ausiliario sul bordo della parte mobile.
2. Modifica della geometria delle cave (utilizzo di slot semichiusi).

Si valuteranno le due tecniche applicandole al nostro motore separatamente, in modo da studiare singolarmente l'impatto sulla forza di impuntamento; infine, una volta trovata la geometria ottimizzata, verranno applicate entrambe per ridurre il *ripple* al minimo.

3.1.1 Dimensionamento del dente ausiliario

Per studiare gli effetti dell'aggiunta del dente ausiliario si utilizza il software FEMM. Si parte dalla geometria utilizzata nell'analisi idealizzata del motore FS 12-14 dove si erano trascurati gli effetti di bordo e si disegna questa volta il motore "intero" senza condizioni di periodicità per i segmenti di confine. L'asta fissa, composta da una parte in ferro dove sono presenti le salienze polari e un albero all'interno in acciaio, è stata ipotizzata di lunghezza doppia rispetto alla parte mobile esterna (senza dente ausiliario). Le condizioni al contorno sono state imposte mediante una semicirconferenza che racchiude il motore e dove è stata inserita una *condizione di Neumann* omogenea per il potenziale vettore magnetico ($A_z = 0$), in modo da racchiudere e circoscrivere le linee di flusso all'area scelta per l'analisi.

E' interessante notare come mutino le linee di flusso a vuoto con l'aggiunta del dente ausiliario, in figura 3.1 è riportato un confronto del bordo del motore con e senza dente:

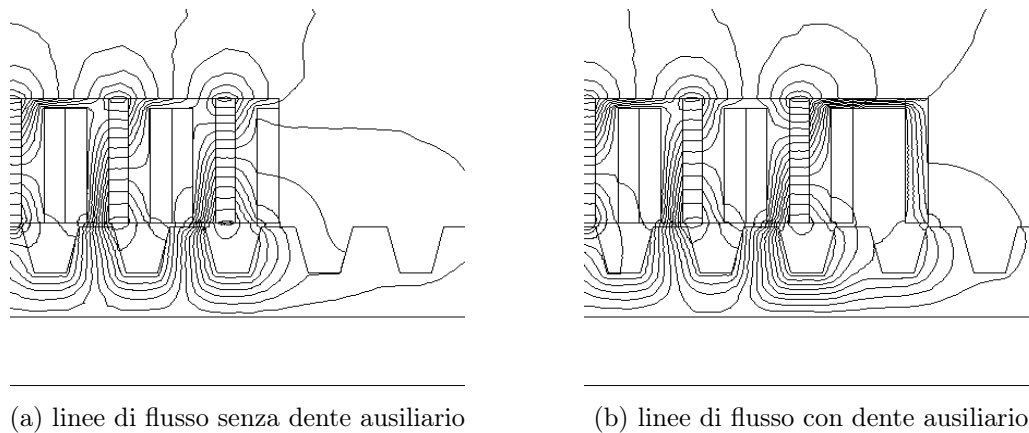


Figura 3.1: confronto linee di flusso sul bordo senza e con dente ausiliario

Si vede che la presenza del dente ha l'effetto di contenere le linee di flusso che si richiudono prima nei poli della parte fissa, vedremo ora con l'analisi FEM quanto questo effetto si traduca in termini di riduzione della forza di *cogging*. Dal momento che diverse posizioni del dente ausiliario rispetto alle salienze polari provocheranno effetti diversi sulla forza di impuntamento, è necessario studiare una geometria ottimale del dente [6].

Riferendoci alla figura 3.2 chiameremo W_{at} l'*ampiezza del dente ausiliario* mentre con S_l indichiamo la distanza del dente dall'ultimo avvolgimento sul bordo del motore; ipotizzando per adesso di mantenere fisso il valore di W_{at} e pari all'ampiezza dei denti utilizzati nella geometria ideale del motore FS 12-14 (ovvero $b_p = 5,25 [mm]$).

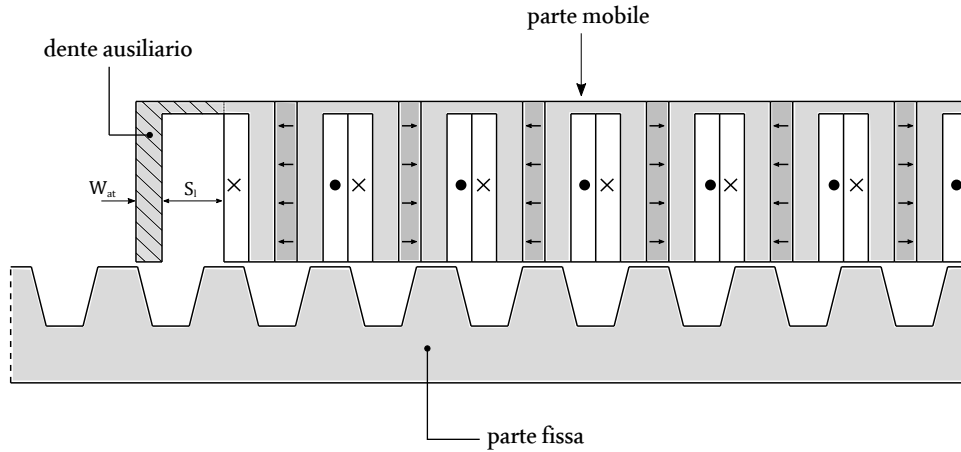


Figura 3.2: dettaglio della struttura del motore FS 12-14 con dente ausiliario

L'idea è quella di variare l'ampiezza di S_l da 0 a $\frac{L}{N_p} = \frac{300}{14} = 21,4 [mm]$, ovvero l'equivalente di un periodo elettrico per il motore considerato, utilizzando step di $\frac{T_p}{10} = 2,14 [mm]$ (corrispondenti a 36°). Per ogni iterazione sarà valutato attraverso il *tensore degli sforzi di Maxwell* l'andamento della forza di impuntamento corrispondente allo spostamento del *mover* di un passo polare, esattamente come fatto nelle prove a vuoto dei motori considerati nella sezione precedente. I risultati dell'analisi sono i seguenti:

IMPUNTAMENTO PER DIVERSI DENTI AUSILIARI

prova N°	$S_l [mm]$	max $F_{cog} [N]$	min $F_{cog} [N]$	$\Delta F_{cog} [N]$
1	no dente	346	-334	680
2	0	435	-407	842
3	2,14	338	-299	637
4	4,29	273	-233	506
5	6,43	307	-260	567
6	8,57	321	-283	604
7	10,71	316	-286	602
8	12,86	375	-337	712
9	15	446	-409	854
10	17,14	442	-400	842
11	19,29	433	-394	827
12	21,43	409	-374	783

Si vede che la riduzione maggiore della forza si ottiene per il dente N° 4, quello avente $S_l = 4,29 [mm]$, grazie al quale il valore picco-picco della *cogging-force* è ridotto del 25,6% rispetto al caso senza dente ausiliario.

Il confronto tra l'oscillazione iniziale e quella ottenuta utilizzando il dente N°4 e riportata in figura 3.3:

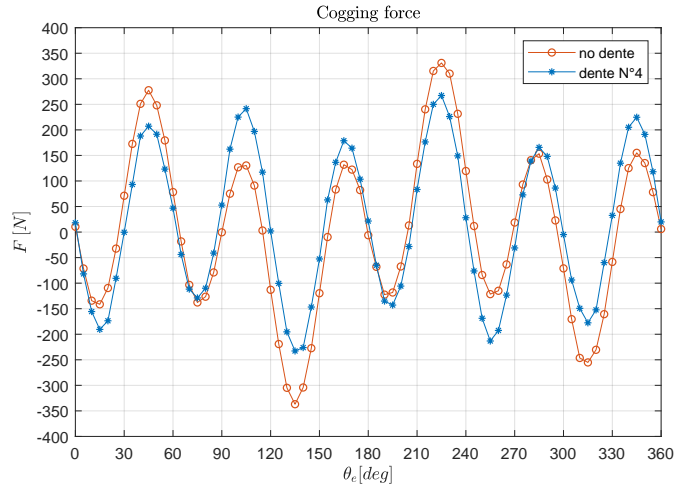


Figura 3.3: Riduzione del *cogging* utilizzando $S_{l_{opt}}$

Nella tabella di pagina precedente si sono considerati il valore massimo e minimo globali della forza di impuntamento che si hanno spostando il *mover* di un passo polare, $\tau_p = 21,43 [mm]$. Il numero di oscillazioni della forza che si hanno su un periodo è però elevato, sarebbe quindi interessante notare come, variando la geometria del dente ausiliario, si sposti anche il picco relativo al primo semi-periodo elettrico (corrispondente ad uno spostamento di $\tau_p/2 = 10,71 [mm]$). Per farlo è stato realizzato il seguente istogramma:

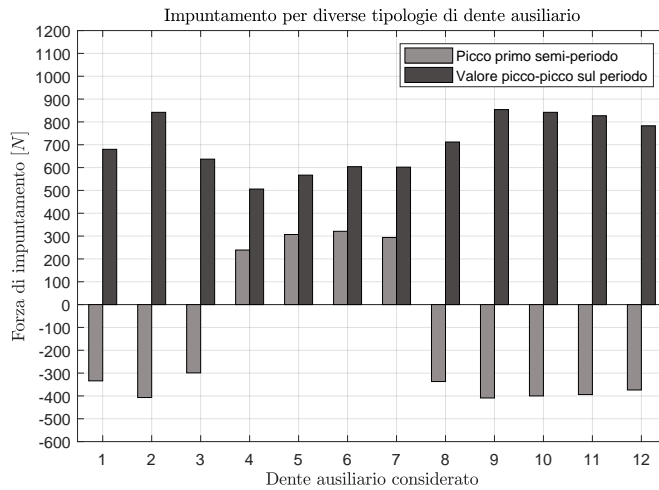


Figura 3.4: Picco del *cogging* per diversi denti ausiliari

Come si vede durante i primi 180° elettrici il picco è negativo fino al dente N° 4, che rappresenta anche la soluzione migliore, rimane positivo fino al dente N°7 per poi mantenersi negativo per le soluzioni successive.

La scelta di far variare l'ampiezza di S_l fino al valore di un passo polare non è casuale, non avrebbe infatti senso provare denti con $S_l > \tau_p$ in quanto l'andamento della forza è periodico anche rispetto a questo parametro geometrico.

La prova si può avere confrontando gli andamenti relativi a $S_l = \tau_p$, ovvero il dente N°12

e quello relativo a $S_l = 2\tau_p$ che, come si vede dal grafico sottostante, sono praticamente coincidenti.

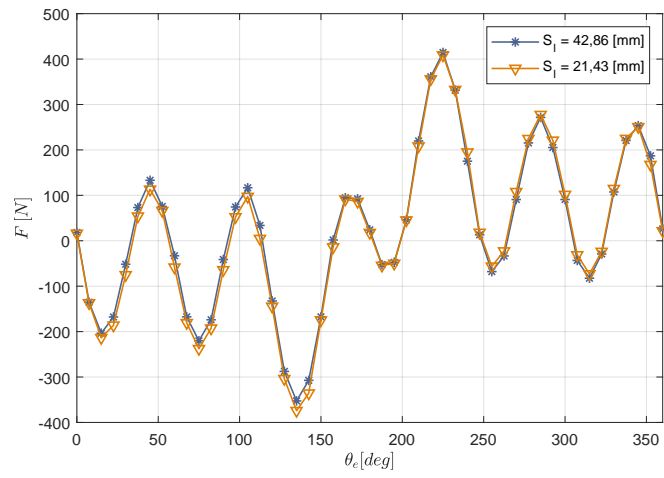


Figura 3.5: Confronto del *cogging* ottenuto con $S_l = \tau_p$ e $S_l = 2\tau_p$

3.1.2 Riduzione dello *slot-effect*

Come spiegato precedentemente un altro aspetto che incide sulla forza di impuntamento è lo *slot-effect*; una soluzione al problema è quella di modificare la geometria delle cave utilizzando slot semichiusi. In questo modo si riduce l'anisotropia al traferro e con essa diminuisce anche l'intensità della forza che si crea dall'allineamento delle cave con le salienze polari poste sulla parte interna del motore.

Analizziamo ora come influisce questa modifica geometrica confrontando la forza di *cogging* con quella che si ottiene con il motore di partenza (ovvero la prova N°1 della tabella 3.1.1). La geometria della cava prima e dopo la modifica è riportata in figura 3.6.

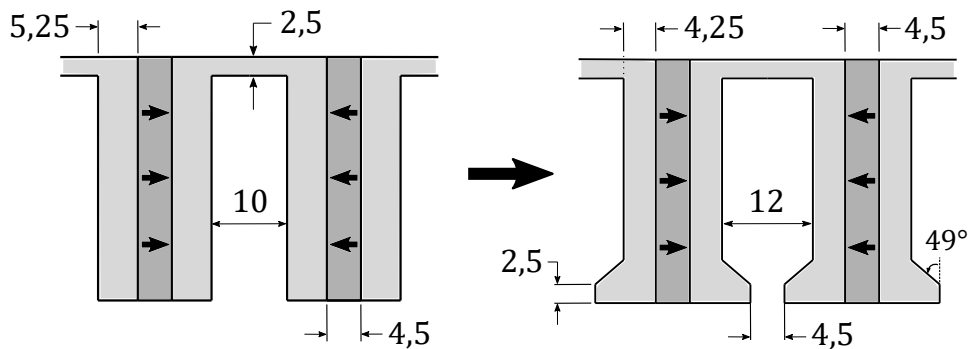


Figura 3.6: Confronto slot FS 12-14 prima e dopo la riduzione dello *slot-opening*

Dalla simulazione agli elementi finiti si è ricavato il seguente andamento della *cogging-force*, che è stato poi sovrapposto a quello relativo alla geometria iniziale e a quello dove si è utilizzato il dente ausiliario con $S_{l_{opt}}$, si ottiene:

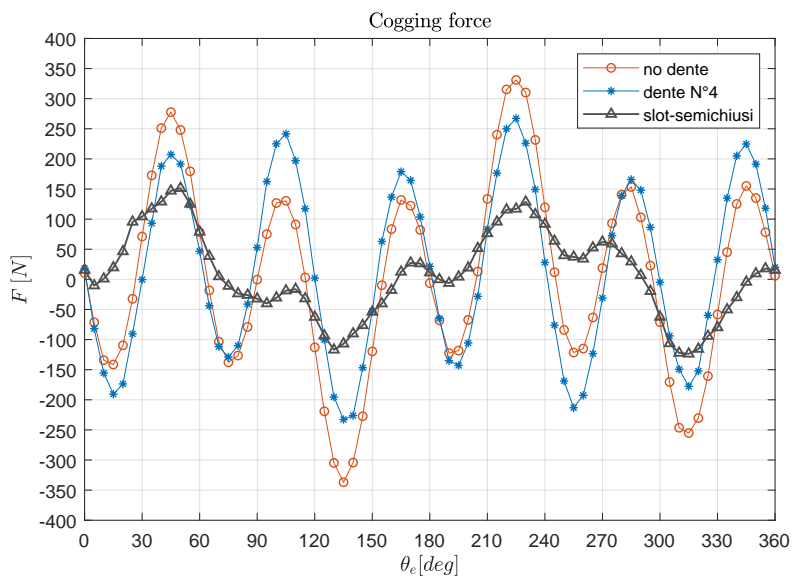


Figura 3.7: Confronto andamento della forza di impuntamento

ANALISI COGGING-FORCE

geometria	max F_{cog} [N]	min F_{cog} [N]	ΔF_{cog} [N]	riduzione %
iniziale	346	-334	680	0
dente N°4	273	-233	506	-25,6%
s.c. slot	151	-124	275	-59,6%

Confrontando i risultati riportati in tabella, si vede che la modifica della geometria delle aperture di cava ha avuto un impatto molto maggiore sulla riduzione della forza di impuntamento rispetto all'aggiunta del dente ausiliario.

Nel paragrafo successivo si vuole concludere l'ottimizzazione del motore andando a ricercare la geometria in grado di massimizzare la forza a carico, su di essa si applicheranno le tecniche appena viste per ridurre al minimo le oscillazioni.

3.2 Analisi parametrica della soluzione FS 12-14

L'ottimizzazione svolta sul motore FS 12-14 ha come obiettivo la ricerca della geometria della macchina in grado di fornire il massimo della forza a carico (assumendo una densità di corrente $J = 5 \text{ A/mm}^2$) mantenendo il *ripple* della stessa minore possibile.

3.2.1 Ottimizzazione parametrica individuale

La prima analisi svolta è stata quella di studiare attraverso una **ottimizzazione parametrica individuale** l'influenza che hanno i parametri geometrici caratteristici della macchina sull'andamento a carico della forza [8]. Facendo riferimento ai dati in figura 3.8 i seguenti parametri sono stati considerati costanti durante l'ottimizzazione:

PARAMETRI COSTANTI DURANTE L'OTTIMIZZAZIONE

Parametro	Definizione
$\tau_p = 21,43 \text{ [mm]}$	<i>passo polare</i>
$\tau_s = 25 \text{ [mm]}$	<i>passo di cava</i>
$g = 1 \text{ [mm]}$	<i>ampiezza del traferro</i>
$\gamma = 45^\circ$	<i>inclinazione dello slot-opening</i>
$b_{tt} = \tau_s/4 = 6,5 \text{ [mm]}$	<i>ampiezza max. dente statore</i>
$b_m = 6,25 \text{ [mm]}$	<i>ampiezza del magnete</i>
$\beta = \arctan(4^\circ)$	<i>inclinazione base del polo rotorico</i>
$h_{th} = 57 \text{ [mm]}$	<i>raggio esterno – raggio albero</i>

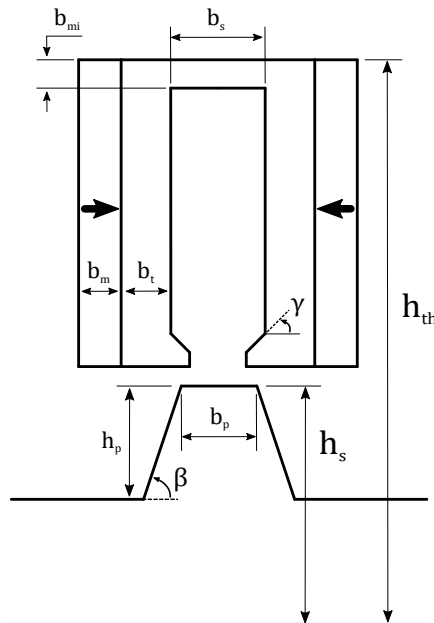


Figura 3.8: parametri geometrici caratteristici

Le variabili dell'ottimizzazione sono riassunte nella tabella sottostante:

VARIABILI GEOMETRICHE DA OTTIMIZZARE

Simbolo	Definizione variabile
1) $A_s (h_s/h_{th})$	<i>Split ratio</i>
2) $b_p_ratio (b_p/\tau_p)$	<i>Stator pole width ratio</i>
3) $h_p_ratio (h_p/h_s)$	<i>Stator pole height ratio</i>
4) $b_{mi_ratio} \left(\frac{b_{mi}}{h_{th}-g-h_s} \right)$	<i>Mover b_{mi} thickness ratio</i>
5) $b_t_ratio (b_t/\tau_s)$	<i>Mover tooth width ratio</i>

Si è supposto di eseguire l'ottimizzazione a partire da una geometria ideale in cui: l'ampiezza del dente di statore b_t , quella della corona di statore b_{mi} e quella del polo rotorico b_p fossero uguali a $b_{tt} = 6,25 [mm]$ e che l'altezza del polo sia $h_p = h_s/2$. Si è quindi proceduto andando ad analizzare singolarmente le 5 variabili geometriche da ottimizzare (mantenendo quindi costanti i parametri non interessati) e al termine di ogni valutazione, si è scelto il valore che massimizza la forza utilizzandolo nell'ottimizzazione del parametro successivo. La sequenza delle variabili geometriche da ottimizzare è quella riportata in tabella, partendo da 1) A_s si arriverà quindi ad ottimizzare 5) b_t_ratio .

Implementazione MATLAB - FEMM

Per poter eseguire il procedimento di ottimizzazione appena descritto è necessario poter variare la geometria del motore a partire dai parametri di progetto, è quindi stato implementato uno *script* Matlab che, interfacciandosi al software utilizzato per le simulazioni agli elementi finiti FEMM 4.2, eseguisse l'**auto-disegno** del motore. In questo modo variando il valore dei parametri di progetto direttamente nello *script*, è possibile ottenere il disegno con simmetria assiale del motore nel software FEMM semplicemente eseguendo il codice Matlab. Le modalità con cui sono state svolte le analisi FEM del motore sono elencate in questo paragrafo:

- Scelta del range di variazione dei parametri da ottimizzare:

$$A_s (h_s/h_{th}) \rightarrow [0, 2 \div 0, 7]$$

$$b_p_ratio (b_p/\tau_p) \rightarrow [0, 1 \div 0, 4]$$

$$h_p_ratio (h_p/h_s) \rightarrow [0, 3 \div 0, 8]$$

$$b_{mi_ratio} \left(\frac{b_{mi}}{h_{th}-g-h_s} \right) \rightarrow [0, 04 \div 0, 25]$$

$$b_t_ratio (b_t/\tau_s) \rightarrow [0, 1 \div 0, 25]$$

- Si procede eseguendo il programma di auto-disegno e si analizza l'andamento della forza a carico al variare del parametro considerato.
- La forza è valutata eseguendo uno *script* MATLAB simile a quelli descritti nel capitolo precedente per la prova a carico, l'unica differenza è il calcolo del valore di picco della corrente che è modificato al variare dell'area della cava per avere i $5 A/mm^2$, si riporta il codice utilizzato:

```

% calcolo area cava
mi_analyze(1);           % analizzo motore "auto-disegnato"
mi_loadsolution;        % apro il post-processor
mo_groupselectblock(11); % seleziono la prima cava
Sslot = mo_blockintegral(5)*10^6; % calcolo area slot in mm^2
mo_clearblock();        % deseleziono l'area

Q =12;                  % numero di cave
ncs=1;                  % conduttore massiccio
kfill=0.45;             % coeff. di riempimento considerato

% calcolo corrente relativa a 5 A/mm^2
Is = Sslot*sqrt(2)*5*kfill;

```

L'oscillazione della forza è valutata su un periodo elettrico (spostamento del motore di τ_p) con un campionamento ogni 12° per un totale di 30 iterazioni.

- Dopo aver ricavato l'andamento della forza per una variazione del parametro considerato pari al range riportato al primo punto, si sceglie il valore che massimizza la forza.
- Si mantiene il valore ottimale per le geometrie successive e si procede all'analisi del parametro successivo.

3.2.2 Risultati ottimizzazione individuale

Si riportano in questo paragrafo gli andamenti del *valor medio* della forza al variare dei 5 parametri da ottimizzare; per ogni andamento trovato è stato scelto il valore che massimizza la forza media (evidenziato con un pallino più scuro nel grafico). In un primo momento non consideriamo il *ripple* della forza, essendo infatti dovuto anche agli effetti di bordo, verrà studiato dettagliatamente in seguito quando si dimensionerà il dente ausiliario andando a svolgere l'analisi sulla geometria finale ottimizzata.

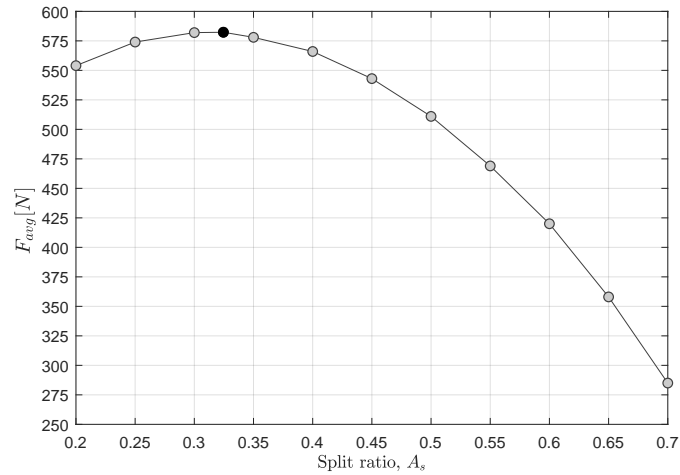


Figura 3.9: variazione valor medio della forza con lo *Split ratio*

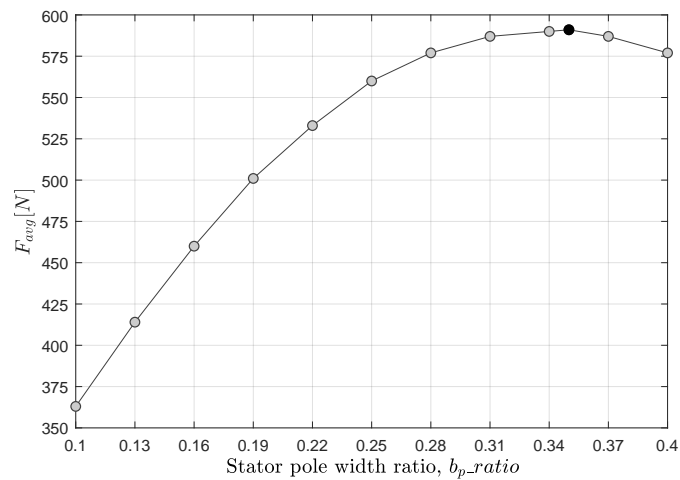


Figura 3.10: variazione valor medio della forza con lo *Stator pole width ratio*

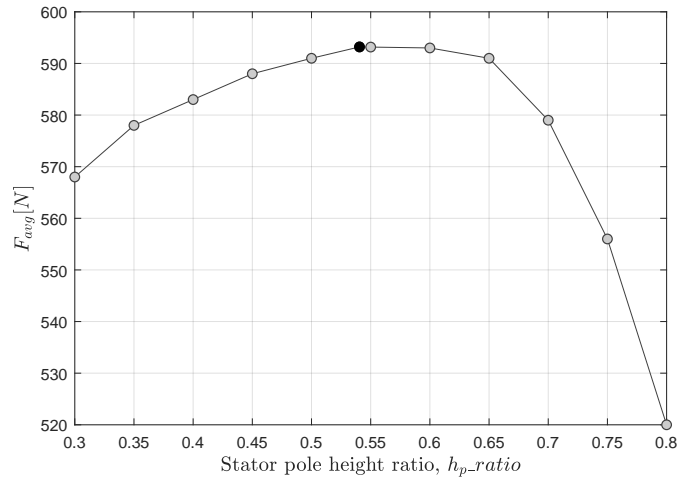


Figura 3.11: variazione valor medio della forza con lo *Stator pole height ratio*

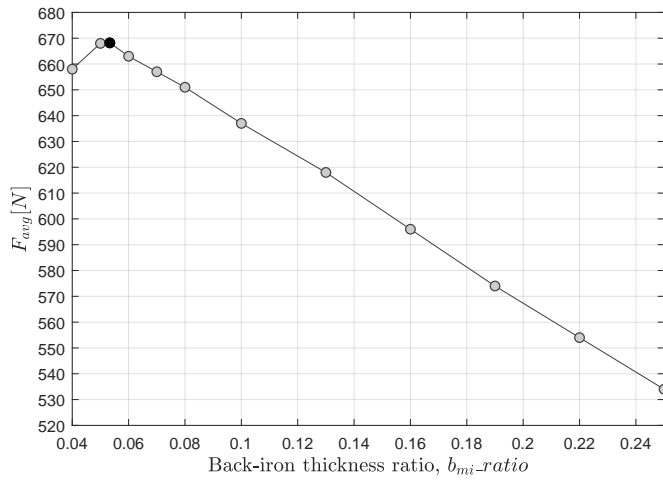


Figura 3.12: variazione valor medio della forza con il b_{mi} *thickness ratio*

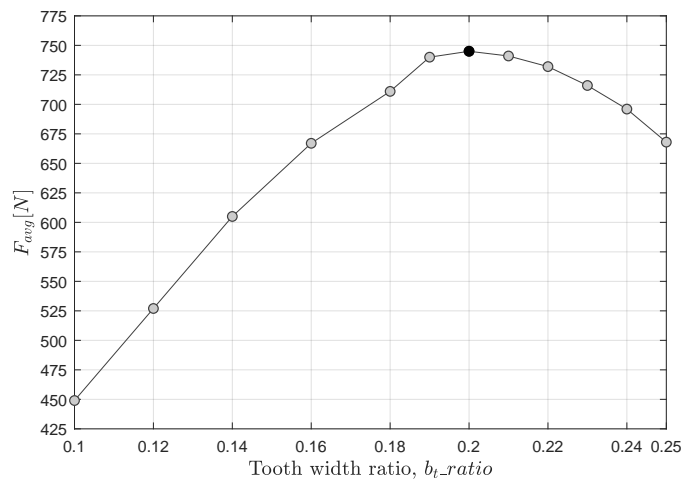


Figura 3.13: variazione valor medio della forza con il *Tooth width ratio*

Si osserva che dopo ogni ottimizzazione parametrica, la forza relativa all'analisi successiva è incrementata e l'andamento relativo al b_t_ratio , analizzato per ultimo, ci fornisce la forza finale che si riesce ad ottenere. Il valore di circa 750 [N] che si desume dalla figura 3.13 è stato però ottenuto mantenendo alcuni parametri costanti durante l'ottimizzazione, in particolar modo l'ampiezza del magnete b_m , che si è deciso di studiare singolarmente una volta scelti gli altri parametri.

Il grafico sottostante mostra l'andamento della forza al variare dell'ampiezza del magnete, mantenendo costante il *passo di cava* τ_s :

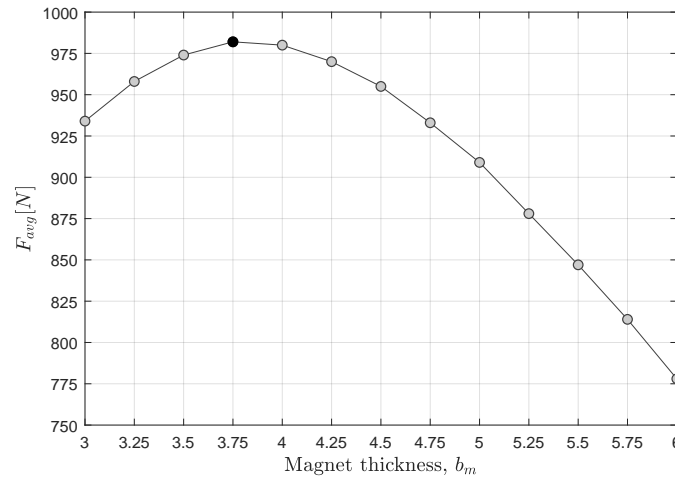


Figura 3.14: Valor medio della forza al variare dell'ampiezza del magnete

Riducendo l'ampiezza da 6,25 [mm] a 3,75 [mm] si ha un incremento notevole della forza che arriva a 982 [N]. I parametri geometrici derivanti dall'ottimizzazione individuale del motore sono quindi riassunti nella tabella sottostante:

RISULTATI DELLA OTTIMIZZAZIONE INDIVIDUALE

Parametro	Valore ottimizzato
1) A_s (h_s/h_{th})	0,325
2) b_p_ratio (b_p/τ_p)	0,35
3) h_p_ratio (h_p/h_s)	0,54
4) b_{mi_ratio} ($\frac{b_{mi}}{h_{th}-g-h_s}$)	0,053
5) b_t_ratio (b_t/τ_s)	0,2
6) b_m	3,75 [mm]

3.2.3 Ottimizzazione globale e confronto

Dopo aver studiato come ogni parametro geometrico incida sull'andamento della forza a carico e aver ricavato una prima geometria ottimizzata del motore, si è deciso di migliorare l'analisi eseguendo una **ottimizzazione parametrica globale** in cui le stesse variabili considerate nel paragrafo precedente vengono modificate contemporaneamente in ogni soluzione geometrica proposta dall'algoritmo di calcolo.

Il procedimento può essere riassunto come segue:

- Si modifica lo script per l'auto-disegno del motore andando a definire come variabili i 5 parametri ottimizzati precedentemente.
- Utilizzando un algoritmo genetico implementato nell'EDLab (Electric Drives Laboratory) dell'Università di Padova, si interfaccia lo script per l'auto-disegno e quello per il calcolo della forza col software agli elementi finiti FEMM in modo che ogni soluzione trovata dall'algoritmo venga disegnata e simulata. L'algoritmo sceglierà le soluzioni successive in base alle funzioni costo da minimizzare andando a modificare i parametri geometrici (i range di variazione sono gli stessi utilizzati nell'ottimizzazione individuale).
- Le funzioni costo scelte come obiettivo della minimizzazione sono: $-|F_{avg}|$, **valore medio della forza**¹ e ΔF_{ripple} , **oscillazione percentuale della forza**.
- Per l'impostazione dell'algoritmo genetico si è scelta una popolazione di $N = 20$ **individui** per un totale di $it_max = 23$ **generazioni**, significa che sono stati provati $it_max + 1 \cdot N = 480$ modelli.
- La forza è calcolata per uno spostamento del *mover* di $\theta_e = 360^\circ$ con step di 30° , in totale si hanno quindi 12 iterazioni per ogni soluzione provata.

A pagina successiva sono presenti i grafici dei risultati ottenuti. Sugli assi sono riportate le 2 funzioni costo oggetto dell'ottimizzazione e gli individui analizzati nelle 23 generazioni considerate sono raffigurati con diversi colori (dal blu delle prime soluzioni provate si arriva al rosso più intenso delle ultime iterazioni).

E' stata riportata una rappresentazione complessiva in figura 3.15 dove si può apprezzare l'efficacia dell'algoritmo che, col crescere delle generazioni, individua un "mix" dei parametri di partenza che consente di ottenere geometrie sempre più vicine a minimizzare le 2 funzioni costo (minimo individuabile nell'origine degli assi del grafico). La figura 3.16 è stata invece inserita per apprezzare un dettaglio delle ultime generazioni.

¹Si massimizzerà il valore medio della forza, ma poichè l'algoritmo prevede la minimizzazione delle funzioni costo inserite, è necessario inserire il segno meno per una corretta valutazione.

Risultati ottimizzazione globale

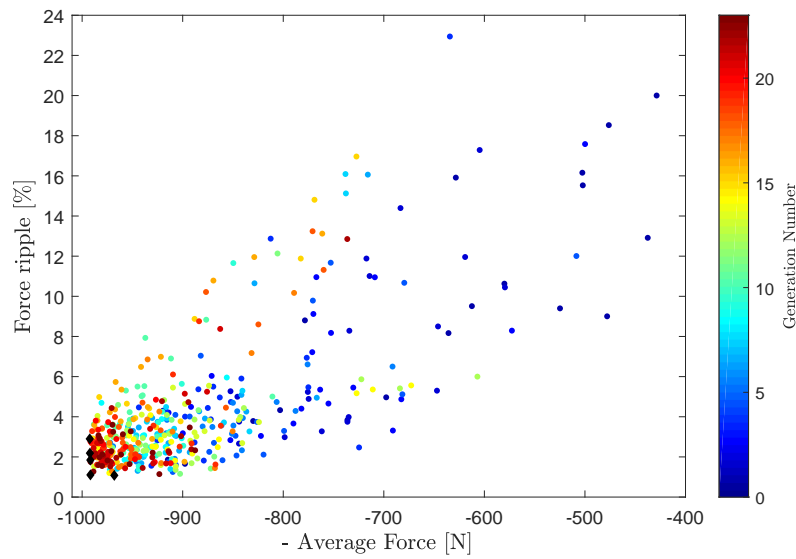


Figura 3.15: Risultati dell'ottimizzazione globale

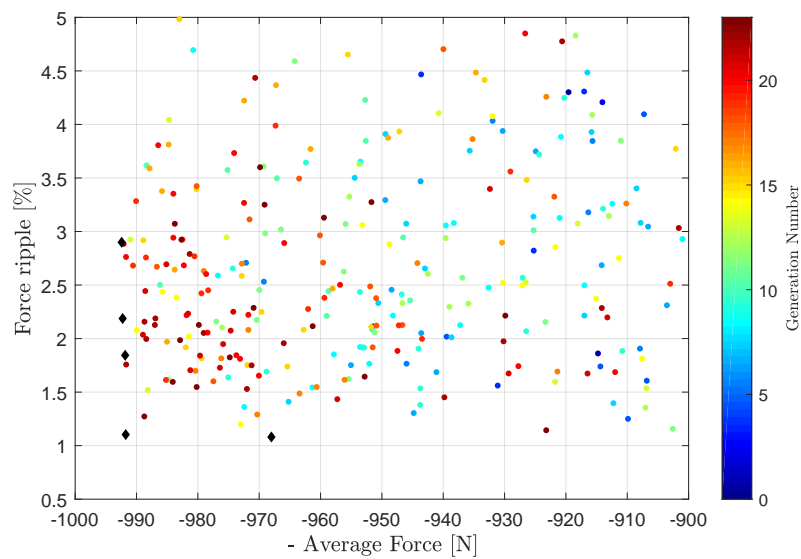


Figura 3.16: Dettaglio delle ultime generazioni analizzate dall' algoritmo genetico

Dalla figura 3.16 si osserva come gli ultimi individui analizzati dall'algoritmo presentano una F_{avg} che raggiunge un limite intorno ai 990 [N] mentre il *ripple* viene via via diminuito fino a valori intorno all'1%. Questo significa che oltre un certo limite la forza diventa indipendente dai parametri considerati che vengono quindi adeguati per cercare di minimizzare anche la seconda funzione costo.

Confronto ottimizzazioni

I risultati relativi all'ottimizzazione globale sono riassunti nella tabella sottostante:

CONFRONTO RISULTATI DELLE DUE OTTIMIZZAZIONI

Parametro	ottimizz. individuale	ottimizz. globale
1) $A_s (h_s/h_{th})$	0,325	0,3366
2) $b_p_ratio (b_p/\tau_p)$	0,35	0,32
3) $h_p_ratio (h_p/h_s)$	0,54	0,5237
4) $b_{mi_ratio} \left(\frac{b_{mi}}{h_{th}-g-h_s} \right)$	0,053	0,0593
5) $b_t_ratio (b_t/\tau_s)$	0,2	0,1863

Prima di verificare gli andamenti ottenuti con le due ottimizzazioni e scegliere la geometria definitiva del motore è necessario apportare alcune modifiche. Con l'ottimizzazione globale, a differenza di quella individuale, non si è tenuto conto di ottenere misure geometriche fabbricabili per le varie parti del motore; si procede quindi a correggere i parametri trovati come segue:

$$A_s (h_s/h_{th}) = 0,3366 \rightarrow h_s = 19,1862 \approx 19,2 [mm] \implies A_s \rightarrow 0,3368$$

$$b_p_ratio (b_p/\tau_p) = 0,320 \rightarrow b_p = 6,857 \approx 6,9 [mm] \implies b_p_ratio \rightarrow 0,322$$

$$h_p_ratio (h_p/h_s) = 0,5237 \rightarrow h_p = 10,055 \approx 10 [mm] \implies h_p_ratio \rightarrow 0,5208$$

$$b_{mi_ratio} \left(\frac{b_{mi}}{h_{th}-g-h_s} \right) = 0,0593 \rightarrow b_{mi} = 2,1822 \approx 2,2 [mm] \implies b_{mi_ratio} \rightarrow 0,0598$$

$$b_t_ratio (b_t/\tau_s) = 0,1863 \rightarrow b_t = 4,6575 \approx 4,7 [mm] \implies b_t_ratio \rightarrow 0,188$$

Per la scelta della geometria da utilizzare per il motore FS 12-14, si esegue il confronto tra gli andamenti a carico della forza (con una densità corrente negli avvolgimenti statorici di $J = 5 [A/mm^2]$) ottenuti attraverso le due ottimizzazioni eseguite.

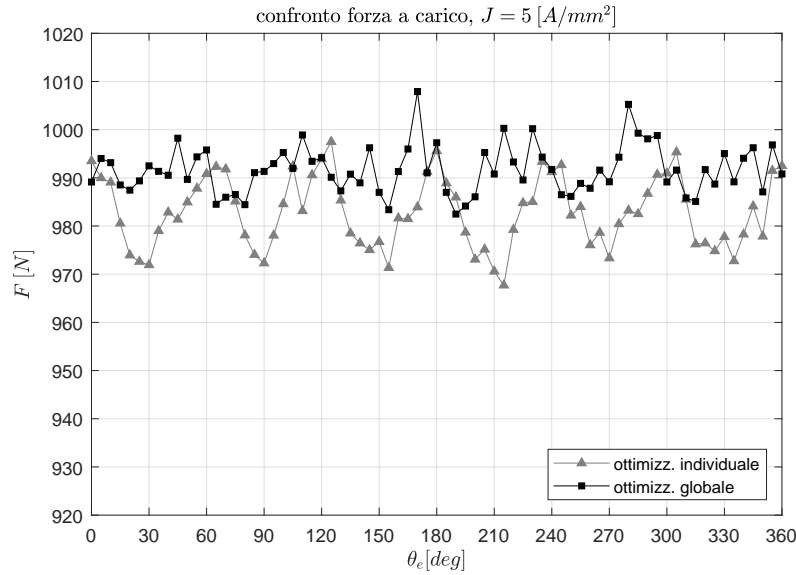


Figura 3.17: Confronto andamenti della forza a carico con le 2 diverse ottimizzazioni

Dalla figura 3.17 si nota che la forza ottenuta utilizzando la geometria relativa all'ottimizzazione globale è maggiore in termini sia di valor medio che di oscillazione %, nella tabella sottostante sono riassunti i valori ottenuti:

CONFRONTO PRESTAZIONI DELLE GEOMETRIE OTTIMIZZATE

	<i>forza a carico</i>			
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple}
ottimizz. individuale	998	968	983	3 %
ottimizz. globale	1008	983	992	2,6 %

Il fatto che l'oscillazione della forza relativa all'ottimizzazione globale sia del 2,6% e quindi maggiore rispetto al valore ottimo individuabile dal grafico 3.16 (dove nella soluzione migliore il *ripple* è di poco superiore all'1%) è dovuto al fatto che per trovare una geometria che fosse fabbricabile sono stati leggermente modificati i parametri trovati attraverso l'algoritmo genetico. Inoltre la figura 3.17 è stata ottenuta con una valutazione della forza ogni 5° sul periodo elettrico e quindi presenta un numero più elevato di dati che portano ad avere una stima più affidabile dell'oscillazione percentuale.

3.3 Studio della cogging-force sulla soluzione ottimizzata

Dopo aver studiato le cause della forza di impuntamento, i metodi per minimizzarla e aver trovato una geometria ottimale per il motore FS 12-14, si vogliono adesso applicare le tecniche viste al paragrafo 3.1 per cercare di ridurre al minimo l'oscillazione della forza a carico.

L'ottimizzazione svolta al capitolo precedente è stata implementata in modo da ricavare una geometria della cava statorica che andasse a massimizzare la forza, in figura 3.18 è raffigurato il dettaglio di un passo di cava.

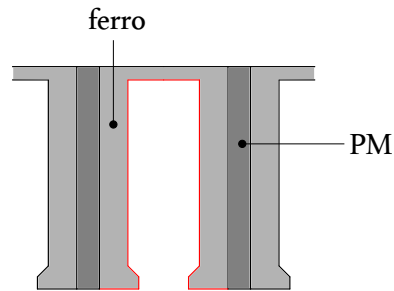


Figura 3.18: Dettaglio della cava statorica del motore ottimizzato

Si osserva che sono già presenti le semi-chiusure degli slot (evidenziati in rosso), ed essendo queste dimensionate per massimizzare la forza, per ridurre l'impuntamento e di conseguenza l'oscillazione a carico della forza, ci si concentrerà direttamente sul dimensionamento del dente ausiliario da aggiungere alle estremità dello statore.

3.3.1 Dimensionamento del dente ausiliario

Rispetto alla analisi preliminare della *cogging-force* fatto sulla soluzione non ottimizzata svolto in precedenza, si va a dimensionare il dente ausiliario attraverso lo studio individuale di tre parametri: L_{ls} , L_{rs} e L_{tt} .

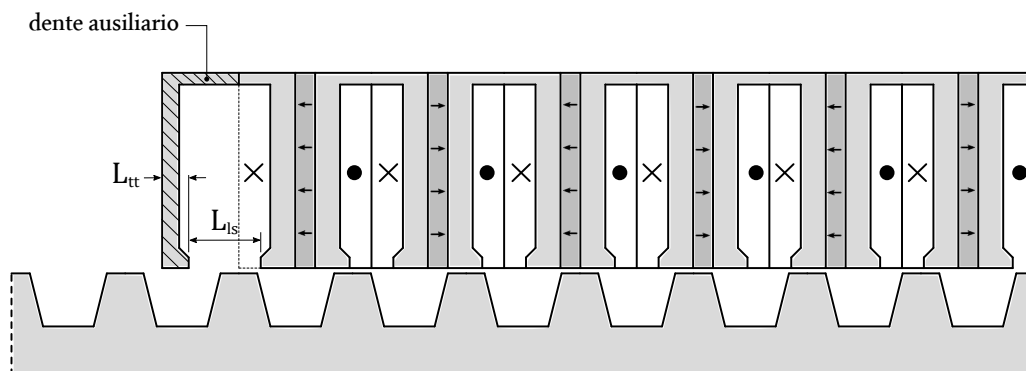


Figura 3.19: Modello motore FS 12-14 con dettaglio del dente ausiliario

In figura 3.19 è possibile osservare graficamente a cosa corrispondano L_{ls} (ampiezza cava del dente ausiliario a sx) e L_{tt} (spessore del dente ausiliario), L_{rs} non visibile in figura indica l'ampiezza della cava del dente ausiliario di destra. Per l'analisi parametrica individuale i valori di L_{ls} e L_{rs} vengono ricavati in funzione dell'ampiezza del semipasso polare $\tau_p = 21,43 [mm]$, in modo da ottenere una trattazione più generale.

Parametro	Range variazione	Valore iniziale
1) $L_{ls_ratio} \left(\frac{L_{ls}}{\tau_p} \right)$	$[0,1925 \div 1,1925]$	0,385
2) $L_{rs_ratio} \left(\frac{L_{rs}}{\tau_p} \right)$	$[0,1925 \div 1,1925]$	0,385
3) $L_{tt} [mm]$	$[4 \div 8]$	6,5

Seguendo la stessa metodologia vista per la scelta dei parametri geometrici del motore, partendo dai valori iniziali riportati in tabella, si varierà un parametro alla volta andando a ricercare il minimo della forza di impuntamento; una volta individuato il valore ottimale del parametro considerato, lo si manterrà costante nell'analisi successiva. Si è scelto di variare L_{ls} e L_{rs} di un'ampiezza pari a $\tau_p = 21,43 [mm]$ in quanto si è visto durante l'analisi della *cogging force* fatta in precedenza che l'andamento risulta periodico e non ha quindi senso ampliare ulteriormente il range dell'analisi.

Risultati analisi FEMM

Si riportano gli andamenti della *cogging force* al variare dei tre parametri considerati:

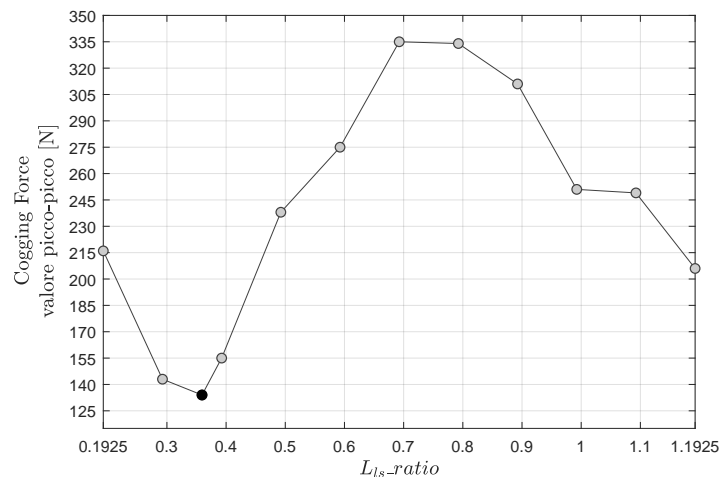


Figura 3.20: Forza di impuntamento al variare dell' L_{ls_ratio}

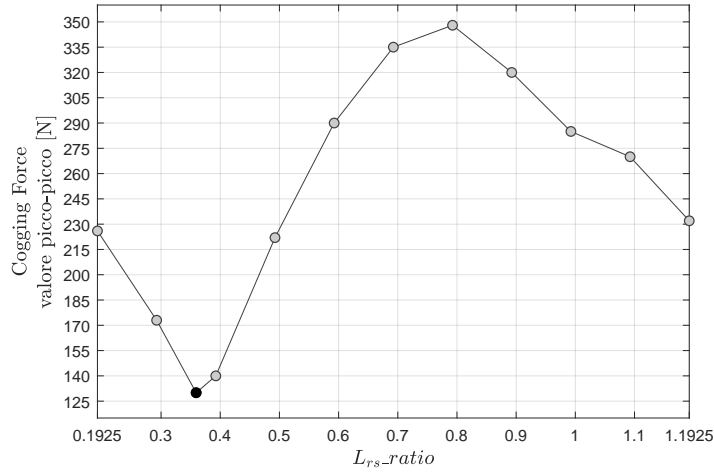


Figura 3.21: Forza di impuntamento al variare dell' L_{rs_ratio}

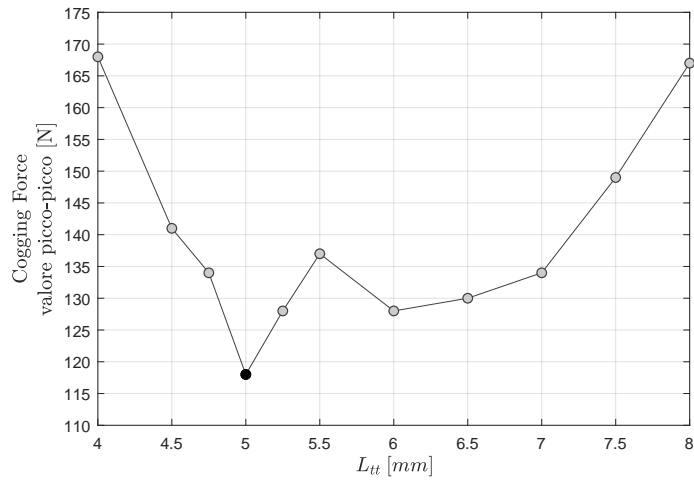


Figura 3.22: Forza di impuntamento al variare di L_{tt}

RISULTATI DEL DIMENSIONAMENTO "INDIVIDUALE"

Parametro	Valore iniziale	Valore finale
1) $L_{ls_ratio} \left(\frac{L_{ls}}{\tau_p} \right)$	0,385	0,3593
2) $L_{rs_ratio} \left(\frac{L_{rs}}{\tau_p} \right)$	0,385	0,3593
3) L_{tt} [mm]	6,5	5

Dai risultati ottenuti si ricava che:

$$L_{ls} = L_{ls_ratio} \cdot \tau_p = 7,7 [mm]$$
$$L_{rs} = L_{rs_ratio} \cdot \tau_p = 7,7 [mm]$$

3.3.2 Confronto impuntamento con e senza dente ausiliario

Si confrontano a questo punto gli andamenti della forza di impuntamento relativi al motore ottimizzato prima e dopo l'aggiunta del dente ausiliario dimensionato nel paragrafo precedente.

Le linee di flusso, dopo aver aggiunto il dente, risultano concentrate molto meglio nel circuito ferromagnetico riducendo la dispersione in aria e quindi migliorando le prestazioni del motore, un dettaglio è riportato in figura 3.23.

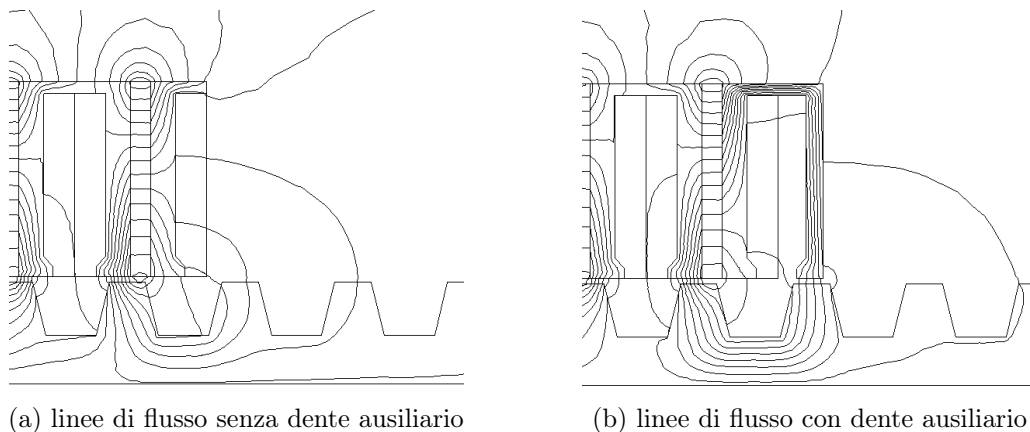


Figura 3.23: confronto linee di flusso sul bordo senza e con dente ausiliario

Per confrontare gli andamenti della forza della *cogging force* è stato utilizzato lo stesso script del paragrafo precedente (dove era stato calcolato l'impuntamento al variare dei parametri geometrici del dente) aumentando il numero di iterazioni nel periodo elettrico da 48 (spostamento di 7.5°) a 72 (corrispondenti a 5°).

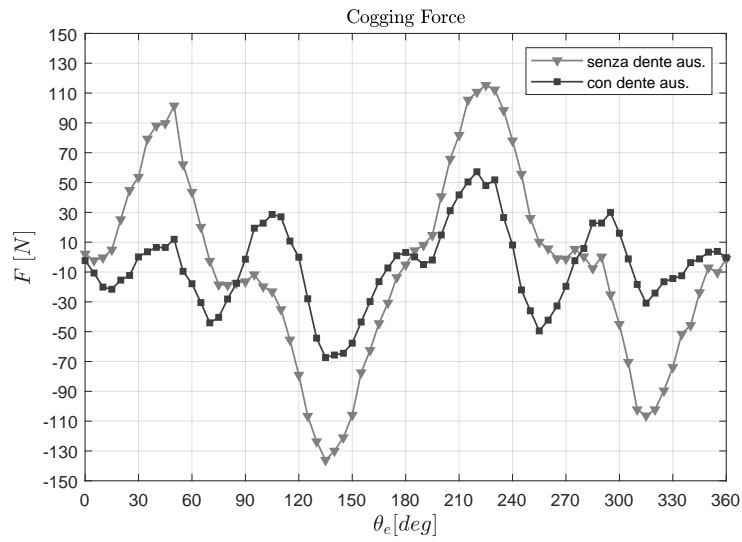


Figura 3.24: Confronto andamenti della *cogging force* prima e dopo l'aggiunta del dente

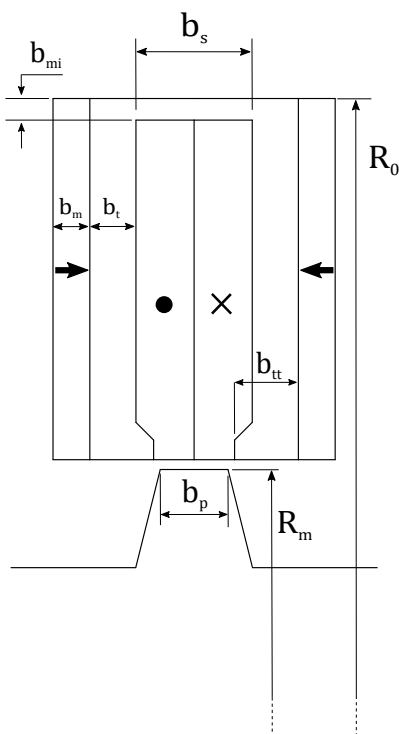
RISULTATI ANALISI FEM

	<i>forza di impuntamento</i>			
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	ΔF_{cogg} [N]	riduzione [%]
senza dente aus.	115	-136	251	/
con dente aus.	57	-67	124	-50,6%

Capitolo 4

Analisi del motore FS 12-14 ottimizzato

Dopo l'ottimizzazione e il dimensionamento del dente ausiliario svolte nel capitolo precedente, prima di procedere con l'analisi, si riportano i valori dei principali parametri geometrici del motore:



DESIGN FINALE FS 12-14

$R_0 = 75$ [mm]	<i>raggio esterno</i>
$R_m = 37,2$ [mm]	<i>raggio interno</i>
$b_p = 6,9$ [mm]	<i>ampiezza salienza polare</i>
$b_t = 4,7$ [mm]	<i>ampiezza del dente</i>
$b_m = 3,75$ [mm]	<i>ampiezza del magnete</i>
$b_{mi} = 2,2$ [mm]	<i>ampiezza back-iron</i>
$b_s = 11,85$ [mm]	<i>larghezza apertura cava</i>
$S_{slot} = 399,6$ [mm ²]	<i>sezione totale cava</i>

Per la configurazione finale del motore *flux-switching* 12-14 è stato realizzato un modello tridimensionale utilizzando il Software di computer grafica 3D Autodesk Maya per apprezzarne al meglio la geometria.

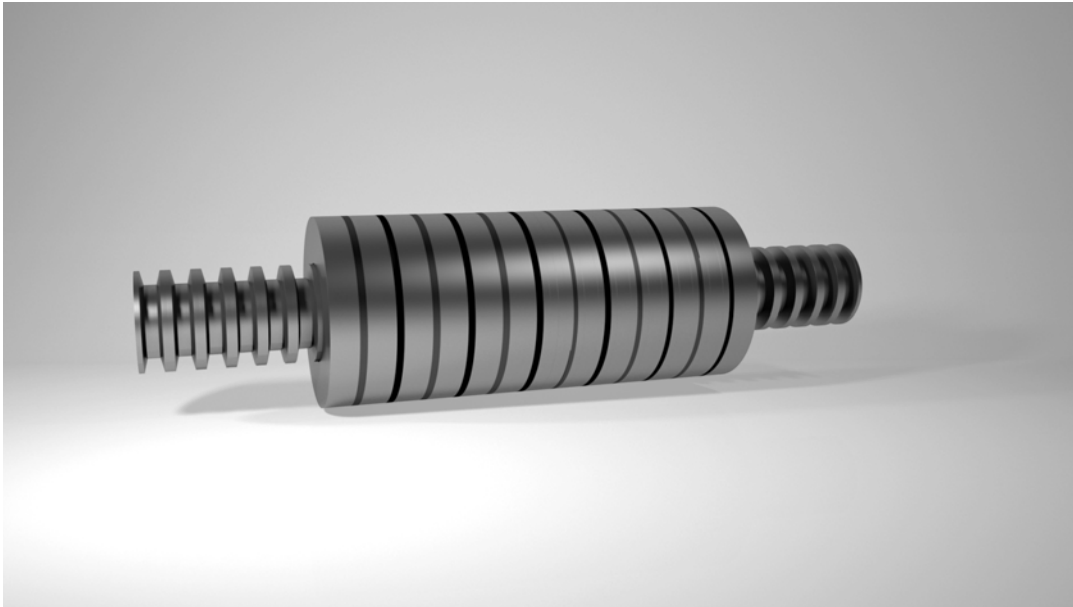


Figura 4.1: Modello tridimensionale in scala del motore FS 12-14

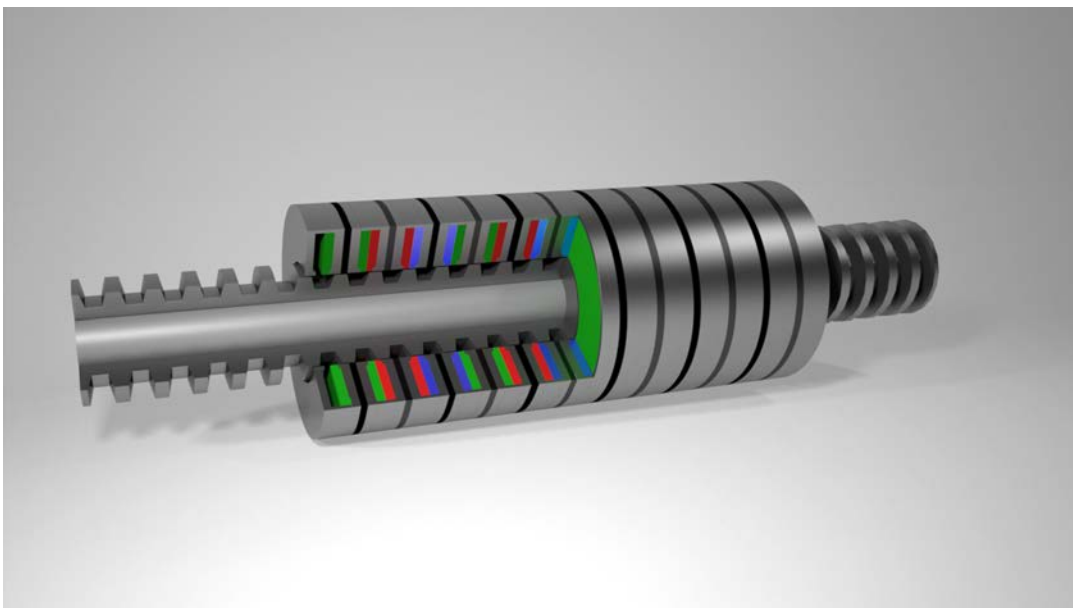


Figura 4.2: Modello tridimensionale sezionato del motore FS 12-14

In figura 4.3 è riportata inoltre la sezione che rappresenta metà del motore ottimizzato che è stata utilizzata per l'analisi agli elementi finiti. La disposizione degli avvolgimenti e la logica con cui sono state svolte le prove tramite il software agli elementi finiti FEMM sono le stesse del motore FS 12-14 (analizzato al capitolo 2).

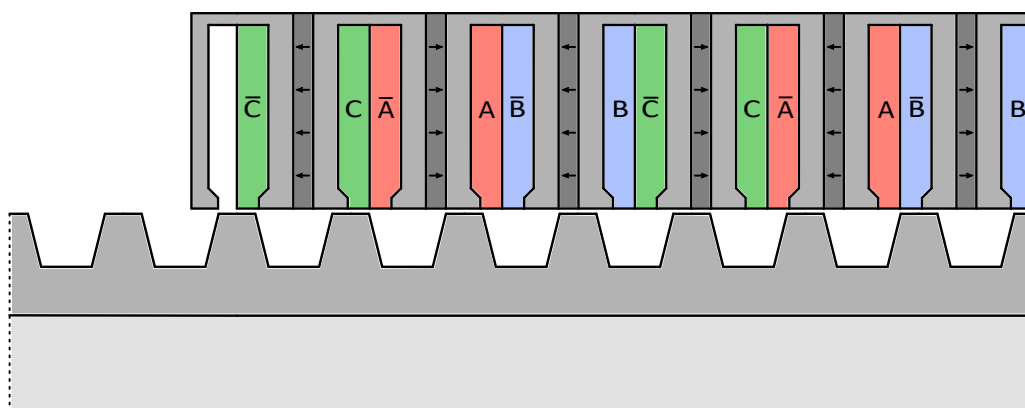


Figura 4.3: Sezione del motore ottimizzato *flux-switching* 12 – 14

4.1 Simulazione a vuoto

Per eseguire la prova a vuoto del motore è stato creato il modello sul software agli elementi finiti e sono state imposte le condizioni al contorno in modo da considerare anche gli effetti di bordo ed avere quindi dei risultati più attendibili. Per farlo è stata utilizzata una semicirconferenza che andasse a racchiudere il motore ed è stata imposta una *condizione di Neumann* omogenea per il potenziale magnetico ($A_z = 0$); questo per creare una regione limite per le linee di flusso all'interno della quale svolgere le analisi elettromagnetiche. In figura 4.4 è possibile apprezzare un dettaglio dell'andamento delle linee di flusso nel circuito magnetico del motore.

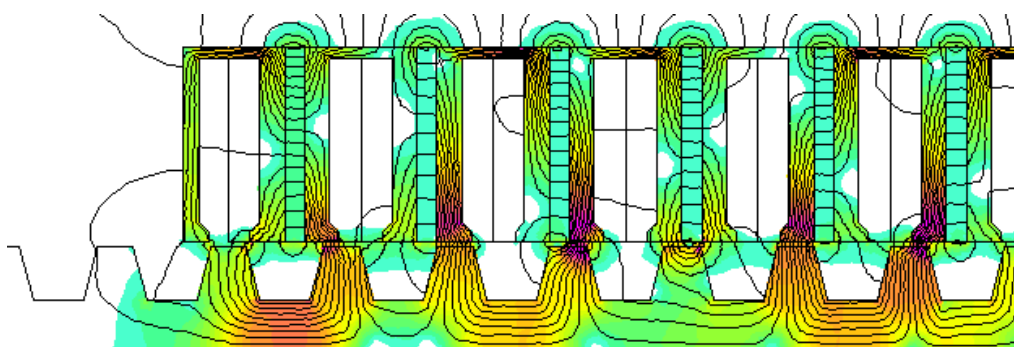


Figura 4.4: Linee di flusso a vuoto del motore ottimizzato

Si nota come a seconda della posizione dei denti di statore rispetto alle salienze polari rotoriche si abbiano zone di concentrazione più o meno elevata dell'induzione magnetica sui denti del motore. Come già osservato nell'analisi della forza di impuntamento, l'aggiunta del dente ausiliario porta un aumento delle linee di flusso che vanno a richiudersi nella zona agli estremi dello statore esterno; questo aspetto vedremo che andrà ad influire nell'andamento dei flussi concatenati con le 3 fasi del motore.

Flussi concatenati a vuoto

Per il calcolo dei flussi concatenati si è utilizzato uno *script* Matlab del tutto simile a quelli utilizzati per la scelta della configurazione del motore migliore, gli andamenti sono relativi ad uno spostamento del *mover* di un passo polare $\tau_p = 21,43 [mm]$ ovvero di un periodo elettrico, il campionamento è stato eseguito ogni $7,5^\circ$.

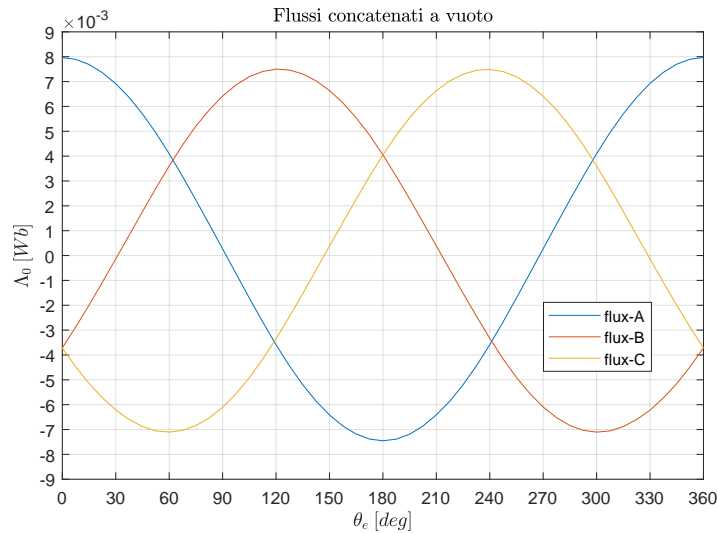


Figura 4.5: Motore FS 12-14 senza dente ausiliario

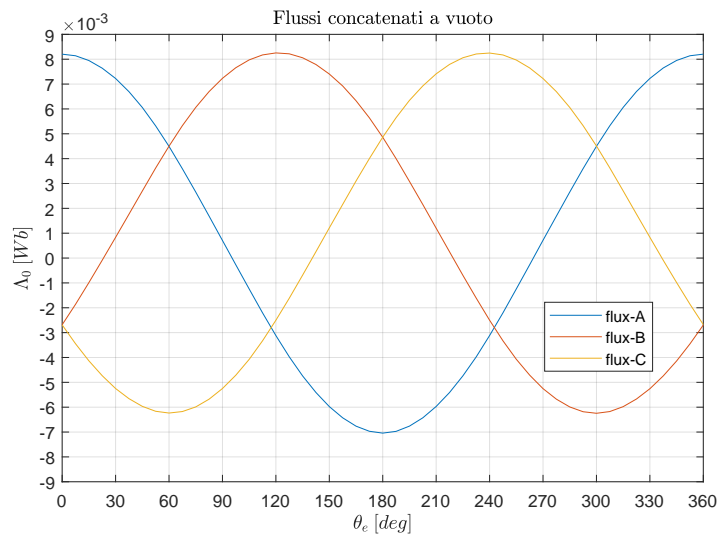


Figura 4.6: Motore FS 12-14 con dente ausiliario

Dagli andamenti dei flussi concatenati a vuoto si apprezza ancora meglio l'effetto dell'aggiunta del dente ausiliario; in particolar modo si nota come le *fasi B e C*, quelle relative agli avvolgimenti degli estremi destro e sinistro del motore, presentino una netta diminuzione del valore di picco negativo del flusso mentre la *fase A*, avendo avvolgimenti che occupano cave in posizioni "interne" dello statore, mantiene un andamento del flusso concatenato pressoché invariato.

Il valore massimo del flusso concatenato a vuoto è pari a:

$$\hat{\Lambda}_0 = 8.2 [mWb]$$

Cogging Force

Si riporta l'andamento della forza di impuntamento sul periodo elettrico.

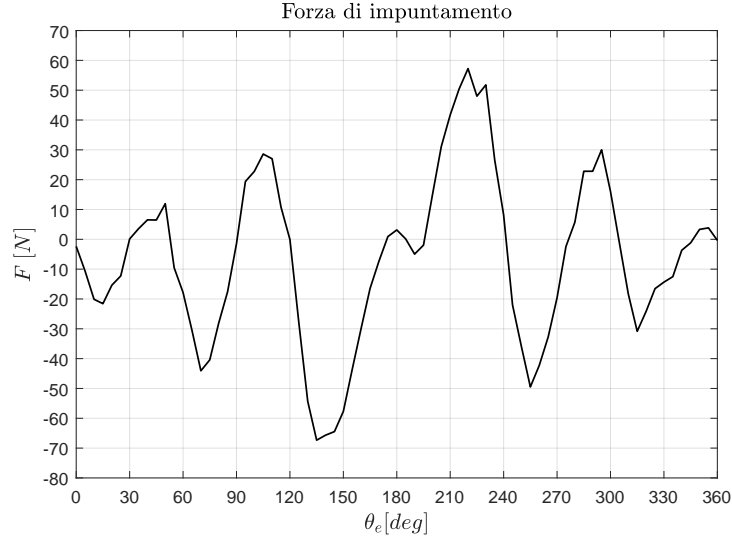


Figura 4.7: Andamento della *cogging-force* nel motore ottimizzato

Come visto alla fine del paragrafo sul dimensionamento del dente ausiliario, grazie alle tecniche costruttive utilizzate per realizzare il motore, la forza di impuntamento presenta un valore *picco-picco* sul periodo elettrico pari a:

$$\Delta F_{cog} = 124 [N]$$

4.2 Simulazione a carico

Per la prova a carico del motore si assume una densità di corrente in cava pari a $J = 5 [A/mm^2]$ e attraverso uno *script* Matlab si impongono le correnti negli avvolgimenti delle tre fasi utilizzando il *sistema di riferimento "d-q"*.

Il valore di picco della corrente di fase sarà pari a:

$$\hat{I}_{slot} = \sqrt{2} \cdot J \cdot k_{fill} \cdot \frac{S_{slot}}{2} = 635 [A]$$

Utilizzando il sistema di riferimento *d-q* è stato ricercato l'angolo di corrente α_i^e che massimizza la forza esercitata dal motore, ovvero la condizione di MFPA, per farlo si è utilizzato un procedimento analogo a quello visto per il motore a magneti permanenti interni analizzato al Capitolo 1.

Ricerca dell' MFPA

Per la ricerca del valore di α_i^e che massimizza la forza a carico, attraverso uno *script* Matlab è stata allineata la *fase-A* del motore con l'*asse-d* e, mantenendo fermo il *mover*, si è variato l'angolo di corrente da 0° a 360° .

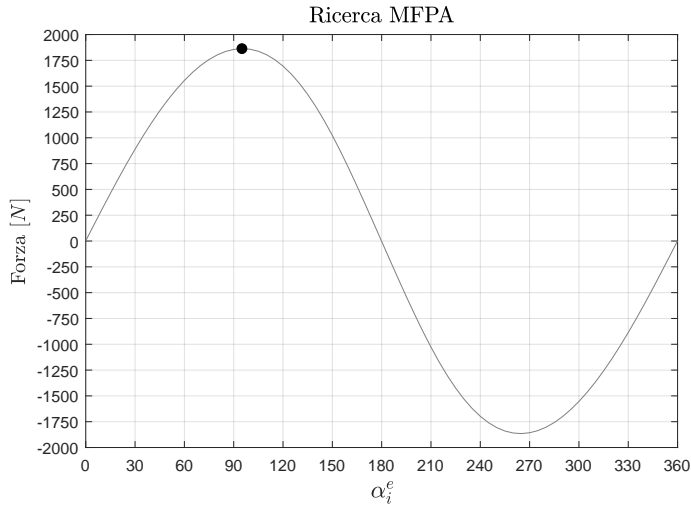


Figura 4.8: Andamento della forza al variare dell'angolo di corrente

L'angolo di corrente necessario a massimizzare la forza e quindi quello che verrà utilizzato per ricavare l'andamento dei flussi concatenati e della forza a carico risulta pari a :

$$\alpha_{i_{opt}}^e = 95^\circ$$

Flussi concatenati a carico

Modificando lo *script* per il calcolo dei flussi concatenati a vuoto, il corrispondente andamento a carico è ottenuto andando ad inserire le correnti negli avvolgimenti impostando l'angolo di corrente α_i^e ricavato al paragrafo precedente.

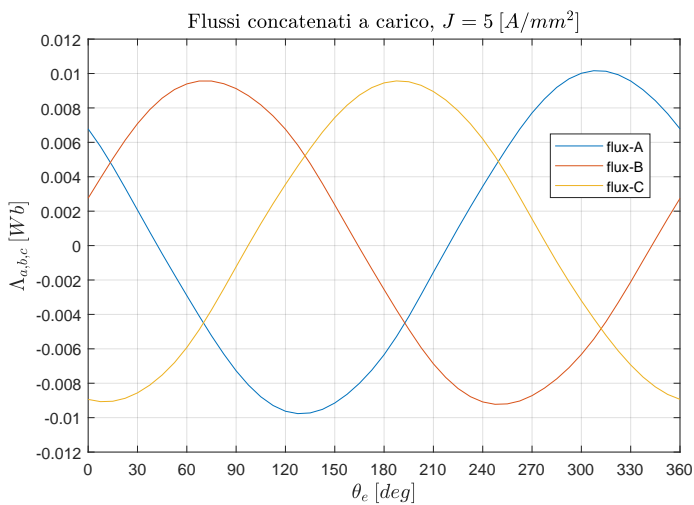


Figura 4.9: Andamento dei flussi concatenati con le 3 fasi a carico

Il valore massimo del flusso concatenato a carico è pari a:

$$\hat{\Lambda}_a = 10,2 [mWb]$$

Forza a carico

Per concludere l'analisi del motore è stata calcolata anche l'oscillazione della forza al variare della posizione del *mover*. Come detto in precedenza la prova è stata eseguita per una densità di corrente di $J = 5 [A/mm^2]$, la valutazione del valore della forza è stata ottenuta attraverso il *tensore degli sforzi di Maxwell* nel software agli elementi finiti FEMM. Si riporta l'andamento della forza ottenuto con questa configurazione finale:

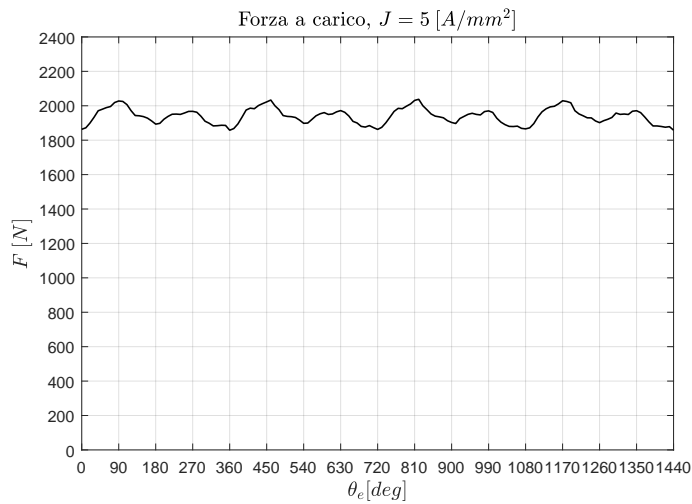


Figura 4.10: Andamento della forza per uno spostamento di 4 periodi elettrici

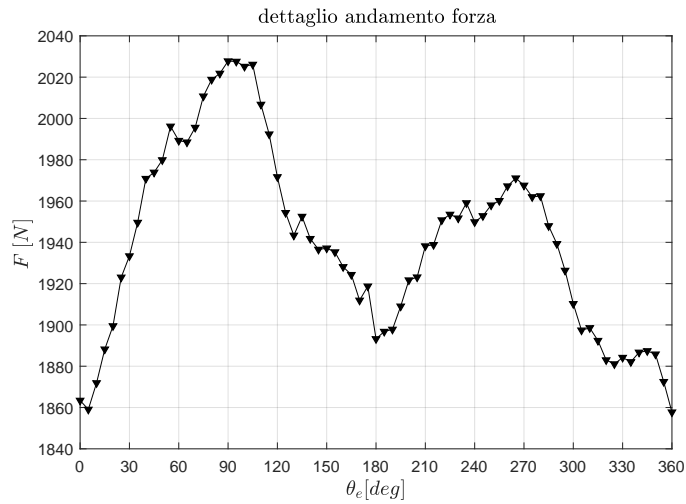


Figura 4.11: Dettaglio su un periodo dell'oscillazione della forza a carico

Si riporta in tabella il confronto tra i risultati ottenuti analizzando il motore con l'ipotesi di lunghezza infinita (e quindi imponendo la periodicità ai segmenti di bordo nel software agli elementi finiti) e quelli relativi allo studio svolto in questo capitolo, dove sono stati considerati gli effetti di bordo e la lunghezza effettiva del motore.

ANALISI CON E SENZA EFFETTI DI BORDO

	<i>forza sviluppata a carico</i>			
	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]
modello ideale FS-1214	2016	1966	1984	2,6%
modello finale FS-1214	2028	1858	1940	9%

La forza a carico relativa all'analisi idealizzata è stata ottenuta prendendo i risultati della prova a carico fatta sulla geometria del motore FS 12-14 derivante dall'ottimizzazione globale (vedi paragrafo 3.2.3) e raddoppiandoli dato che per accelerare le simulazioni era stata eseguita la prova su metà motore. Si osserva che tenendo conto degli effetti di bordo si ha una leggera diminuzione del valor medio della forza a carico e un notevole incremento del *ripple*.

4.3 Analisi delle perdite nel ferro

Si è visto che i motori tubolari di tipo *flux-switching* hanno la caratteristica di avere i magneti permanenti inseriti con polarità alternate tra le cave di statore. Se da un lato questo permette di avere una struttura rotorica semplice in ferro e quindi meccanicamente molto solida, dall'altro si ha una frequenza di variazione del campo magnetico che, se paragonata a quella di un motore tubolare tradizionale a magneti permanenti (a parità di *passo polare* e velocità di traslazione), risulta essere doppia [9]. Come vedremo tra poco, dato che le perdite nel ferro dipendono dalla frequenza dell'induzione magnetica nelle varie parti del motore, si è deciso in questo paragrafo di stimarne l'incidenza andando ad analizzare le prestazioni del motore sostituendo le parti in ferro con un materiale innovativo di tipo SMC (*Soft Magnetic Composite*).

Le perdite nel ferro dipendono essenzialmente da due fenomeni:

1. **Isteresi magnetica:** In presenza di un campo variabile nel tempo è necessaria una certa quantità di energia per consentire le continue variazioni di orientamento dei domini magnetici delle molecole. L'energia per unità di volume necessaria per portare l'induzione, in un determinato materiale, dal valore 0 al valore B è pari a:

$$W = \int_0^B H dB$$

quindi, in un periodo di variazione del flusso, viene dissipata una quantità di energia per unità di volume pari all'area del ciclo d'isteresi, visibile in figura 4.12.

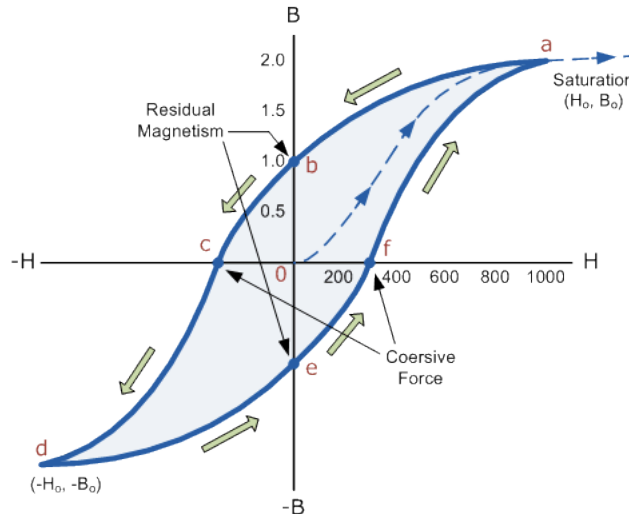


Figura 4.12: Rappresentazione di un ciclo d'isteresi

Per il calcolo delle perdite dovremo quindi conoscere il volume di ferro interessato e quante volte il ciclo è percorso ogni secondo, si ricaveranno quindi il **valore massimo, minimo e la frequenza dell'induzione** nelle diverse parti del motore.

2. **Correnti parassite:** Il materiale ferromagnetico che viene utilizzato per realizzare il nucleo delle macchine elettriche, oltre ad avere una elevata permeabilità, presenta una conducibilità che non è trascurabile. Essendo quindi un materiale conduttivo, quando viene investito da un flusso magnetico variabile nel tempo, si svilupperà una f.e.m. che provocherà la generazione di correnti di circolazione nel motore (dette "eddy current"):

$$e(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \implies i_{eddy}$$

queste provocheranno perdite per effetto Joule che determinano il riscaldamento del nucleo. Tali perdite dipendono dal **quadrato della frequenza (f^2)** e del **valore di picco dell'induzione (B^2)**.

Per limitare questo effetto nei motori convenzionali si adottano le seguenti tecniche:

- Si aumenta la resistività del nucleo ferromagnetico aggiungendo silicio (in percentuali che vanno dall'1 al 3%, in quanto rende più fragile il materiale);
- Si utilizzano lamierini isolati tra loro con apposite vernici per il nucleo in modo da non avere una struttura massiccia e contenere le correnti parassite.

4.3.1 Materiali SMC (Soft Magnetic Composite)

Il problema con i motori lineari di tipo tubolare è che l'andamento delle linee di flusso nel nucleo ferromagnetico non consente l'utilizzo di laminazioni convenzionali per ridurre le perdite per correnti parassite. Una soluzione è quella di utilizzare per la realizzazione del nucleo i cosiddetti *Soft Magnetic Composite* (SMC), la realizzazione di questi particolari materiali parte da particelle di polvere ferromagnetica che vengono rivestite da un sottile "film" isolante (hanno dimensioni comprese tra 50 e 400 μm), si vanno quindi a compattare per ottenere un materiale massivo che viene poi trattato termicamente.

Somaloy 700HR 5P

Per il motore analizzato è stato scelto di sostituire il ferro utilizzato per le prove finora riportate con un materiale SMC sviluppato dalla Hogan; dal catalogo si è deciso di utilizzare il *Somaloy 700HR 5P* poichè presenta le migliori caratteristiche elettromagnetiche in termini di riduzione delle correnti parassite. I data sheet sono riportati in appendice 5.2.1, mentre in figura 4.13 è rappresentata la curva di magnetizzazione utilizzata nel software per l'analisi agli elementi finiti FEMM.

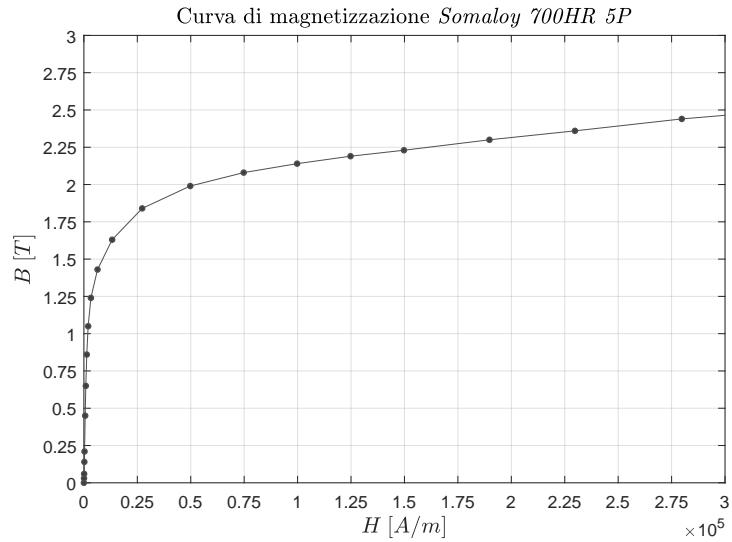


Figura 4.13: Curva di magnetizzazione del materiale SMC

Se la forma d'onda dell'induzione magnetica è alternata, con valore di picco pari a B [T] e frequenza f [Hz] allora le perdite specifiche nel ferro possono essere calcolate attraverso la formula di *Steinmetz* come:

$$p_{sp,fe} = k_{hy} \cdot f \cdot B^\alpha + k_{ec} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad \left[\frac{W}{kg} \right] \quad (4.1)$$

$$k_{hy} = 0,063 \quad \rightarrow \text{coeff. isteresi}$$

$$k_{ec} = 0,000027 \quad \rightarrow \text{coeff. correnti parassite}$$

$$\alpha = 1,75 \quad \rightarrow \text{coeff. che dipende dal materiale}$$

Si osserva che solitamente quando si utilizzano lamierini i coefficienti k_{hy} e k_{ec} rappresentano la proporzionalità con cui vanno ripartiti i due termini di perdita rispetto alle perdite specifiche totali (solitamente $k_{hy} = 0,7$ e $k_{ec} = 0,3$), nel nostro caso, il produttore del materiale SMC ha fornito direttamente i coefficienti da utilizzare (vedi appendice **A**) e per il calcolo sarà quindi sufficiente ricavare gli andamenti dell'induzione nelle varie parti del motore.

4.3.2 Andamento delle forme d'onda dell'induzione

Per la determinazione delle forme d'onda dell'induzione si è utilizzato il modello del motore analizzato in precedenza e sono state sostituite le parti in ferro con il materiale SMC *Somaloy 750HR 5P*, aggiunto alla libreria del software FEMM.

Valutazione preliminare

Dall'analisi svolta ad inizio capitolo si è visto che il flusso concatenato dagli avvolgimenti è di forma d'onda circa sinusoidale con periodo pari a $\tau_p = 21,43 [mm]$, prima di andare a vedere se anche nei denti e nella corona di statore si abbiano forme d'onda alternate con tale periodicità osserviamo l'evoluzione delle linee di campo a vuoto in un dente del motore durante una traslazione pari a τ_p :

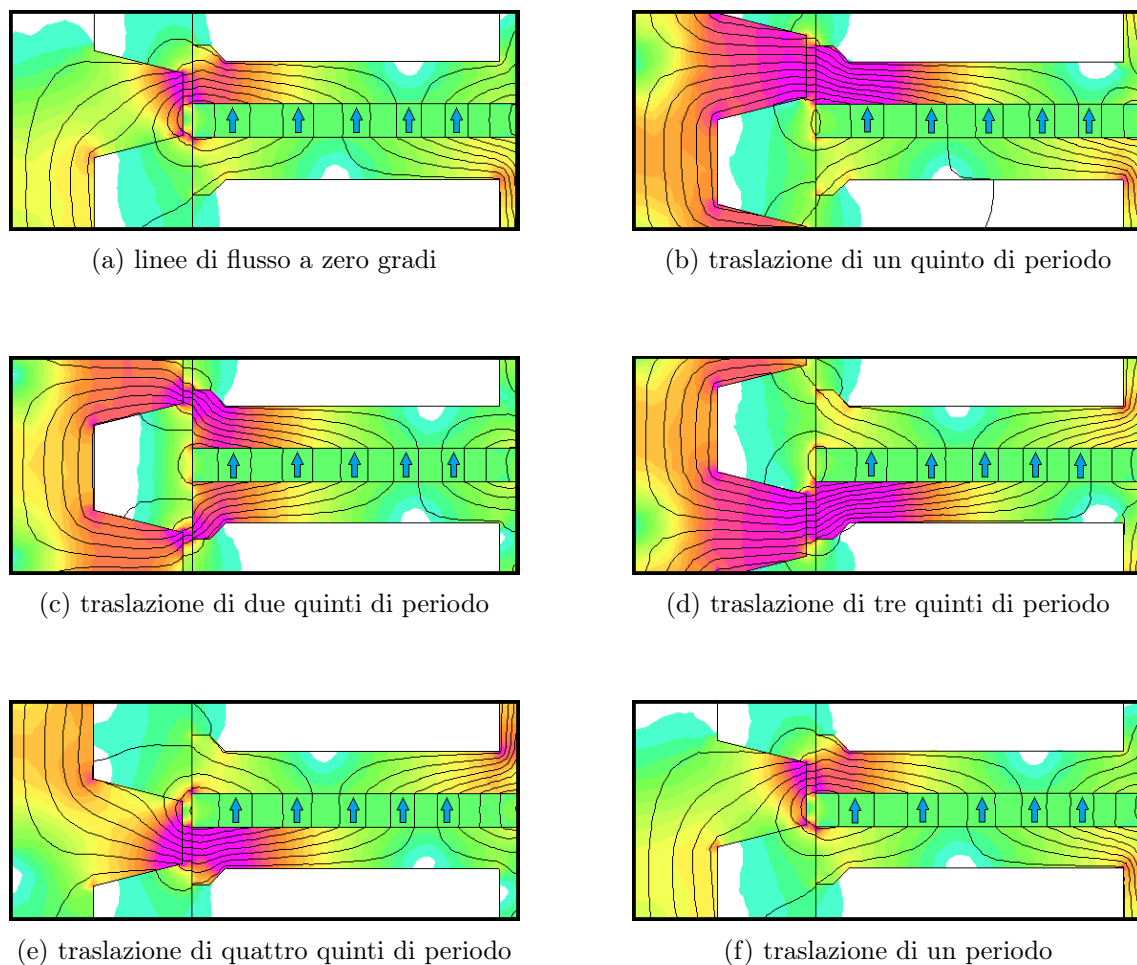


Figura 4.14: Variazione del flusso con una traslazione del motore di un periodo elettrico

Dalla figura 4.14 si osserva molto bene come durante uno spostamento del motore di un passo polare, le linee di flusso nelle due parti del dente a contatto col magnete (la cui polarità è evidenziata dalle frecce in figura) non siano uniformi ed è quindi necessario studiare separatamente l'oscillazione dell'induzione magnetica in diverse zone del dente, lo stesso vale per il polo rotorico, il calcolo è approfondito nel paragrafo seguente.

Calcolo delle induzioni a carico

Per determinare l'andamento delle forme d'onda sono state utilizzate simulazioni magnetostatiche FEMM comandate attraverso appositi *script* Matlab i cui passaggi principali sono riportati in seguito:

- Si impostano i parametri della macchina (numero di slot, matrice di cava, ecc.) come per la prova a carico e si allinea l'*asse-d* con l'asse relativo alla *fase-a*;
- Attraverso un ciclo *for* si fa traslare il *mover* di un periodo elettrico sincronizzando la corrente di fase;

```
kk=0;
for i = 0:1:48
    thetame = i*(pi/24);
    kk = kk + 1;

alphaie=(pi*(95/180)); %alphaie in radianti (MFPA)

Id=Is*cos(alphaie); %corrente asse d
Iq=Is*sin(alphaie); %corrente asse q

[ia,ib,ic] = fun_dq2abc(Id,Iq,thetame); %trasformazione dq - abc

%impongo correnti negli avvolgimenti
for iq = 1:Qs
    Islot = ncs*( ia*ka(iq) + ib*kb(iq) + ic*kc(iq) );
    mi_modifycircprop(['In', num2str(iq)], 1, Islot);
end
```

- Dopo aver definito le zone in cui si vuole calcolare l'induzione inserendo le coordinate dei punti del modello all'interno dello script, ad ogni iterazione si effettua il calcolo del valor-medio di B lungo le traiettorie definite dai punti. Per il calcolo si utilizza il comando FEMM *mo_lineintegral(0)*.

```
if i==0
mi_analyze(1); % analyze the model
mi_loadsolution; % open the post-processor

%calcolo induzione nel tratto 11'
mo_addcontour(x1,y1);
mo_addcontour(x2,y2);
Bn1a = mo_lineintegral(0);
mo_clearcontour();

%calcolo induzione nel tratto 22'
mo_addcontour(x3,y3);
mo_addcontour(x4,y4);
Bn1b = mo_lineintegral(0);
mo_clearcontour();

...
```

- Infine si rappresenta per ogni zona considerata l'andamento dell'induzione al variare della posizione del motore.

4.3.3 Dente di statore

Le zone scelte per la valutazione degli andamenti del flusso magnetico nel ferro dello statore sono individuate dai segmenti riportati in figura 4.15:

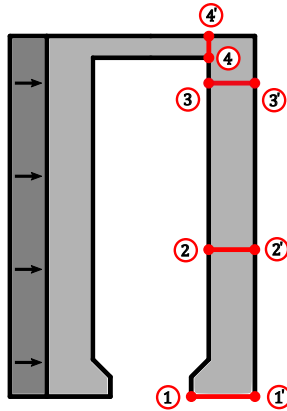


Figura 4.15: Rappresentazione delle sezioni statoriche dove è stata calcolata l'induzione

sezione 1-1' (prossima al traferro)

Tramite lo script descritto precedentemente si ricava l'andamento dell'induzione nella sezione del dente prossima al traferro:

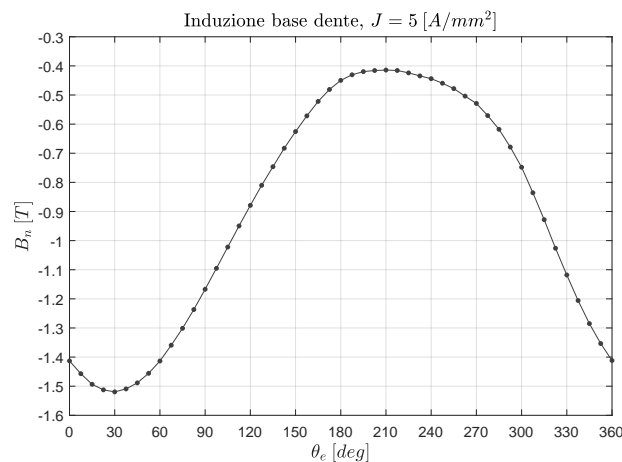


Figura 4.16: Andamento di B_{avg} sezione 1-1'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = -0,4143 [T]$
- $B_{min} = -1,519 [T]$
- $B_{avg} = -0,9043 [T]$

Si osserva che la forma d'onda dell'induzione ha una periodicità pari a uno spostamento di τ_p ovvero $\theta_e = 360^\circ$ ma oltre a non essere alternata presenta anche un contenuto armonico che non si può trascurare, si riporta quindi anche la scomposizione armonica in serie di Fourier dell'induzione che verrà poi utilizzata per il calcolo delle perdite specifiche.

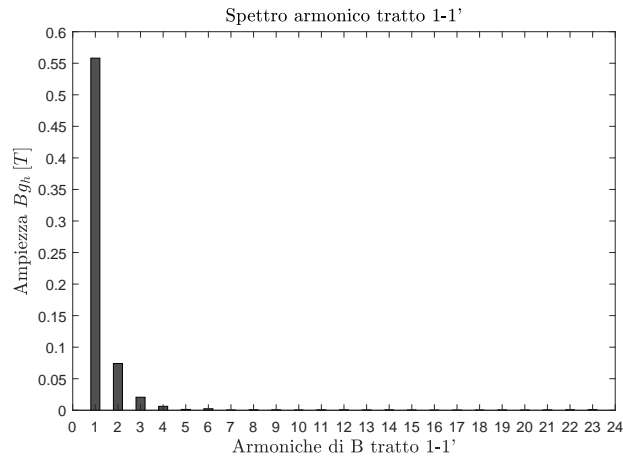


Figura 4.17: FFT di B_{avg} nella sezione 1-1'

sezione 2-2' (a metà del dente statorico)

Si utilizza lo stesso procedimento per tutte le sezioni:

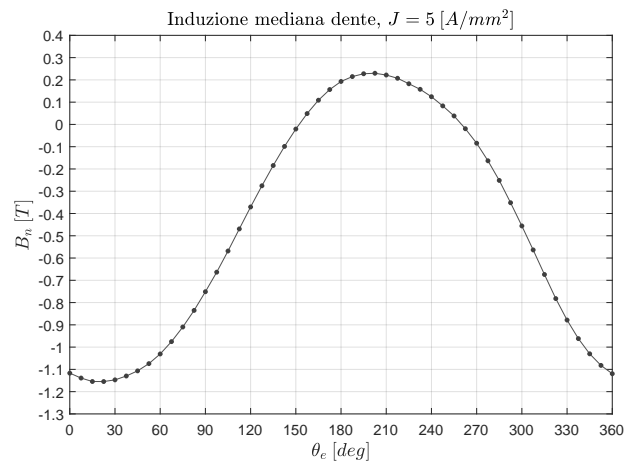


Figura 4.18: Andamento di B_{avg} sezione 2-2'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 0,2298$ [T]
- $B_{min} = -1,155$ [T]
- $B_{avg} = -0,4571$ [T]

Si osserva che la forma d'onda dell'induzione anche in questo caso ha una periodicità pari a uno spostamento di τ_p ovvero $\theta_e = 360^\circ$ e vedremo che sarà così in tutte le sezioni statoriche considerate.

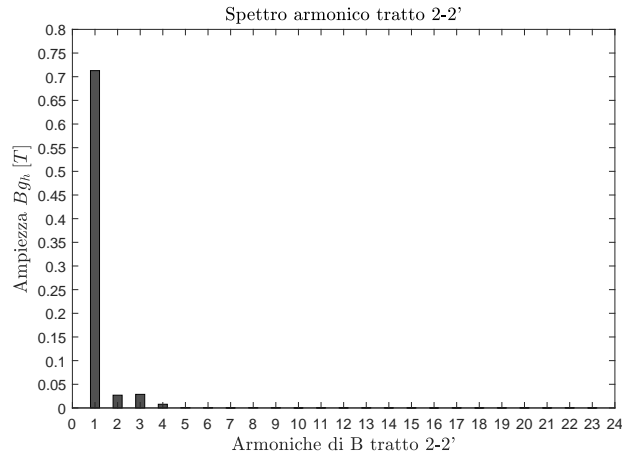


Figura 4.19: FFT di B_{avg} nella sezione 2-2'

sezione 3-3' (in prossimità della corona)

L'andamento dell'induzione nella sezione prossima alla corona è il seguente:

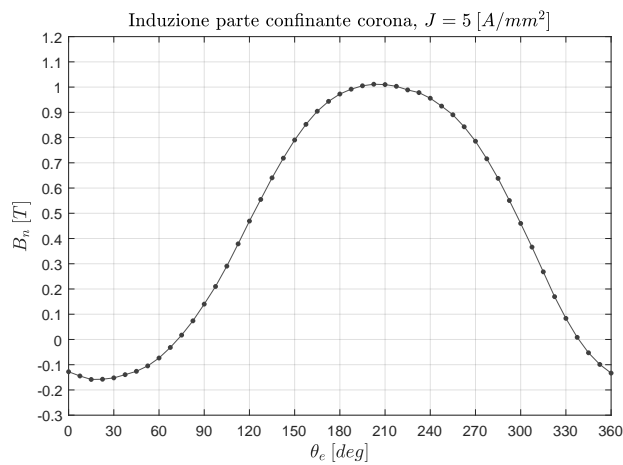


Figura 4.20: Andamento di B_{avg} sezione 3-3'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 1,011 [T]$
- $B_{min} = -0,1585 [T]$
- $B_{avg} = 0,4307 [T]$

Si osserva che la forma d'onda dell'induzione risulta essere molto meno distorta rispetto al tratto affacciato al traferro.

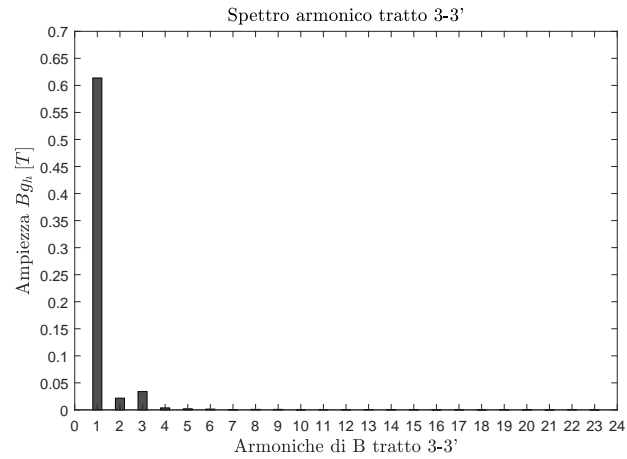


Figura 4.21: FFT di B_{avg} nella sezione 3-3'

sezione 4-4' (corona di statore)

L'andamento dell'induzione nella sezione prossima alla corona è il seguente:

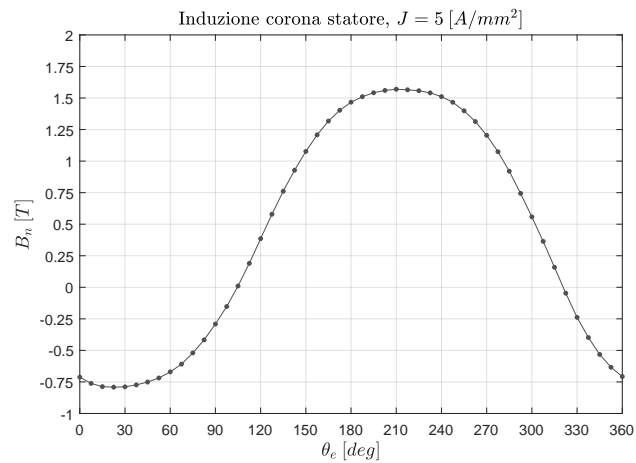


Figura 4.22: Andamento di B_{avg} sezione 4-4'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 1,569 [T]$
- $B_{min} = -0,7913 [T]$
- $B_{avg} = 0,3996 [T]$

Si riporta anche la scomposizione armonica:

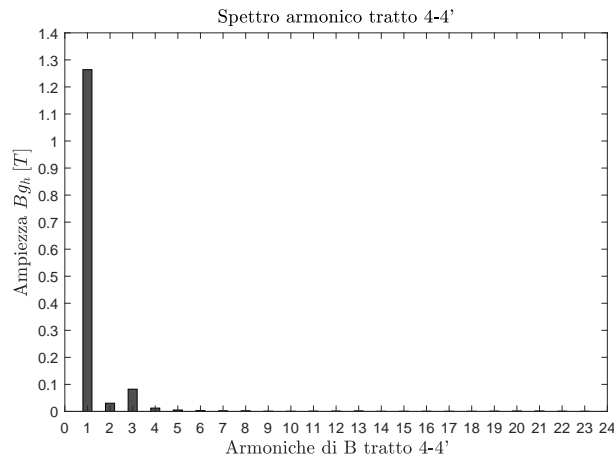


Figura 4.23: FFT di B_{avg} nella sezione 4-4'

Per il dente di sinistra riportato in figura 4.15, è stato ripetuto il procedimento appena visto per ricavare anche qui gli andamenti dell'induzione. I risultati ottenuti sono praticamente uguali e sono stati considerati solamente per avere un calcolo più accurato delle perdite nel ferro che faremo in seguito.

4.3.4 Dente di rotore

Per il calcolo dell'induzione e degli andamenti relativi nelle salienze polari e nella corona di rotore è stato utilizzato un procedimento analogo a quello visto per lo statore, le zone scelte per l'analisi sono riportate in figura 4.24.

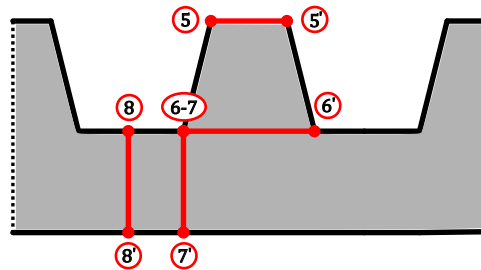


Figura 4.24: Rappresentazione delle sezioni rotoriche dove è stata calcolata l'induzione

A differenza di quanto visto per lo statore, nei denti di rotore si ha la certezza che le forme d'onda dell'induzione siano alternate. Questo è dovuto al fatto che, durante la traslazione del *mover* come si vede in figura 4.14, la salienza polare vede l'alternarsi della direzione delle linee di campo magnetico.

Un aspetto da tenere in considerazione è che ci si attende una variazione del periodo delle forme d'onda dell'induzione, infatti il polo rotorico risulterà investito dalla stessa *flux-density* dopo una traslazione del motore di 2 *slot pitch*:

$$2 \cdot \tau_s = 2 \cdot \frac{150}{6} = 50 [mm]$$

a questa distanza dovrebbe quindi corrispondere il periodo delle forme d'onda a rotore, che risulterebbe quindi più che raddoppiato rispetto a quello di statore (pari a $\tau_p = 21,43mm$).

sezione 5-5' (prossima al traferro)

Lo script Matlab utilizzato per il calcolo degli andamenti dell'induzione nel ferro del rotore è del tutto simile a quello utilizzato per l'analisi dello statore, l'unica differenza è la traslazione del *mover* che viene fatto scorrere per $2 \cdot \tau_s = 50 [mm]$ e non per un periodo elettrico come nel caso precedente. Si ricavano le seguenti forme d'onda

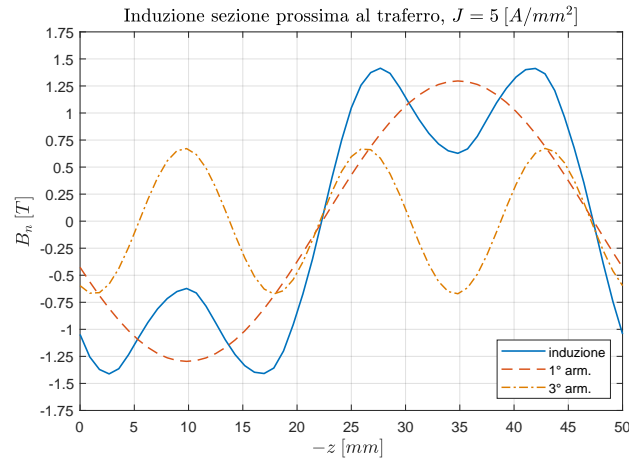


Figura 4.25: Andamento di B_{avg} sezione 5-5'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 1,413 [T]$
- $B_{min} = -1,413 [T]$
- $B_{avg} = 0 [T]$

Si osserva che la forma d'onda dell'induzione come ci si aspettava ha una periodicità pari a uno spostamento di $50 [mm]$ del motore ed è alternata. Si nota però un'alterazione armonica molto più evidente rispetto a prima, in particolare il contributo della terza armonica (riportata in figura 4.25) non può essere trascurato per non sottostimare le perdite specifiche nel ferro.

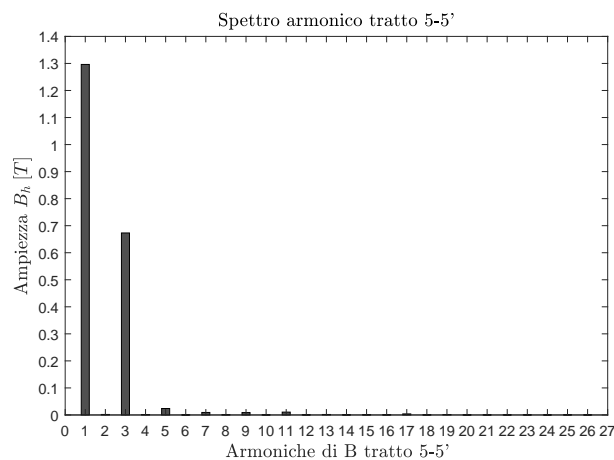


Figura 4.26: FFT di B_{avg} nella sezione 5-5'

sezione 6-6' (base del polo rotorico)

L'andamento dell'induzione alla base del polo rotorico è il seguente: L'induzione assume i

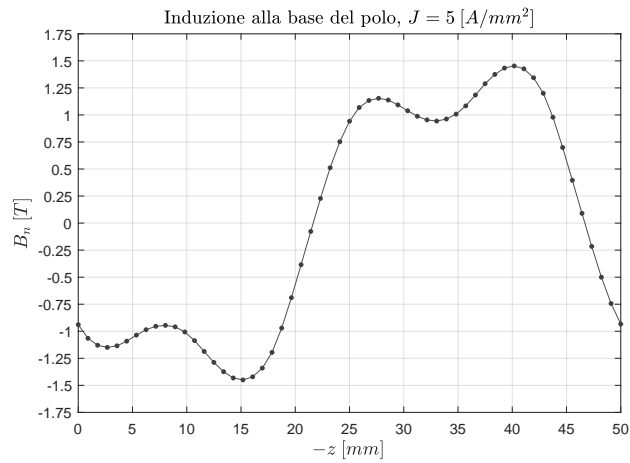


Figura 4.27: Andamento di B_{avg} sezione 6-6'

seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 1,45 [T]$
- $B_{min} = -1,45 [T]$
- $B_{avg} = 0 [T]$

Anche in questo caso si nota come a rotore l'induzione presenti un contenuto armonico molto elevato, si riporta anche la scomposizione di Fourier relativa a questa zona:

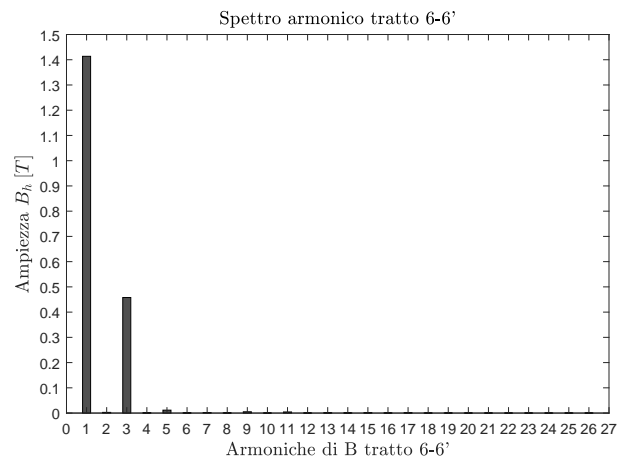


Figura 4.28: FFT di B_{avg} nella sezione 6-6'

sezione 7-7' (inizio corona di rotore)

L'andamento dell'induzione ad inizio corona rotorica è il seguente:

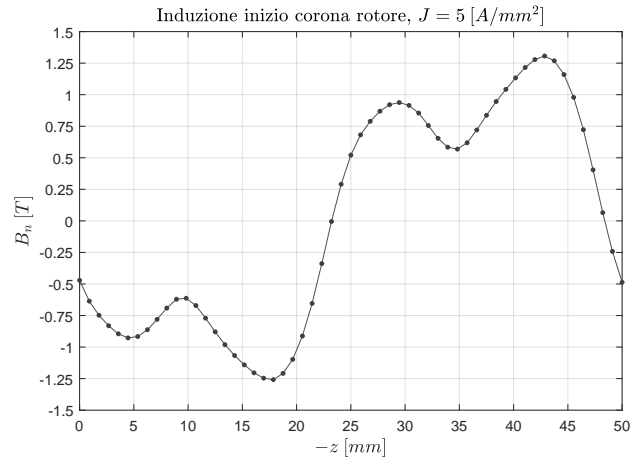


Figura 4.29: Andamento di B_{avg} sezione 7-7'

L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

- $B_{max} = 1,3 [T]$
- $B_{min} = -1,26 [T]$
- $B_{avg} = -0,0019 [T]$

Rispetto al polo in cui l'andamento dell'induzione era perfettamente alternato, nella corona si nota una leggerissima distorsione anche per quanto riguarda questo aspetto. La scomposizione di Fourier è riportata in figura 4.30:

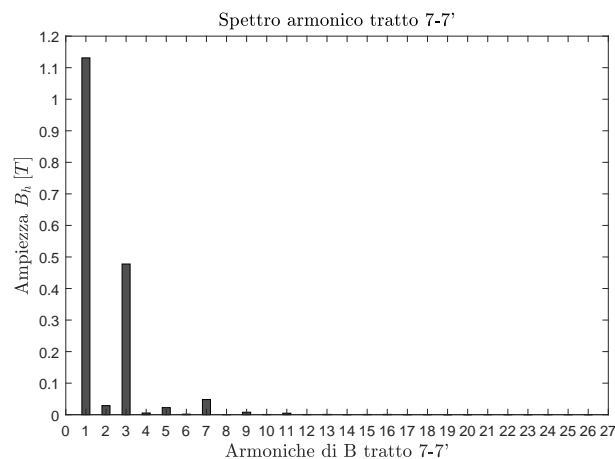


Figura 4.30: FFT di B_{avg} nella sezione 7-7'

sezione 8-8' (metà corona di rotore)

L'ultima zona considerata è la sezione mediana della corona di rotore, si riportano i risultati ottenuti: L'induzione assume i seguenti valori massimo, minimo e medio:

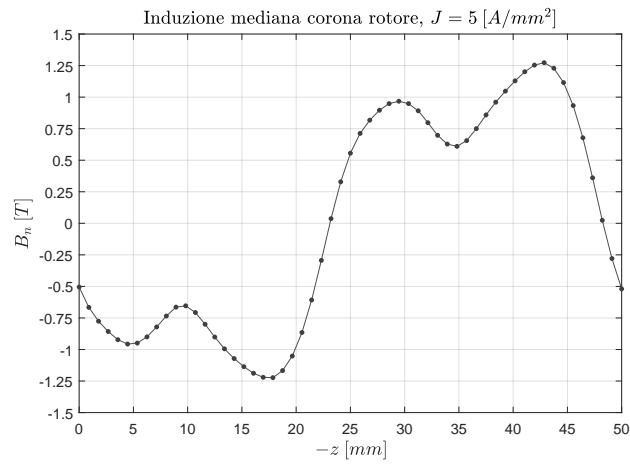


Figura 4.31: Andamento di B_{avg} sezione 8-8'

- $B_{max} = 1,27 [T]$
- $B_{min} = -1,22 [T]$
- $B_{avg} = -0,0024 [T]$

Anche in questa zona la forma d'onda non risulta perfettamente alternata. La scomposizione di Fourier è riportata in figura 4.32:

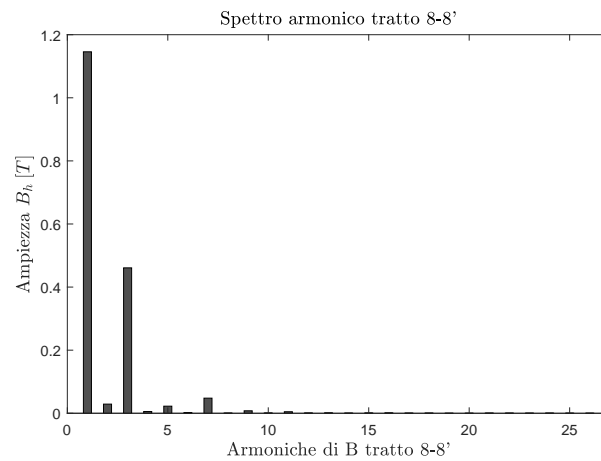


Figura 4.32: FFT di B_{avg} nella sezione 8-8'

4.3.5 Calcolo delle perdite nel ferro

Perdite statoriche

Avendo ricavato gli andamenti dell'induzione nelle varie parti del dente di statore si è proceduto con il calcolo delle perdite nel ferro. E' stato in primo luogo calcolato il volume occupato da un dente di statore, Vol_{ds} (inteso come una delle due porzioni della cava dove si interpone il magnete permanente) e dalla corona statorica, Vol_{cs} :

$$Vol_{ds} = 62811 \cdot 10^{-9} [m^3]$$

$$Vol_{cs} = 12105 \cdot 10^{-9} [m^3]$$

Con un procedimento analogo a quello visto per le altre zone, sono stati considerati anche gli andamenti dell'induzione nei denti ausiliari, il volume di ciascuno di essi è pari a:

$$Vol_{da} = 43181 \cdot 10^{-9} [m^3]$$

Le perdite specifiche nelle varie zone prese in considerazione sono quindi state calcolate utilizzando la formula 4.1, detta di *Steinmetz*. Come si è visto le forme d'onda non sono perfettamente sinusoidali, si è deciso quindi di sfruttare la scomposizione armonica delle induzioni e calcolare le perdite come sommatoria del contributo di ogni armonica di B (con relativa frequenza).

Il procedimento può essere così riassunto:

- Si è impostato un ciclo *for* che al variare della velocità del *mover* (da 0 a 5 m/s) modificasse la frequenza delle armoniche e utilizzando il valore di induzione associato a ciascuna di esse, eseguisse il calcolo delle perdite specifiche con la 4.1. Data la periodicità delle forme d'onda di statore, la corrispondenza che si ha tra velocità e frequenza ad essa relativa è la seguente:

$$f_s = \frac{v_z}{\tau_p}$$

- Alle perdite specifiche associate alle tre sezioni del dente di statore (sia per quello di destra che di sinistra) è stato attribuito $\frac{1}{3}$ del volume Vol_{ds} e sono state calcolate le perdite totali relative alle 3 sezioni del dente considerate, per ciascuna di esse vale:

$$P_{ds(1,2,3)} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{sp(1,2,3)}$$

- Per la parte della corona, riferendoci sempre a uno dei due denti che formano la cava, il volume associato sarà metà di Vol_{cs} :

$$P_{cs} = \frac{1}{2} \cdot Vol_{cs} \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spcorona}$$

- Lo stesso procedimento è stato adottato anche per considerare il dente ausiliario (anche qui sono state prese 3 sezioni per ricavare l'andamento dell'induzione):

$$P_{da(1,2,3)} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{da} \cdot 2 \cdot G_{fe} \cdot p_{sp(1,2,3)}$$

Perdite rotoriche

La differenza per il calcolo delle perdite nel ferro di rotore è dovuta alla diversa periodicità delle forme d'onda dell'induzione; in questa parte del motore infatti la corrispondenza tra velocità e frequenza diventa:

$$f_r = \frac{v_z}{2 \cdot \tau_s}$$

- Il volume di una salienza polare e della parte di corona di rotore compresa tra due poli sono pari a:

$$Vol_{dr} = 18756 \cdot 10^{-9} [m^3]$$

$$Vol_{cr} = 27994 \cdot 10^{-9} [m^3]$$

- Sia per il polo che per la corona di rotore si sono considerate due sezioni per la valutazione dell'andamento dell'induzione. Una volta ricavati i valori delle perdite specifiche $p_{sp(dente)}$ e $p_{sp(corona)}$ utilizzando sempre la 4.1, si è deciso quindi per il calcolo delle perdite nel ferro, di associare a ciascuna di esse un volume pari a metà Vol_{dr} e metà Vol_{cr} , risulta:

$$P_{dr} = \frac{1}{2} \cdot Vol_{dr} \cdot N_p \cdot G_{fe} \cdot p_{sp(dente)}$$

$$P_{cr} = \frac{1}{2} \cdot Vol_{cr} \cdot N_p \cdot G_{fe} \cdot p_{sp(corona)}$$

- Anche in questo caso le perdite sono state valutate al variare della velocità del *mover* considerando tutte le armoniche delle forme d'onda e le induzioni ad esse relative. Si è visto che a rotore infatti l'induzione presenta un elevato contributo di terza armonica e quindi non considerarla potrebbe a sottostimare eccessivamente il valore delle perdite.

Perdite totali

Sommando i contributi trovati sia per lo statore che per il rotore si ricavano le perdite totali:

$$P_{fe_{st}} = P_{ds(1+2+3)} + P_{cs} + P_{da(1+2+3)}$$

$$P_{fe_{rot}} = P_{dr} + P_{cr}$$

Le perdite totali saranno pari a:

$$P_{fe_{tot}} = P_{fe_{st}} + P_{fe_{rot}}$$

In figura 4.33 si riporta l'andamento delle perdite nel ferro a statore, rotore e globali al variare della velocità del motore.

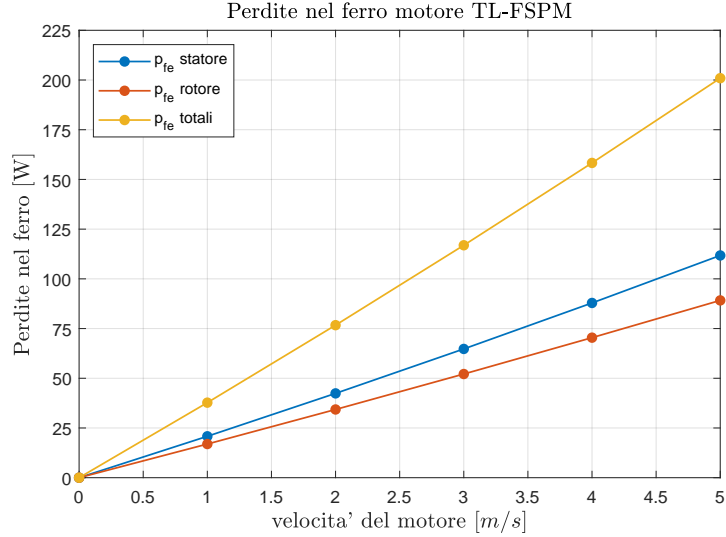


Figura 4.33: Perdite nel ferro al variare della velocità di traslazione del motore

Si nota che l'andamento sia delle perdite nel ferro statoriche che rotoriche presenta un incremento circa lineare con l'aumentare della velocità di traslazione del motore, questo è dovuto al fatto che con l'utilizzo del materiale SMC *Somaloy 700HR 5P* le perdite per correnti parassite (proporzionali a f^2) sono praticamente nulle e di conseguenza sono le perdite per isteresi direttamente proporzionali alla f , e quindi anche alla velocità del motore, ad avere il contributo preponderante e a giustificare quindi l'andamento trovato con le simulazioni.

Per andare a stimare quanto queste perdite incidano sulle prestazioni del nostro motore proviamo a confrontarle con quelle per effetto Joule.

4.4 Analisi delle perdite Joule

Per la stima delle perdite nel rame di statore, ipotizzando sempre un funzionamento con densità di corrente negli avvolgimenti pari a $J = 5 [A/mm^2]$ si utilizza la seguente formula:

$$P_J = \rho \cdot J^2 \cdot Vol_{Cu} \quad (4.2)$$

Per avere una stima corretta delle perdite, la resistività ρ del rame (che a 20° è pari a $\rho(T_0) = 0,017 \cdot 10^{-6} [\Omega \cdot m]$) va riportata ad un valore di temperatura adeguato. Ipotizzando che i conduttori durante il funzionamento si portino ad una temperatura di $120^\circ C$, sfruttando la legge di variazione delle resistività con la temperatura:

$$\rho(T) = [1 + \alpha \cdot (T - T_0)] \cdot \rho(T_0) \quad (4.3)$$

Si ottiene che :

$$\rho_{(120^\circ)} = [1 + 4,26 \cdot 10^{-3} \cdot (120 - 20)] \cdot 0,017 \cdot 10^{-6} = 0,024 \cdot 10^{-6} [\Omega m]$$

Sapendo che il volume di rame a statore, considerando un $k_{fill} = 0,45$ è pari a:

$$Vol_{Cu} = 7,58 \cdot 10^{-4} [m^3]$$

Le perdite nel rame, sfruttando la 4.2, risultano essere pari a:

$$P_J = 0,024 \cdot 10^{-6} \cdot (5 \cdot 10^6)^2 \cdot 7,58 \cdot 10^{-4} = 455[W]$$

4.5 Prestazioni motore con materiale SMC

Ipotizzando che per le velocità considerate nell'analisi delle perdite nel ferro quelle per effetto Joule si mantengano circa costanti, si riporta un grafico dove si confronta la potenza meccanica del motore (calcolata moltiplicando il valor medio della forza per la velocità di traslazione) con le perdite:

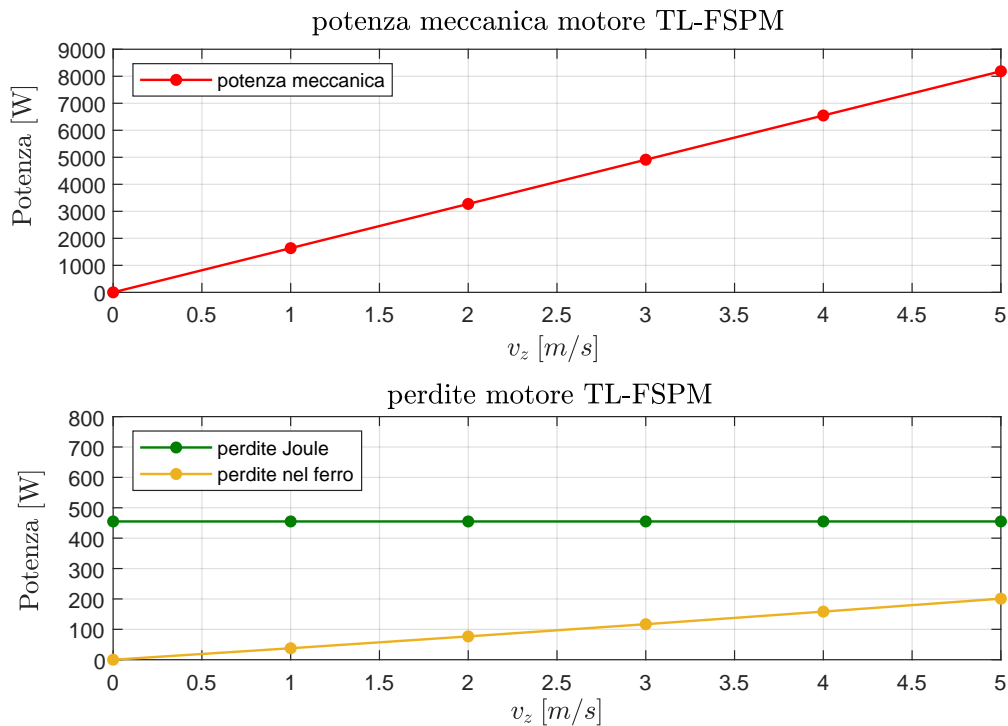


Figura 4.34: Confronto prestazioni al variare della velocità di traslazione del motore

Si osserva come non convenga lavorare al di sotto dei 2[m/s] altrimenti la componente delle perdite risulterebbe troppo elevata se confrontata alla potenza meccanica del motore (va tenuto conto del fatto che non sono state considerate le perdite meccaniche del motore). Inoltre, grazie all'utilizzo del materiale SMC, si nota che per le velocità prese in esame l'incidenza delle perdite nel ferro risulta essere molto minore rispetto alla dissipazione per effetto Joule; se rapportate arrivano a circa il 44% per una velocità di traslazione del mover di 5 [m/s].

4.6 Conclusioni

Per concludere l'analisi si riporta il confronto in termini di *cogging force* ed oscillazione della forza a carico del motore *flux switching* ottimizzato con i due diversi materiali esaminati. Si vuole vedere che effetto abbia l'utilizzo di un materiale di tipo SMC come il *Somaloy 700HR 5P* sulla forza.

Cogging Force

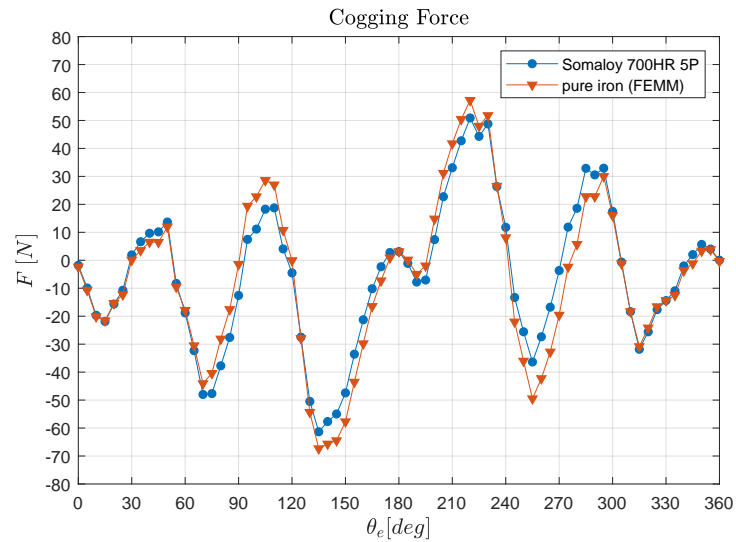


Figura 4.35: Confronto di un periodo della forza di impuntamento

Forza a carico

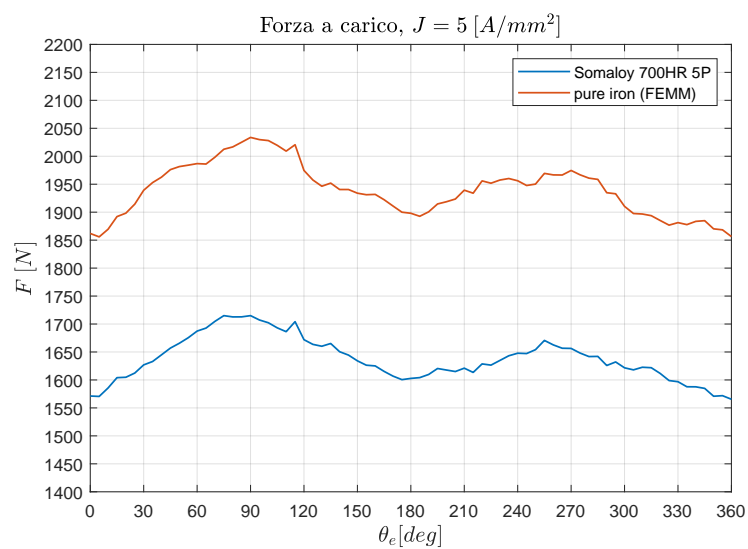


Figura 4.36: Confronto di un periodo della forza a carico

COMPARAZIONE DELLA FORZA CON I DIVERSI MATERIALI

	<i>impuntamento</i>	<i>forza a carico</i>	
	ΔF_{cog} [N]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]
Pure Iron (FEMM)	124	1940	9,18%
Somaloy 700HR 5P	112	1637	9,13%

Dai risultati trovati si può concludere che l'utilizzo del materiale *Soft Magnetic Composite* è sicuramente consigliabile qualora si vogliano minimizzare le perdite nel ferro, in particolare quelle dovute alle correnti parassite; va però tenuto in considerazione che le prestazioni del motore in termini di forza media sviluppata a carico subiscono una notevole diminuzione (si perde circa il 15,6%). Per quanto riguarda l'impuntamento invece si ha un leggero miglioramento rispetto all'utilizzo del nucleo in ferro massiccio.

Se infine consideriamo l'oscillazione della forza a carico si nota come nonostante con il materiale SMC si sia ridotto il cogging, il beneficio che si ottiene in riduzione del *ripple* è praticamente annullato i termini percentuali dalla perdita di valor medio della forza. L'utilizzo di nuclei in ferro massiccio risulta quindi preferibile per tutte quelle applicazioni in cui si vuole massimizzare la densità di forza del motore.

Capitolo 5

Freno tubolare ad induzione

5.1 Introduzione

Per concludere il confronto tra i diversi design di motori tubolari lineari si è deciso di investigare una configurazione che sfrutta lo stesso principio delle macchine asincrone o a induzione. In figura 5.1 è rappresentata una sezione con due coppie polari del motore:

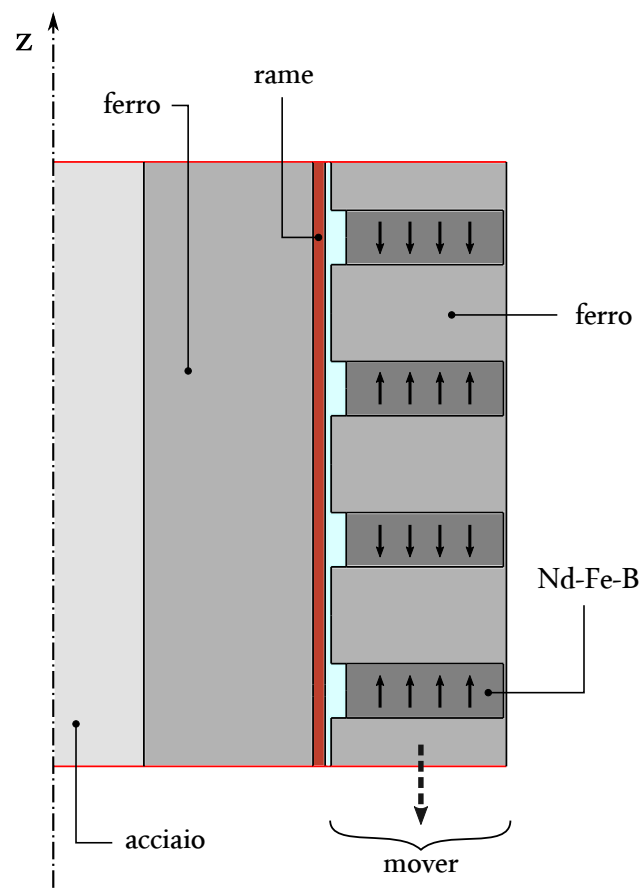


Figura 5.1: Sezione del 'freno' a induzione con *mover* a magneti permanenti

La struttura della parte interna è formata da 3 materiali differenti; al nucleo cilindrico in ferro che avvolge l'albero in acciaio si aggiunge infatti una lastra di rame che svolge la funzione equivalente del rotore a gabbia di un motore asincrono tradizionale di tipo rotativo. Lo statore, ovvero la parte più esterna, è rappresentata da un "sandwich" di salienze in ferro e magneti permanenti in lega Nd-Fe-B, gli stessi utilizzati per le configurazioni viste nei capitoli precedenti, non vi sono avvolgimenti.

Il movimento della parte esterna (detta *mover*) provoca una variazione del flusso magnetico che concatena il circuito rotorico, rappresentato dalla lastra di rame, la tensione indotta sul circuito rotorico induce una corrente che crea a sua volta un flusso che tende ad opporsi a quello generato dai magneti e tenderà a frenare il *mover*. L'obiettivo dell'analisi è quello di quantificare la forza che viene esercitata sul *mover* al variare dell'a velocità del motore.

5.2 Stima della forza con modello "puntuale" del motore

La difficoltà nella stima della forza esercitata sul *mover* in questa ultima soluzione è dovuta alla natura magnetostatica delle simulazioni svolte con il software FEMM. In questo caso, non avendo avvolgimenti percorsi da corrente a statore, non è possibile sfruttare lo stesso procedimento visto per i primi due design nè simulare diverse velocità della parte mobile per vedere l'andamento della forza.

Il procedimento che è stato pensato insieme al Prof. Bianchi per superare questa limitazione si articola nei seguenti passaggi:

- Disegno del modello da analizzare sul software agli elementi finiti.
- Acquisizione da FEMM dell'andamento dell'induzione al traferro.
- Soluzione del circuito magnetico del motore per confrontare il valore di induzione ottenuto con quello della simulazione.
- Applicazione del **modello puntuale** per confrontare la forza relativa all'induzione trovata con FEMM e quella derivante dal circuito magnetico.

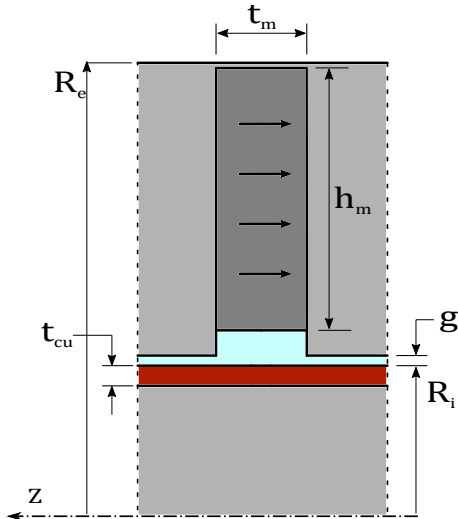
L'idea del *modello-puntuale* è quella di sostituire il *mover*, rappresentato in figura 5.1, con un numero discreto di punti equispaziati. A questi punti, attraverso il software FEMM, viene assegnato un valore di corrente tale per cui l'andamento dell'induzione magnetica dovuto a tale distribuzione di corrente abbia una fondamentale, il cui valore di picco sia il più vicino possibile a quello relativo al pezzo "fisico".

Il vantaggio che si ottiene con questa soluzione è quello di poter svolgere diverse simulazioni al variare della frequenza, in questo modo è come se variassimo la velocità del pezzo mobile (in realtà variamo la frequenza della corrente e quindi è come modificare la velocità dell'onda viaggiante rappresentata dall'induzione al traferro) per ogni frequenza verrà quindi valutata la forza esercitata sul *mover* utilizzando il *tensore degli sforzi di Maxwell*.

5.2.1 Verifica della validità del modello

Per verificare il funzionamento del *modello-puntuale* del motore si è deciso di provarlo sulla geometria riportata in figura 5.1, dove sono considerate solamente due coppie polari e non si è tenuto conto degli effetti di bordo applicando la condizione di periodicità ai segmenti rappresentati in rosso (procedimento visto anche nei motori a magneti interni e flux-switching).

Dati geometrici



DESIGN PRELIMINARE TLIM

$R_e = 75 [mm]$	<i>raggio esterno</i>
$R_i = 45 [mm]$	<i>raggio interno</i>
$g = 1 [mm]$	<i>amp. minima traferro</i>
$t_{cu} = 2 [mm]$	<i>amp. lamiera in rame</i>
$h_m = 26 [mm]$	<i>altezza del magnete</i>
$t_m = 9 [mm]$	<i>spessore del</i>
$\mu_{rec} = 1,048$	<i>perm. rel. del PM</i>
$B_{rem} = 1,25 [T]$	<i>induzione residua PM</i>

Analisi FEMM

Come spiegato precedentemente, in primo luogo viene ricavato l'andamento dell'induzione a metà traferro del motore. Dall'analisi con il software FEMM si ricava la seguente forma d'onda per l'induzione:

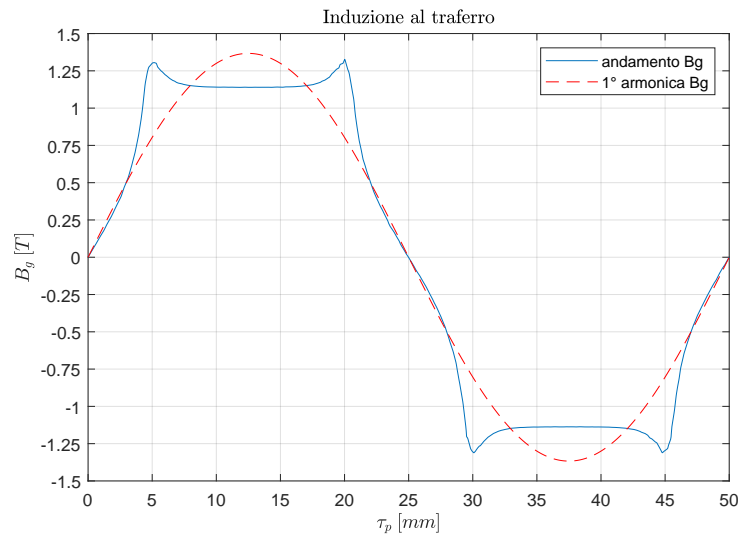


Figura 5.2: Andamento dell'induzione al traferro

Attraverso uno script MATLAB si è svolta anche l'analisi di Fourier della forma d'onda dell'induzione e si è ricavata l'ampiezza dell'armonica fondamentale, riportata in figura 5.2, e delle *sub-armoniche* fino alla 30-esima. Lo spettro armonico è riportato nella figura sottostante:

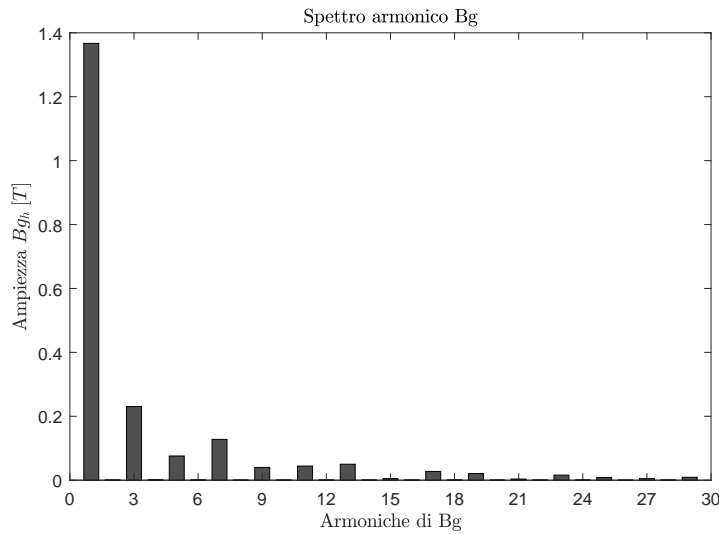


Figura 5.3: Spettro armonico della Bg calcolata a metà traferro

L'ampiezza della fondamentale risulta pari a:

$$\hat{B}_{g1} = 1,37 [T]$$

A questo punto, per poter utilizzare la tecnica del *modello-puntuale* descritta in precedenza, è necessario ricavare il valore di picco della corrente che verrà poi distribuita sinusoidalmente sui punti equispaziati del modello agli elementi finiti ricreando l'andamento della fondamentale di B_g appena trovata.

Si modella quindi la parte esterna del motore con una distribuzione sinusoidale di correnti che sarà definita come $K_s(z)$, tale **carico elettrico** genererà una forza magneto-motrice che, non essendo definita su una linea chiusa ma anch'essa distribuita al traferro, verrà indicata con $U_s(z)$ **potenziale magnetico**. Dato che l'induzione al traferro è legata al potenziale magnetico dalla seguente relazione:

$$\hat{B}_g = \mu_0 \cdot \frac{\hat{U}_s}{g + t_{cu}} \quad (5.1)$$

Inoltre il potenziale magnetico generato dal carico elettrico in un motore lineare è pari a:

$$\hat{U}_s = \hat{K}_s \cdot \frac{\tau_p}{\pi} \quad (5.2)$$

Infine l'equazione che lega il picco del carico elettrico all'ampiezza della sinusoide della corrente che vogliamo ricavare sarà funzione del **numero di punti per polo** equispaziati N_{pp} che andremo ad inserire nel modello FEMM, la relazione è la seguente:

$$\hat{K}_s = \frac{|\hat{I}|}{\tau_p / N_{pp}} \quad (5.3)$$

Applicando le formule sopra riportate al nostro motore otteniamo un picco per la distribuzione di corrente pari a :

$$\hat{U}_s = \frac{\hat{B}_g (g + t_{cu})}{\mu_0} = \frac{1,37 \cdot (1 + 2) \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 3270 [A/m]$$

$$\hat{K}_s = \hat{U}_s \cdot \frac{\pi}{\tau_p} = \frac{3271 \cdot \pi}{25 \cdot 10^{-3}} = 411 [kA/m]$$

$$|\hat{I}| = \hat{K}_s \cdot \frac{\tau_p}{N_{pp}} = 411 \cdot 10^3 \cdot \frac{25 \cdot 10^{-3}}{25} = 411 [A]$$

Il *modello-puntuale* creato su FEMM è rappresentato in figura 5.4, è stato scelto di modellizzare l'andamento al traferro della B_g con $N_{pp} = 25$, ovvero 50 punti per ogni coppia polare ($\tau_p = 25 [mm]$).

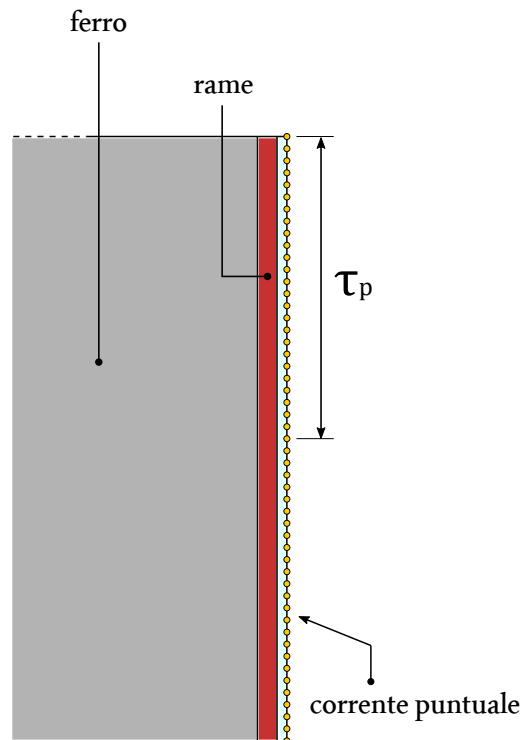


Figura 5.4: Modello puntuale del freno ad induzione

Per l'inserimento del valore di corrente da assegnare a ciascun punto è stato implementato uno script MATLAB il cui funzionamento è riassunto in seguito:

- Definizione del valore di picco della corrente $|\hat{I}|$ e del passo polare τ_p
- Imposizione delle correnti nei 51 punti del modello attraverso la relazione:

$$I_p(z) = |\hat{I}| \cdot e^{j\left(\frac{z}{\tau_p} \cdot \pi\right)}$$

dove $z = 0, 1, \dots, 50$.

- Infine dopo aver imposto le correnti è possibile analizzare il modello mediante il software agli elementi finiti FEMM e ricavare l'andamento della forza al variare della frequenza delle correnti (in modo da simulare diverse velocità del *mover*). La forza ad ogni simulazione sarà valutata con il metodo del *Tensore degli Sforzi di Maxwell*.

```
%MODELLIZZAZIONE DEL MOVER CON DISTRIBUZIONE DI CORRENTE IN 25 PUNTI PER POLO

%calcolo delle correnti
Ip = -411;
Tp = 25;

I_vet = zeros(51,1);
h=0;

for k = 0:1:50;
    h = h+1;
    I_vet(h,1) = (Ip)*exp(pi*(k/Tp)*i);
end

%calcolo forza al variare della frequenza
F_vec = zeros(21,1);
kk=0;

for fsim = [0:1:10 12 14 16 18 20 25 30 35 40 50]
    kk=kk+1;

mi_probdef(fsim, 'millimeters', 'axi', 1e-8);

%impongo le correnti nei punti del modello
j=0;
for iq = 1:51;
    j = j+1;
    mi_modifypointprop(['p', num2str(iq)], 2, I_vet(j,1));
end

%calcolo della forza
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;
mo_groupselectblock(1000);
F = mo_blockintegral(19);

%salvo i risultati
F_vec(kk) = F
end
```

Risultato delle simulazioni

Inserendo nel *modello-puntuale* di FEMM il valore della corrente di picco calcolato al paragrafo precedente, si è ricavato l'andamento dell'induzione al traferro per verificare se andasse a riprodurre coerentemente quello della fondamentale relativa alla forma d'onda trovata per il modello fisico e riportata in figura 5.2. I risultati comparati a quelli trovati in precedenza sono i seguenti:

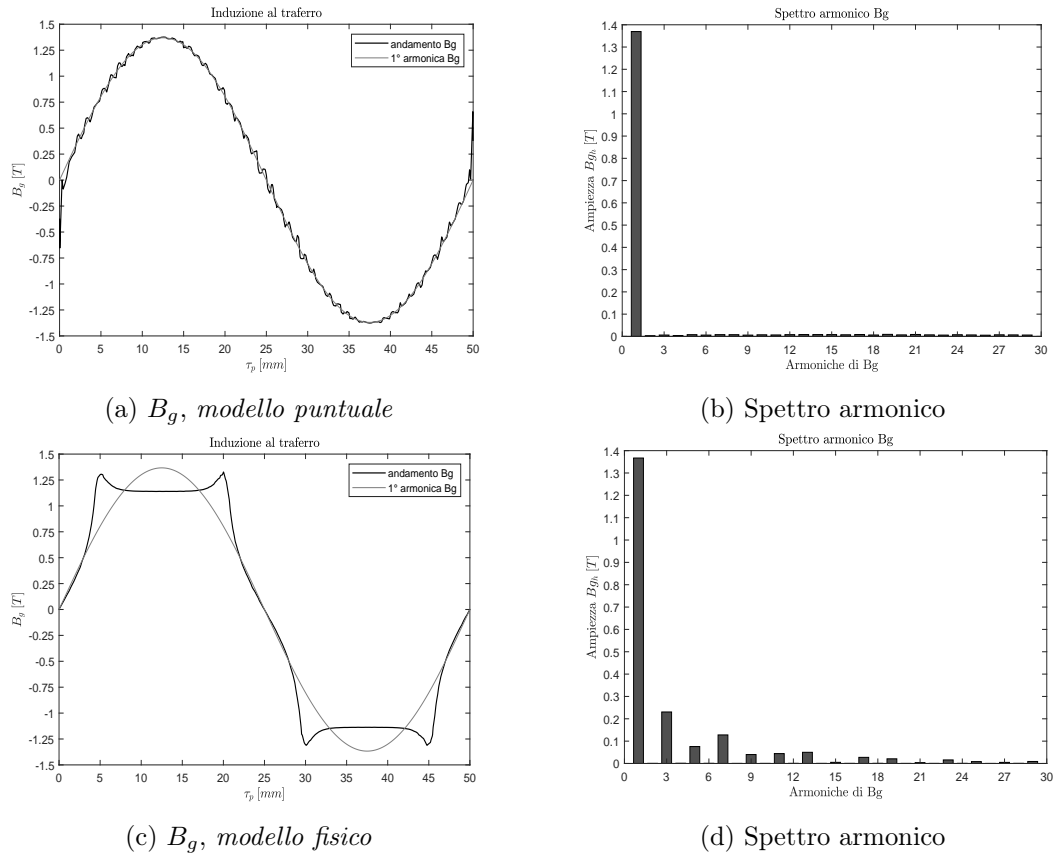


Figura 5.5: Confronto dell'induzione ricavata con i due modelli (fisico e puntuale)

Come si vede dalla scomposizione in serie di Fourier delle armoniche dell'induzione, il modello creato approssima molto bene l'andamento fisico. Calcolando il valore dell'ampiezza delle due fondamentali si ottiene una differenza irrisoria dello 0,197 % :

	<u>ampiezza fondamentale B_g</u>
modello fisico	1,3669 [T]
modello puntuale	1,3696 [T]

Dopo aver verificato che l'andamento dell'induzione fosse comparabile a quello fisico si è valutato, mediante lo script MATLAB riportato al paragrafo precedente, l'andamento della forza al variare della velocità del *mover*.

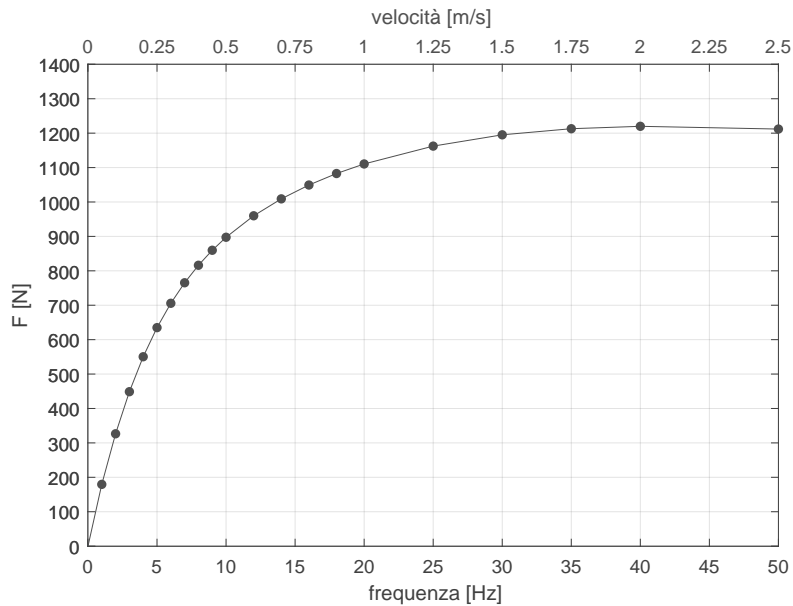


Figura 5.6: Forza al variare della velocità del *mover*

Si è voluto rappresentare anche l'asse corrispondente alla frequenza delle correnti del modello relative alle varie velocità del *mover*, la relazione utilizzata è la seguente:

$$v_{mov} = 2 \cdot \tau_p \cdot f_{sim} \quad [m/s]$$

Dove f_{sim} è la frequenza della simulazione considerata e τ_p il passo polare in $[m]$. Se vogliamo ad esempio calcolare la frequenza della corrente che simula il movimento del *mover* a $1 [m/s]$ risulterà:

$$f_{sim} = \frac{1}{2 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} = 20 [Hz]$$

Dal grafico si nota che per $f_{sim} > 40 [Hz]$ la forza esercitata sul *mover* inizia a decrescere, è quindi inutile aumentare oltremodo la frequenza per cercare di raggiungere prestazioni più spinte. Si manterrà quindi un funzionamento con:

$$0 < f_{sim} [Hz] < 40$$

Soluzione del Circuito Magnetico

Dopo aver verificato la validità del modello puntuale per la ricostruzione dell'andamento dell'induzione al traferro, si è provato a calcolare la B_g che risulta dalla soluzione del circuito magnetico relativo ad un semipasso polare, $\tau_p = 25 [mm]$, e non prendendola direttamente dal modello agli elementi finiti, in modo da verificare l'attendibilità dei risultati ottenuti. Il circuito magnetico considerato è schematizzato in figura 5.7

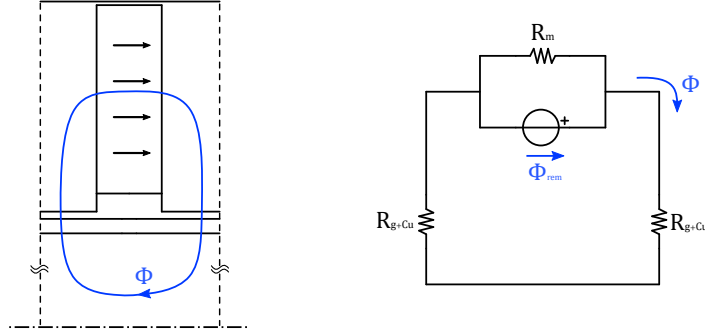


Figura 5.7: rappresentazione del circuito magnetico del motore

I parametri geometrici del motore sono quelli riportati a pagina 79, mentre quelli relativi al circuito magnetico sono calcolati in questo paragrafo. Per prima cosa si calcola l'area delle sezioni del magnete e del traferro interessate dall'attraversamento del flusso:

$$S_m = \pi \cdot (R_e - 0,5)^2 - \pi \cdot (R_e - 0,5 - h_m)^2 = 10047 [mm^2]$$

$$S_g = 2\pi \cdot R_i \cdot \tau_p = 2262 [mm^2]$$

Si calcolano quindi le *riluttanze* relative al magnete e al traferro (comprensivo di aria e lamina di rame):

$$R_m = \frac{\tau_m}{\mu_{rec} \cdot \mu_0 \cdot S_m} = 680197 [H^{-1}] \quad (5.4)$$

$$R_{g+t_{cu}} = \frac{g + t_{cu}}{\mu_0 \cdot S_g} = 1055404 [H^{-1}] \quad (5.5)$$

Si riporta quindi il procedimento seguito per ricavare la B_g ¹:

$$\Phi = \Phi_{rem} \cdot \frac{R_m}{R_m + 2 \cdot R_g} \quad (5.6)$$

¹Si è risolto il partitore di flusso relativo al circuito magnetico in figura 5.7, in modo da ricavare l'espressione di $\Phi = B_g \cdot S_g$ e quindi la B_g

Sviluppando l'equazione 5.6 è possibile ricavare l'espressione di B_g .

Si sfruttano le relazioni per il flusso al traferro $\Phi = B_g \cdot S_g$ e quello relativo al magnete $\Phi_{rem} = B_{rem} \cdot S_m$, risulta :

$$B_g = \frac{B_{rem}}{\frac{2(g + t_{cu}) \cdot \mu_{rec}}{t_m} + \frac{S_g}{S_m}} \quad (5.7)$$

Dall'equazione 5.7 si ricava quindi il valore dell'induzione ricavato attraverso il circuito magnetico. Se andiamo a confrontarlo col valore di picco della fondamentale di B_g calcolata col *modello fisico* e *modello puntuale* agli elementi finiti, si nota che, seppur leggermente minore, non si discosta molto:

	<u>ampiezza fondamentale B_g</u>
modello fisico	1,3669 [T]
modello puntuale	1,3696 [T]
circuito magnetico	1,353 [T]

Conclusioni

Per concludere in questo ultimo paragrafo sono riassunti e confrontati i risultati ottenuti attraverso le analisi eseguite sulle diverse tipologie di motori presi in esame durante questo lavoro di tesi.

Motori TL-IPM

L'analisi dei motori elettrici tubolari a magneti interni è partita considerando un design iniziale dove si è verificato il modello analitico per la stima della forza a carico al variare della corrente negli avvolgimenti. In seguito si è cercato di modificare la geometria per massimizzare la forza esercitata dal motore.

Dopo aver osservato che l'aumento del volume dei magneti e le modifiche apportate alla geometria della cava portavano sì ad un notevole aumento della forza a carico ma accompagnato da un peggioramento sensibile sia del *ripple* che dell'impuntamento, si è adottata la tecnica del *pole-shifting* per cercare di minimizzare tali problematiche senza che il valore medio della forza ne risentisse troppo. I risultati ottenuti con questa tecnica di traslazione dei magneti disposti sul rotore sono stati molto buoni, in seguito verranno confrontati a quelli ottenuti col motore *flux-switching* ottimizzato.

Motori TL-FSPM

I motori tubolari di tipo *flux-switching* data la loro semplicità costruttiva e le promettenti prestazioni dovute all'elevata densità di forza a carico che li caratterizza, sono stati analizzati più dettagliatamente: inizialmente si è cercato il miglior compromesso tra numero di cave N_s e numero di poli N_p poi, una volta scelta la combinazione ottimale ($N_s = 12$, $N_p = 14$), è stata ottimizzata la geometria.

Per l'ottimizzazione si è prima svolta una analisi parametrica per vedere come incidessero i principali parametri geometrici sulla forza, quindi è stata eseguita un'ottimizzazione globale (attraverso un algoritmo genetico che ha consentito di ricavare la miglior combinazione dei parametri precedentemente analizzati individualmente) attraverso la quale è stata ricavata la geometria finale del motore. E' stato quindi eseguito uno studio della forza di impuntamento considerando gli effetti di bordo e si è quindi dimensionato un *dente ausiliario* da aggiungere agli estremi dello statore in modo da contenere tali effetti dissipativi al minimo.

Sulla configurazione finale sono state poi svolte le prove a vuoto, a carico e sono state analizzate le perdite nel ferro utilizzando materiali SMC innovativi. Per valutarne l'incidenza sulle prestazioni del motore, sono state comparate insieme alle perdite per effetto Joule con la potenza meccanica al variare della velocità del motore.

CONFRONTO DELLE PRESTAZIONI TL-IPM VS TL-FSPM

	J [A/mm ²]	\hat{I} [A]	$\alpha_{i_{opt}}$ [deg]	F_{avg} [N]	ΔF_{ripple} [%]	$F_{density}$ [N/m ³]
TL-IPM con <i>pole-shifting</i>	5	895	101.5°	1337	13,3%	$5,19 \cdot 10^5$
TL-FSPM (pure iron)	5	636	95°	1940	9,2%	$7,94 \cdot 10^5$
TL-FSPM (Somaloy 700HR)	5	636	95°	1637	9,1%	$6,7 \cdot 10^5$

Dal confronto delle prestazioni dei motori ottimizzati si osserva che le soluzioni di tipo *flux-switching* risultano preferibili sia per la densità di forza² mediamente sviluppata a carico (rispetto al motore a magneti permanenti si ha un incremento del 45% utilizzando nucleo in ferro) che per il *ripple* che risulta leggermente minore. Va considerato il fatto che mentre sul motore TL-FSPM è stata svolta una analisi dettagliata che tiene in considerazione gli effetti di bordo, per il motore TL-IPM è stata considerata una situazione idealizzata per ottenere una geometria di partenza che fornisse delle prestazioni a cui riferirci per l'analisi del motore innovativo che era il vero obiettivo di questo lavoro. E' Interessante anche notare come l'utilizzo del materiale SMC per il nucleo del motore ad inversione di flusso nonostante porti ad un peggioramento della densità di forza rispetto al nucleo in ferro massivo, sia comunque migliore della soluzione a magneti permanenti interni, rispetto alla quale si ottiene infatti una densità di forza maggiore del 29%.

Entrambe le soluzioni non presentando conduttori nella parte interna del motore, risultano particolarmente interessanti dal punto di vista della fabbricazione e dello smaltimento termico. Infatti, le perdite e il calore ad esse associato sono localizzati prevalentemente a statore dove si ha un miglior raffreddamento. I motori *flux-switching* rappresentano inoltre un'ottima soluzione per tutte quelle applicazioni che necessitano una elevata densità di forza, non avendo infatti magneti nella parte interna risultano più robusti dal punto di vista meccanico rispetto ai TL-IPM.

Va infine ricordato che la scelta della combinazione di poli e cave (N_p e N_s) per il motore TL-FSPM è stata fatta per massimizzare la forza, se si volesse invece premiare un minor *ripple* si è visto che utilizzando $N_s = 18$ e $N_p = 21$ si ottengono delle prestazioni decisamente migliori nonostante la minor forza a carico.

²Per la valutazione della densità di forza dei motori sono stati considerati i volumi corrispondenti alla lunghezza "attiva" del motore, ottenuti sommando il volume di statore a quello "attivo" di rotore.

Motori TL-IM

Per concludere è stato studiato un freno tubolare ad induzione in cui la parte "attiva" del motore è rappresentata solamente dai magneti inseriti nel cilindro esterno, mentre la reazione di indotto che viene a crearsi sulla lastra di rame che avvolge il cilindro in ferro all'interno, provoca la creazione di una forza assiale che tende a rallentare il moto traslatorio del cilindro esterno. L'obiettivo di questa ultima analisi era quello di riuscire a ricavare l'andamento di questa forza utilizzando le simulazioni di tipo magnetostatico che caratterizzano il software agli elementi finiti utilizzato. E' stato quindi sviluppato il *modello-puntuale* del motore e si è in primo luogo verificato che la forma d'onda dell'induzione che risultava al traferro presentasse un'ampiezza della fondamentale circa uguale a quella del motore "reale". E' stata quindi ricavata la forza per varie velocità del mover ed infine si è risolto il circuito magnetico per avere anche una stima analitica dell'induzione al traferro che potesse validare il modello realizzato.

Il confronto del valore dell'induzione al traferro ricavato con le tre analisi è risultato praticamente uguale e si può quindi affermare che il *modello puntuale* del motore offre una buona approssimazione della forza che viene sviluppata al variare della velocità.

Appendice A - data sheet Somaloy



Somaloy® 700HR 5P

800 MPa

General			
Base material: Somaloy 700HR 5P	Additive(s): 0.3% 5P Lube	Compaction: Pressure: 800 MPa Die temperature: 100°C	Heat treatment: Atmosphere: Nitrogen Temperature: 650°C

Mechanical properties		Standards	
Transverse rupture strength/150°C [MPa]	60/60	SS-ISO 3325	
Tensile strength/Yield strength [MPa]	20/20	SS-EN 10002-1, ISO 2740	
Compressive Strength/Yield [MPa]	650/110	ASTM E9-89a	
Young's modulus [GPa]	150	ASTM E 1876-99	
Poisson's ratio	-	0.23 ASTM E 1876-99	
Impact Energy [J]	1.7	SS-EN 10045, SS-EN 25754	

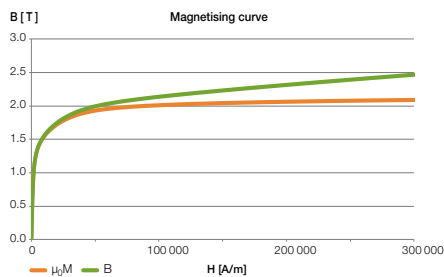
Physical properties		Standards	
Density [g/cm³]	7.50	SS-ISO 2738	
Thermal expansion [K⁻¹]	11 e-06	ASTM E 228/MPF 35	
Thermal conductivity [W/m²K]	21	ISO 22007-2	
Resistivity [µΩm]	700	Four point measurements on rcm. size OD 55mm ID 45mm Height 5mm	

Magnetic properties		Standards	
B@4000A/m [T]	1.33	IEC 60404-4	
B@10000A/m [T]	1.57	IEC 60404-4	
H _c [A/m]	120	IEC 60404-4	
µ _r -max	-	600 IEC 60404-4	

Powder properties		Standards	
Apparent density [g/cm³]	3.30	ISO 3923/1	
Flow [s/50g]	33	ISO 4490	
Green density [g/cm³]	7.51	ISO 3927	
Green strength [MPa]	15	ISO 3995	
Springback [%]	0.16	ISO 4492, ISO 2740	
Heat treated dim. change [%]	-0.09	ISO 4492, ISO 2740	
Total dim. change [%]	0.07	ISO 4492, ISO 2740	

Magnetising curve

Data adjusted for use in Finite Element modelling



H[A/m]	µ ₀ M[T]	B[T]	H[A/m]	µ ₀ M[T]	B[T]
0	0.00	0.00	13228	1.61	1.63
63	0.03	0.03	27279	1.80	1.84
119	0.06	0.06	49771	1.93	1.99
214	0.14	0.14	74771	1.98	2.08
306	0.21	0.21	99771	2.01	2.14
608	0.45	0.45	124771	2.03	2.19
899	0.65	0.65	149771	2.04	2.23
1344	0.86	0.86	189771	2.06	2.30
1996	1.05	1.05	229771	2.07	2.36
3285	1.24	1.24	279771	2.09	2.44
6377	1.43	1.43	304771	2.091	2.47

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).

Loss model

K _h	0.063	K _{ep}	0.000027
----------------	-------	-----------------	----------

$$P_{tot} = K_h * f * B^{1.75} + K_{ep} * f^2 * B^2 + \frac{B^2 * f^2 * d^2}{1.8 * \rho * resistivity * 1000} \quad [W/kg]$$

Model is verified up to 1.5T and 5000Hz.

- K_h Hysterisis loss coefficient
- K_{ep} In particle eddy current coefficient
- d Smallest cross section of component [mm]
- f Frequency [Hz]
- B Field strength [T]
- ρ Density [g/cm³]
- resistivity [µΩm]

Bibliografia

- [1] N Bianchi, S Bolognani, and F Tonel. Design criteria of a tubular linear ipm motor. In *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, pages 1–7. IEEE, 2001.
- [2] N Bianchi, A Canova, Giambattista Gruosso, M Repetto, and F Tonel. Analytical and finite element design optimisation of a tubular linear ipm motor. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 20(3):777–795, 2001.
- [3] Nicola Bianchi. *Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti*. Cleup, 2001.
- [4] N Bianchi, S Bolognani, and ADF Cappello. Reduction of cogging force in pm linear motors by pole-shifting. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 152(3):703–709, 2005.
- [5] Jiabin Wang, Weiya Wang, Kais Atallah, and David Howe. Design considerations for tubular flux-switching permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(11):4026–4032, 2008.
- [6] Can-Fei Wang, Jian-Xin Shen, Yu Wang, Li-Li Wang, and Meng-Jia Jin. A new method for reduction of detent force in permanent magnet flux-switching linear motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(6):2843–2846, 2009.
- [7] W Min, JT Chen, ZQ Zhu, Y Zhu, M Zhang, and GH Duan. Optimization and comparison of novel e-core and c-core linear switched flux pm machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(8):2134–2141, 2011.
- [8] W Min, JT Chen, ZQ Zhu, Y Zhu, and GH Duan. Optimization of linear flux switching permanent magnet motor. In *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [9] Xuzhen Huang, Qiang Tan, and XiaoJing Xue. Calculation and analysis of the loss for tubular flux-switching permanent magnet linear motor (tfspmlm). In *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1268–1273. IEEE, 2014.