



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA

Università Degli Studi di Padova

**FACOLTÀ DI INGEGNERIA**

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

**MOTORE TRIFASE A MAGNETI PERMANENTI SWITCHING-FLUX:  
CALCOLO DELLE PERDITE**

**Relatore:**

*Prof. Ing. Nicola Bianchi*

**Laureando:**

*Bellini Enzo Antonio*

*Anno accademico 2015/2016*

*Ai miei genitori Giacomo e Mariangela  
a mio fratello Jacopo  
a mia sorella Federica  
a Michelle  
a tutti i miei amici e...*

*...alla Vecchia Signora*

# Indice

|                                                                                                    |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Introduzione</b>                                                                                | <b>3</b>  |
| <b>1 Macchine Flux Switching – Principio di funzionamento e Configurazioni</b>                     | <b>5</b>  |
| 1.1 Introduzione . . . . .                                                                         | 5         |
| 1.2 Principio di funzionamento di un alternatore Flux-Switching .                                  | 5         |
| 1.3 Motori FRM Trifase . . . . .                                                                   | 8         |
| 1.4 Motori FSPM Trifase . . . . .                                                                  | 12        |
| <b>2 Configurazioni a confronto</b>                                                                | <b>14</b> |
| 2.1 Introduzione . . . . .                                                                         | 14        |
| 2.2 Materiali utilizzati nelle simulazioni agli elementi finiti e condizioni al contorno . . . . . | 14        |
| 2.3 Script di calcolo . . . . .                                                                    | 15        |
| 2.3.1 Flussi concatenati a vuoto . . . . .                                                         | 15        |
| 2.3.2 Coppia di impuntamento . . . . .                                                             | 17        |
| 2.3.3 Coppia . . . . .                                                                             | 17        |
| 2.3.4 Flussi concatenati a carico . . . . .                                                        | 18        |
| 2.4 Vincoli costruttivi . . . . .                                                                  | 18        |
| 2.5 Analisi e confronto tra le configurazioni . . . . .                                            | 19        |
| 2.5.1 Motore Trifase FRM 6-8 . . . . .                                                             | 19        |
| 2.5.2 Motore Trifase FSPM 12-10 . . . . .                                                          | 25        |
| 2.5.3 Motore Trifase FSPM 12-14 . . . . .                                                          | 31        |
| 2.6 Scelta della configurazione migliore . . . . .                                                 | 37        |
| <b>3 Motori Trifase FSPM - Nuove configurazioni</b>                                                | <b>38</b> |
| 3.1 Introduzione . . . . .                                                                         | 38        |
| 3.2 Determinazione del numero di poli statorici e rotorici . . . . .                               | 38        |
| 3.3 Motore trifase FSPM 18-15 . . . . .                                                            | 40        |
| 3.4 Motore trifase FSPM 18-21 . . . . .                                                            | 47        |
| 3.5 Motori FSPM con $N_s=24$ . . . . .                                                             | 54        |
| 3.6 Scelta della configurazione migliore . . . . .                                                 | 54        |

|          |                                                                               |            |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>4</b> | <b>Calcolo delle Perdite e Analisi Termica della Macchina FSPM</b>            |            |
|          | <b>18-21 Ottimizzata</b>                                                      | <b>55</b>  |
| 4.1      | Macchina ottimizzata . . . . .                                                | 55         |
| 4.2      | Perdite Joule sullo statore . . . . .                                         | 60         |
| 4.3      | Perdite nel ferro . . . . .                                                   | 61         |
|          | 4.3.1 Forme d'onda dell'Induzione . . . . .                                   | 65         |
|          | 4.3.2 Calcolo delle perdite . . . . .                                         | 79         |
| 4.4      | Analisi Termica . . . . .                                                     | 99         |
|          | 4.4.1 Materiali utilizzati nella simulazione agli elementi finiti             | 99         |
|          | 4.4.2 Condizioni al contorno . . . . .                                        | 100        |
|          | 4.4.3 Simulazione . . . . .                                                   | 101        |
|          | 4.4.4 Risultati della simulazione . . . . .                                   | 104        |
| <b>5</b> | <b>Configurazione finale della FSPM 18-21</b>                                 | <b>105</b> |
| 5.1      | Problemi costruttivi . . . . .                                                | 105        |
| 5.2      | Varie configurazioni proposte . . . . .                                       | 108        |
|          | 5.2.1 Prima configurazione . . . . .                                          | 108        |
|          | 5.2.2 Seconda configurazione . . . . .                                        | 110        |
|          | 5.2.3 Terza configurazione . . . . .                                          | 113        |
|          | 5.2.4 Quarta configurazione . . . . .                                         | 115        |
|          | 5.2.5 Quinta configurazione . . . . .                                         | 117        |
| 5.3      | Scelta della configurazione finale . . . . .                                  | 120        |
|          | 5.3.1 Geometria approvata dall'azienda . . . . .                              | 122        |
|          | 5.3.2 Avvolgimento . . . . .                                                  | 124        |
| 5.4      | Analisi del motore FSPM 18-21 - Configurazione Finale . . .                   | 125        |
|          | 5.4.1 Simulazioni a vuoto . . . . .                                           | 125        |
|          | 5.4.2 Simulazioni a carico . . . . .                                          | 128        |
|          | 5.4.3 Verifica termica dei Magneti durante la resinatura a<br>caldo . . . . . | 129        |
|          | 5.4.4 Calcolo del rendimento . . . . .                                        | 132        |
|          | <b>Bibliografia</b>                                                           | <b>134</b> |

# Introduzione

L'utilizzo dei magneti permanenti nelle macchine elettriche ha trovato sempre più diffusione soprattutto in tempi recenti. Questo è dovuto essenzialmente al bisogno di ottenere sistemi poco costosi ed affidabili per la cui realizzazione i magneti permanenti risultano particolarmente adatti. Lo sviluppo più importante ed interessante in termini di prestazioni, lo si è avuto nelle più recenti applicazioni con nuovi magneti permanenti (come le terre rare), con le quali si raggiungono prestazioni difficilmente ottenibili in macchine senza PM, soprattutto in termini di **rapporto coppia/volume (densità di coppia)**. Inoltre, la possibilità di ridurre notevolmente il rischio di smagnetizzazione in condizioni sia di regime che di guasto ha permesso di esaltare ulteriormente i pregi delle macchine a magneti permanenti.

In questo elaborato saranno presentati e successivamente analizzati alcuni motori appartenenti ad una particolare categoria di macchine a magneti permanenti, ovvero le macchine ad inversione di flusso.

Nel capitolo 1 viene spiegato brevemente il principio di funzionamento base dell'inversione di flusso e presentate alcune delle possibili configurazioni di macchine di questo tipo.

Nel capitolo 2 verranno analizzate agli elementi finiti e confrontate tra loro le prestazioni relative alle configurazioni presentate nel primo, utilizzando come metro di paragone quella che risulta essere la principale caratteristica dei motori ad inversione di flusso, ovvero la densità di coppia, allo scopo di individuare la migliore.

Una volta determinata la configurazione migliore, nel capitolo 3 verranno dapprima proposte e successivamente analizzate due varianti di quest'ultima, e ne verranno confrontate le prestazioni.

Nel capitolo 4, si effettuerà il calcolo delle perdite sulla macchina ottimizzata [1], con particolare attenzione alle perdite nel ferro, e l'analisi termica a regime della stessa, con l'obiettivo di stabilire il rispetto, o meno, dei vincoli termici imposti dalla smagnetizzazione dei PM e dalla classe di isolamento della macchina (F).

Infine, nel capitolo 5, a seguito di ripetuti confronti con l'azienda costruttrice del prototipo, Magnetic spa di Montebello Vicentino (VI), verrà determinata la configurazione finale e, successivamente, ne si effettuerà l'analisi agli elementi finiti e ne verrà calcolato il rendimento.

# Capitolo 1

## Macchine Flux Switching – Principio di funzionamento e Configurazioni

### 1.1 Introduzione

Le macchine ad inversione di flusso (Flux Reversal Machine, FRM, o Flux Switching Permanent Magnet Machines, FSPM) sono macchine elettriche a magneti permanenti sullo statore, prive di avvolgimenti sul rotore, in cui l'inversione della polarità del flusso concatenato dalle bobine presenti sullo statore si ottiene grazie alla doppia salienza (sia sullo statore che sul rotore) e alla rotazione del rotore. La prima macchina ad inversione di flusso, nella versione da alternatore monofase, fu presentata nel 1955 dagli ingegneri statunitensi S.E. Rauch e L.J. Johnson in [2].

### 1.2 Principio di funzionamento di un alternatore Flux-Switching

Per illustrare il meccanismo di funzionamento di un alternatore flux-switching, si fa riferimento all'esempio in figura 1.1, (A) e (B). Per praticità, il rotore è rappresentato come un pacco di lamierini con due poli salienti calettato su un albero. Lo statore è costituito da una coppia di magneti permanenti, da una coppia di gioghi laminati e da una coppia di avvolgimenti.

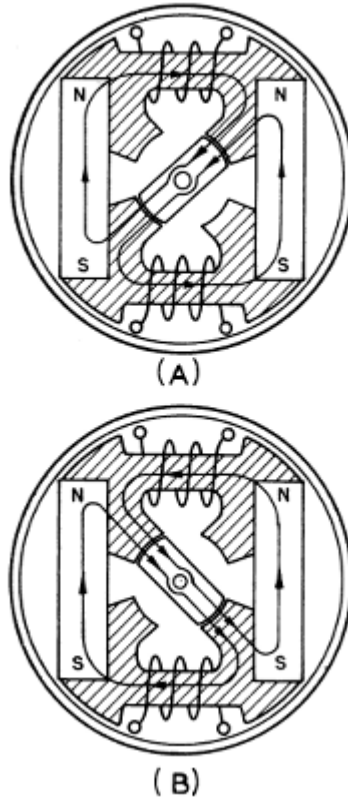


Figura 1.1: Alternatore Flux Switching: posizione 0 (A) e posizione a 180° elettrici (B)

I percorsi del flusso in figura 1 (A), che sono evidenziati dalle frecce, indicano una direzione dello stesso da sinistra verso destra in entrambi gli avvolgimenti. Quando il rotore è ruotato di 90° meccanici (180° elettrici), come in figura 1(B), il flusso concatenato dalle bobine ha assunto direzione opposta, ma ha la stessa ampiezza del flusso nel primo caso. Si può vedere come, per ogni rivoluzione del rotore, si ottengano quattro complete inversioni del flusso e quindi due periodi della sua forma d'onda.

Dal momento che gli alternatori flux-switching furono pensati inizialmente per applicazioni militari, dovevano soddisfare stringenti requisiti in termini di peso e/o volume e quindi sfruttare al massimo il materiale magnetico di cui sono costituiti, ovvero presentare alte prestazioni per unità di volume.

Affinché il percorso del campo magnetico prodotto dal magnete permanente presenti una riluttanza praticamente costante, il numero di poli rotorici deve essere preferibilmente superiore al numero di poli statorici. Un polo statorico può essere definito come una salienza di materiale ferromagnetico che in determinate posizioni del rotore fornisce un percorso a bassa riluttanza

za per il flusso rotorico. Dal momento che una riluttanza variabile tende a causare variazioni del flusso del campo principale, che a sua volta produce perdite per correnti parassite e forze smagnetizzanti sul campo prodotto dai magneti, per ottenere delle prestazioni elevate è necessario progettare una configurazione che garantisca una riluttanza praticamente costante.

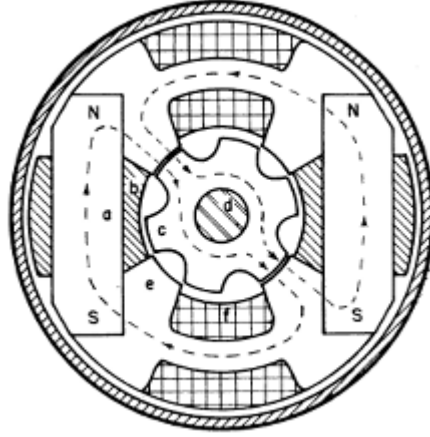


Figura 1.2: Alternatore Flux Switching con 6 poli rotorici e 4 poli statorici

Sia per semplicità di costruzione che per ottenere l'inversione del flusso, è conveniente avere un numero di poli statorici uguale ad un multiplo intero del numero dei poli magnetici. La figura 1.2 riporta un tipico esempio di configurazione di questo tipo. Indicati con  $p_s$  il numero totale di poli statorici, con  $p_r$  il numero totale dei poli rotorici, con  $n$  la velocità dell'albero in [giri/min] e con  $f$  la frequenza della tensione indotta nelle bobine statoriche in [Hz], segue che la frequenza di uscita e la velocità dell'albero, per gli alternatori del tipo rappresentato in figura 2, sono legate dalla seguente relazione:

$$f = p_r \cdot \frac{n}{60} \quad (1.1)$$

Nella tabella 1 sono riportate diverse possibili combinazioni di poli statorici e rotorici, le quali garantiscono in maniera soddisfacente sia l'inversione del flusso che la quasi costanza della riluttanza del circuito magnetico visto dal campo prodotto dai magneti. Le tre velocità dell'albero riportate in tabella rappresentano dei valori tipici per alternatori ad alta frequenza. Nel caso di eccitazione con magneti permanenti la semplicità di assemblaggio così come la rigidità meccanica sono ottenute attraverso l'utilizzo di una sola coppia di magneti. I magneti permanenti a campo modellato risultano i più efficaci nell'utilizzazione degli spazi e per incrementare l'energia magnetica disponibile per unità di volume di magnete. Per ottenere in uscita una tensione a frequenza maggiore, è preferibile aumentare il numero dei poli

salienti dello statore (quindi del rotore) piuttosto che il numero di magneti. La coppia di magneti deve essere schermata affinché si ottengano le prestazioni migliori ottenibili. La categoria dei generatori presi in esame opera con velocità dell'albero comprese tra 10000 e 50000 [giri/min]

| Rotor<br>Poles<br>$P_r$ | Stator Poles<br>$P_s$ | Cycles per<br>Revolution | Cps        |            |             |
|-------------------------|-----------------------|--------------------------|------------|------------|-------------|
|                         |                       |                          | 12,000 rpm | 24,000 rpm | 48,000 rpm  |
| 5.....                  | 4.....                | 5.....                   | 1,000..... | 2,000..... | 4,000.....  |
| 6.....                  | 4.....                | 6.....                   | 1,200..... | 2,400..... | 4,800.....  |
| 7.....                  | 4.....                | 7.....                   | 1,400..... | 2,800..... | 5,600.....  |
| 9.....                  | 4 or 8.....           | 9.....                   | 1,800..... | 3,600..... | 7,200.....  |
| 10.....                 | 4 or 8.....           | 10.....                  | 2,000..... | 4,000..... | 8,000.....  |
| 11.....                 | 4 or 8.....           | 11.....                  | 2,200..... | 4,400..... | 8,800.....  |
| 13.....                 | 4, 8, or 12.....      | 13.....                  | 2,600..... | 5,200..... | 10,400..... |

Figura 1.3: Tabella 1

### 1.3 Motori FRM Trifase

L'alternatore monofase flux-switching appena analizzato fu, come già accennato, la prima macchina ad inversione di flusso pensata a livello prototipale.

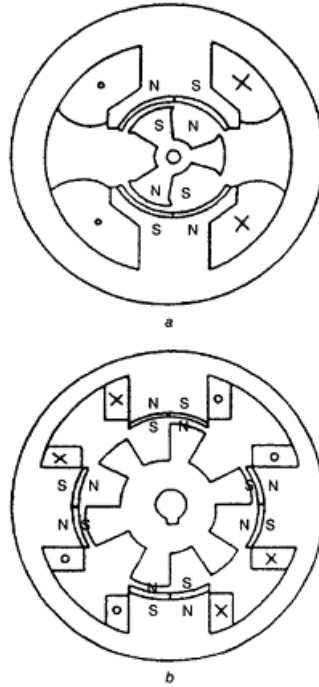


Figura 1.4: FRM Monofase

Il principio dell'inversione di flusso rimase inesplorato per parecchi decenni, e soltanto negli anni '90 del secolo scorso alcuni studiosi decisero di riprendere lo studio di questa tipologia di macchine pensando, analizzando e realizzando prototipi che potessero in qualche modo superare i problemi che la configurazione ideata da Rauch e Johnson senza dubbio presentava; i più evidenti, sicuramente, lo scarso utilizzo del materiale ferromagnetico impiegato, le eccessive vibrazioni alle quali è sottoposto lo statore e la difficoltà pratica nella realizzazione del nucleo ferromagnetico.

Allo scopo di incrementare la densità di coppia, ridurre le vibrazioni e semplificare la realizzazione dello statore, furono introdotte, alla fine degli anni '90 [3], le prime configurazioni di motori FRM monofase, di cui si riporta la geometria in figura 1.4.

In questi motori, rispetto a quanto succede nelle altre macchine a doppia salienza con i PM sullo statore in cui il flusso nelle bobine varia da un valore minimo ad uno massimo senza cambiare polarità (e per questo denominate a "flusso pulsante"), si ottiene, a parità di periodo, una variazione nel tempo del flusso più rapida e, pertanto, una coppia maggiore, per data f.m.m. .

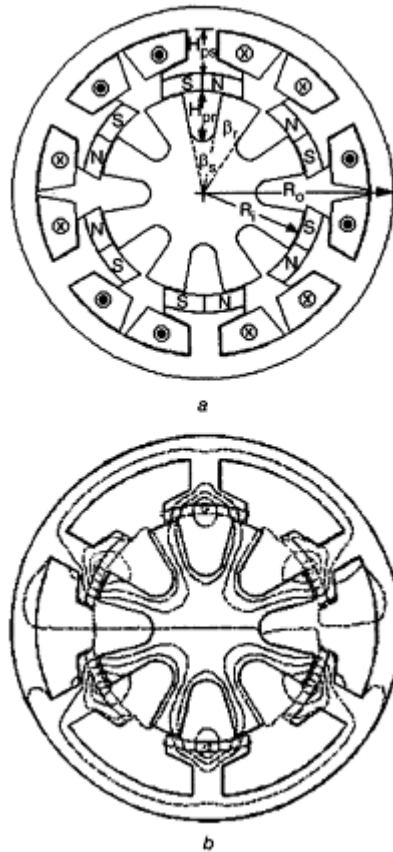


Figura 1.5: FRM Trifase

Le FRM monofase, tuttavia, sviluppano una coppia a vuoto (cogging) abbastanza significativa; allo scopo di ridurre questo fenomeno, furono introdotte le FRM trifase (figura 1.5), le quali conservano tutti i vantaggi di quelle monofase, ma presentano, appunto, una coppia a vuoto minore, perché viene fortemente attenuata la variabilità delle induttanze in funzione della posizione angolare del rotore.

In figura 1.5 si distinguono:

- 6 poli statorici (due per ogni fase);
- 8 poli (denti) rotorici.

Ogni polo statorico possiede, affacciati al traferro, due magneti permanenti di polarità alternata, disposti come in figura, che garantiscono l'inversione del flusso nelle bobine statoriche. L'arco di polo rotorico è pari a circa metà dell'arco di polo statorico, e l'arco interpolare statorico rappresenta un terzo dell'arco polare statorico. Per avvalorare il principio di funzionamento della FRM, come illustrato in fig. 1.4 e in fig. 1.5 a, si può esprimere una relazione tra il numero di poli statorici, il numero di poli rotorici ed il numero di fasi, che ha valenza del tutto generale:

$$\frac{N_s}{N_r} = \frac{m}{m+1} \quad (1.2)$$

dove:

- $m$  è il numero delle fasi (da assumere pari a 2 per la FRM monofase);
- $N_s$  è il numero di poli statorici;
- $N_r$  è il numero di poli rotorici.

Per le FRM trifase i rapporti  $N_s/N_r$  tipici sono 6/8 e 12/16. Il flusso, prodotto dai PM e concatenato dalle bobine statoriche, si inverte ogni volta che il rotore compie una rotazione di un angolo pari a  $\pi/N_r$  radianti. La relazione che lega la frequenza  $f$  di alimentazione alla velocità meccanica  $n$  è la seguente:

$$f = n \cdot N_r \quad (1.3)$$

Il valore picco-picco del flusso concatenato dipende, ovviamente, dall'induzione residua dei PM  $B_r$  e dal campo coercitivo  $H_c$ , ma anche da alcuni parametri geometrici come il rapporto tra lo spessore radiale dei PM e il passo polare statorico, il rapporto tra passo polare statorico e passo polare rotorico ed il rapporto tra lo spessore radiale dei PM e l'altezza del polo

(dente) rotorico.

Come si può vedere in figura 1.6 (grafico in basso), l'andamento ideale della f.c.e.m. di fase è di forma rettangolare, mentre quello reale si avvicina di più ad una forma d'onda trapezoidale. Pertanto, sotto questo punto di vista, il principio base di funzionamento delle FRM è simile a quello dei Motori DC Brushless. La principale differenza è che le flux-reversal sono meccanicamente più robuste e più semplici da realizzare dal momento che i magneti permanenti si trovano sullo statore e che le bobine statoriche possono essere pre-assemblate e facilmente montate attorno ai denti.

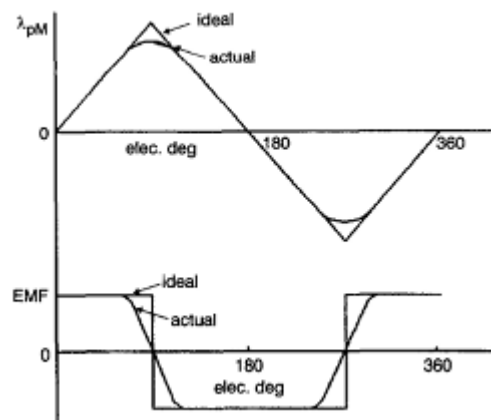


Figura 1.6: Flusso e f.c.e.m. nella FRM Trifase

Grazie all'adozione dello skewing della cave di rotore, si può ridurre la coppia a vuoto al disotto del 3% della coppia nominale e si può rendere la forma d'onda della f.e.m quasi sinusoidale. Avere una f.e.m. sinusoidale (o quasi) è fondamentale per poter effettuare il controllo vettoriale della macchina.

## 1.4 Motori FSPM Trifase

Negli ultimi due decenni sono state pensate e sviluppate parecchie tipologie di macchine elettriche a magneti permanenti Flux-Switching per applicazioni che vanno dal domestico a basso costo all'aerospaziale, passando per l'automazione e la generazione da eolico. In figura 1.7 è rappresentata la configurazione di una tipica macchina FSPM trifase [4].

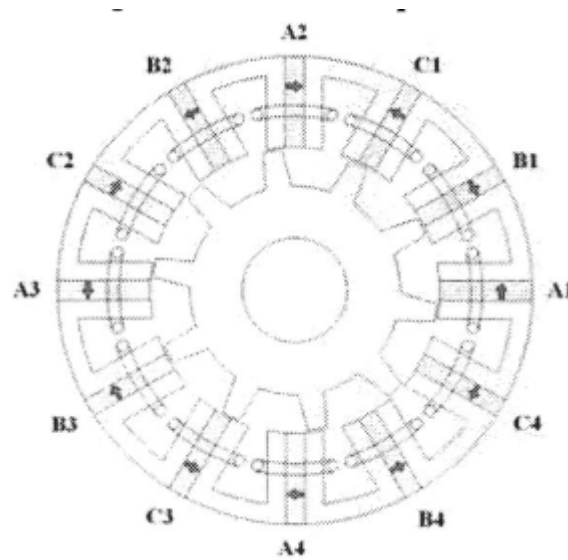


Figura 1.7: Motore FSPM Trifase 12-10

Essa possiede un rotore, privo di avvolgimenti, con un determinato numero di denti, esattamente come una tipica macchina a riluttanza, il che la rende semplice da realizzare e molto robusta e particolarmente adatta per funzionamenti anche ad alte velocità. Come nelle FRM, sia gli avvolgimenti che i magneti permanenti sono allocati sullo statore, i primi avvolti attorno ai denti di statore e ai magneti permanenti stessi. I denti statorici consistono essenzialmente in segmenti modulari ad "U", realizzati ovviamente in materiale ferromagnetico, tra i quali sono inseriti i magneti permanenti, la cui direzione di magnetizzazione è circonferenziale rispetto all'asse di rotazione della macchina, a differenza di quanto visto per le FRM, in cui era radiale, e posti in modo tale da avere, tra due magneti adiacenti, sempre una direzione di magnetizzazione opposta. L'insieme di due segmenti modulari adiacenti e del PM tra essi compreso prende il nome di polo statorico (in figura 1.7 è rappresentata una configurazione con 12 poli statorici e dieci poli (denti) rotorici). Il fatto che i magneti permanenti siano posti sullo statore facilita notevolmente il monitoraggio della temperatura a cui essi si portano nel funzionamento a regime (la temperatura è una grandezza da tenere sotto controllo per quanto riguarda i PM, soprattutto per evitare la smagnetiz-

zazione). Il flusso concatenato dalle bobine statoriche (concentrate, come detto, attorno ai denti statorici) è bipolare ed il suo valore massimo (positivo o negativo) si raggiunge quando il dente di rotore è allineato con il dente di statore, di destra o di sinistra. La f.c.e.m. negli avvolgimenti è di forma d'onda praticamente sinusoidale, il che permette di non avere particolari vincoli inerenti all'alimentazione, possibile anche direttamente dalla rete, e di poter implementare il controllo vettoriale della macchina. La produzione di coppia in queste macchine si basa essenzialmente sulla doppia salienza di statore e rotore ma, nonostante ciò, la coppia in uscita è costituita principalmente dal termine dovuto all'eccitazione dei PM, mentre la coppia di riluttanza risulta solitamente trascurabile.

La caratteristica che, sicuramente, accomuna tutte le tipologie di macchina ad inversione di flusso è l'**elevata densità di coppia**. Proprio per questo motivo, nei due capitoli successivi si cercherà, attraverso l'analisi agli elementi finiti di alcune delle configurazioni appena viste, di individuare la tipologia migliore utilizzando come parametro di confronto la coppia media ottenibile in uscita.

## Capitolo 2

# Configurazioni a confronto

### 2.1 Introduzione

In questo capitolo verranno analizzate, tramite il metodo agli elementi finiti [5], alcune delle configurazioni trifase dei motori ad inversione di flusso presentate nel primo capitolo, e messi a confronto i risultati. Il software opensource utilizzato per l'analisi a regime è FEMM.

### 2.2 Materiali utilizzati nelle simulazioni agli elementi finiti e condizioni al contorno

Tutti i materiali utilizzati nelle simulazioni, che caratterizzano ogni blocco del disegno, possiedono determinate caratteristiche elettromagnetiche, di seguito elencate:

- Permeabilità magnetica relativa  $\mu_r$ ;
- Campo coercitivo  $H_c$ ,  $[A/m]$ ;
- Conducibilità elettrica  $\sigma$ ,  $[MS/m]$ .

I materiali utilizzati nelle simulazioni e le loro caratteristiche sono elencati qui di seguito:

- Air (aria, per i blocchi relativi al traferro e al dominio esterno, da libreria),  $\mu_r = 1, \sigma = 0[MS/m]$ ;
- Stainless steel (acciaio, per il blocco relativo all'albero motore, da libreria),  $\mu_r = 1, \sigma = 1334[MS/m]$ ;

- Copper (rame, per i blocchi relativi ai conduttori dell'avvolgimento, da libreria),  $\mu_r = 1, \sigma = 58[MS/m]$ ;
- Laminated Iron (ferro laminato, per i blocchi relativi allo statore ed al rotore, da libreria),  $\sigma = 10.44[MS/m], k_{pack} = 0.9$ ; si riporta in figura 2.1 la curva di magnetizzazione:

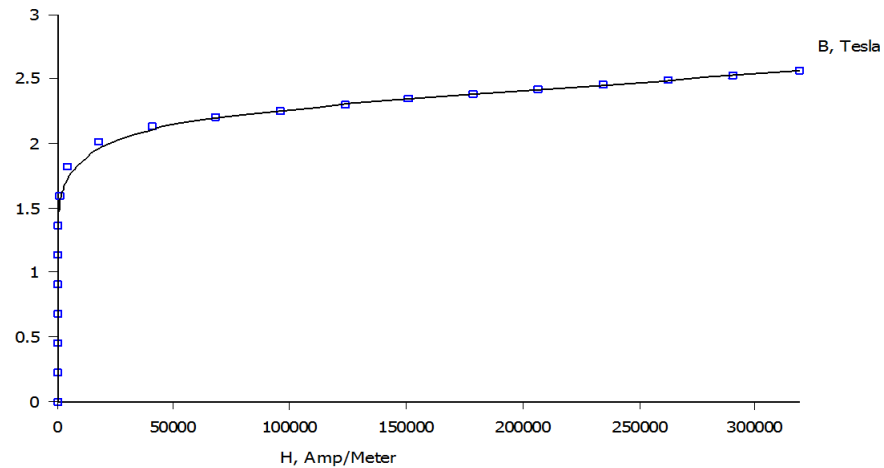


Figura 2.1

- NdFeB 32 MGOe (lega di Neodimio-Ferro-Boro, per i blocchi relativi ai magneti permanenti, da libreria),  $\mu_r = 1.045, H_c = 883310[A/m], \sigma = 0.694[MS/m]$  ;

### Condizioni al contorno

La condizione al contorno, imposta sul dominio esterno, è una Neumann omogenea per il potenziale vettore magnetico ( $A_z = 0$ ).

## 2.3 Script di calcolo

Per la determinazione dei flussi concatenati a vuoto, della coppia di impuntamento, della coppia e dei flussi concatenati a carico, si è ricorso a delle magnetostatiche FEMM comandate in Matlab.

### 2.3.1 Flussi concatenati a vuoto

Lo script Matlab utilizzato per il calcolo dei flussi concatenati a vuoto si basa sui seguenti passaggi:

- Imposizione a zero delle correnti nei conduttori, inizializzazione dei vettori nulli dei flussi concatenati dalle tre fasi e della posizione angolare del rotore

```
clear all
openfemm
opendocument('FSPM Zhu cond. separati BLQ.FEM')
mi_setcurrent('A+',0);
mi_setcurrent('A-',0);
mi_setcurrent('B+',0);
mi_setcurrent('B-',0);
mi_setcurrent('C+',0);
mi_setcurrent('C-',0);
N=1;
fi_a=[];
fi_b=[];
fi_c=[];
teta=[];
```

- Ciclo iterativo per mezzo del quale si fa variare la posizione angolare del rotore relativamente allo statore, per il totale di un periodo, in cui, ad ogni iterazione, si calcolano i flussi concatenati dalle tre fasi, aggiornando i vettori relativi ad essi e alla posizione angolare del rotore

```
for i= 0:a:T;

    mi_selectgroup(2); %seleziona rotore
    mi_moverotate(0,0,a); %ruota di a (senso antiorario)
    mi_analyze; %analizza nel pre-processor di FEMM
    mi_loadsolution; %carica il post-processor di FEMM

    %Fase a
    %Calcolo del flusso della fase a

    %Fase b
    %Calcolo del flusso della fase b

    %Fase c
    %Calcolo del flusso della fase c

    fi_a=[fi_a; fi_iter_a]; %Concatenamento del vettore fi_a
    fi_b=[fi_b; fi_iter_b]; %Concatenamento del vettore fi_b
    fi_c=[fi_c; fi_iter_c]; %Concatenamento del vettore fi_c
    teta=[teta; i] %Concatenamento del vettore teta
end
```

- Rappresentazione grafica dell'andamento dei flussi in funzione della posizione angolare del rotore.

### 2.3.2 Coppia di impuntamento

La struttura dello script Matlab utilizzato per il calcolo della coppia di impuntamento è uguale a quella dello script relativo ai flussi concatenati a vuoto. All'interno del ciclo iterativo, ad ogni iterazione, si calcola la coppia a vuoto tramite il tensore degli sforzi di Maxwell:

```
mo_groupselectblock(2); %Seleziona rotore
C_iter_cogging=mo_blockintegral(22); %Calcola la coppia a vuoto
```

Alla fine di ogni iterazione si aggiornano i vettori della coppia a vuoto e della posizione angolare del rotore, per poter rappresentare l'andamento della prima in funzione della seconda.

### 2.3.3 Coppia

Lo script Matlab utilizzato per il calcolo della coppia si basa sui seguenti passaggi:

- Inizializzazione del vettore nullo della coppia (C) e della posizione angolare (teta) e imposizione del valore massimo della corrente e del numero dei denti rotorici  $N_r$ ;
- Ciclo iterativo per mezzo del quale si fa variare la posizione angolare del rotore relativamente allo statore in cui, ad ogni iterazione, si sincronizzano opportunamente le correnti con la posizione angolare, si calcola la coppia tramite il tensore degli sforzi di Maxwell e si aggiornano i vettori C e teta;

```
for i= 0:a:T;
    %Impostazione correnti sinusoidali
    I_Apos=-Imax*cos((Nr*i*pi)/180);
    I_Aneg=-I_Apos;
    I_Bpos=-Imax*cos((Nr*i*pi)/180-(2/3)*pi);
    I_Bneg=-I_Bpos;
    I_Cpos=-Imax*cos((Nr*i*pi)/180-(4/3)*pi);
    I_Cneg=-I_Cpos;
    mi_setcurrent('A+',I_Apos);
    mi_setcurrent('A-',I_Aneg);
    mi_setcurrent('B+',I_Bpos);
    mi_setcurrent('B-',I_Bneg);
    mi_setcurrent('C+',I_Cpos);
    mi_setcurrent('C-',I_Cneg);

    mi_selectgroup(2); %seleziona rotore
    mi_moverotate(0,0,a); %ruota il rotore di un angolo pari ad a(senso antiorario)
    mi_analyze; %analizza la struttura nel pre-processor di FEMM
    mi_loadsolution;%carica il post-processor di FEMM
    mo_groupselectblock(2); %seleziona il rotore
    C_iter=mo_blockintegral(22); %Calcola la coppia con Maxwell

    C=[C;C_iter]; %Aggiorna il vettore della coppia
    teta=[teta; i] %Aggiorna il vettore della posizione angolare
end
```

- Rappresentazione grafica dell'andamento della coppia in funzione della posizione angolare del rotore.

#### **2.3.4 Flussi concatenati a carico**

La struttura dello script Matlab per il calcolo dei flussi concatenati a carico è simile a quella dello script per il calcolo dei flussi a vuoto con la differenza che, ad ogni iterazione, si devono sincronizzare opportunamente le correnti di fase con la posizione angolare del rotore.

### **2.4 Vincoli costruttivi**

Tutte le geometrie che verranno presentate ed analizzate nel seguito, presentano un diametro esterno pari a 240 [mm] ed una lunghezza assiale di 100 [mm], dimensioni geometriche imposte dall'azienda costruttrice del prototipo finale, Magnetic spa di Montebello Vicentino (VI).

**N.B.** Il confronto tra le diverse configurazioni verrà effettuato a parità di dimensioni e di densità di corrente, quest'ultima fissata e pari a  $6[A/mm^2]$ .

## 2.5 Analisi e confronto tra le configurazioni

### 2.5.1 Motore Trifase FRM 6-8

In figura 2.2 è rappresentata la geometria relativa alla configurazione FRM 6-8.

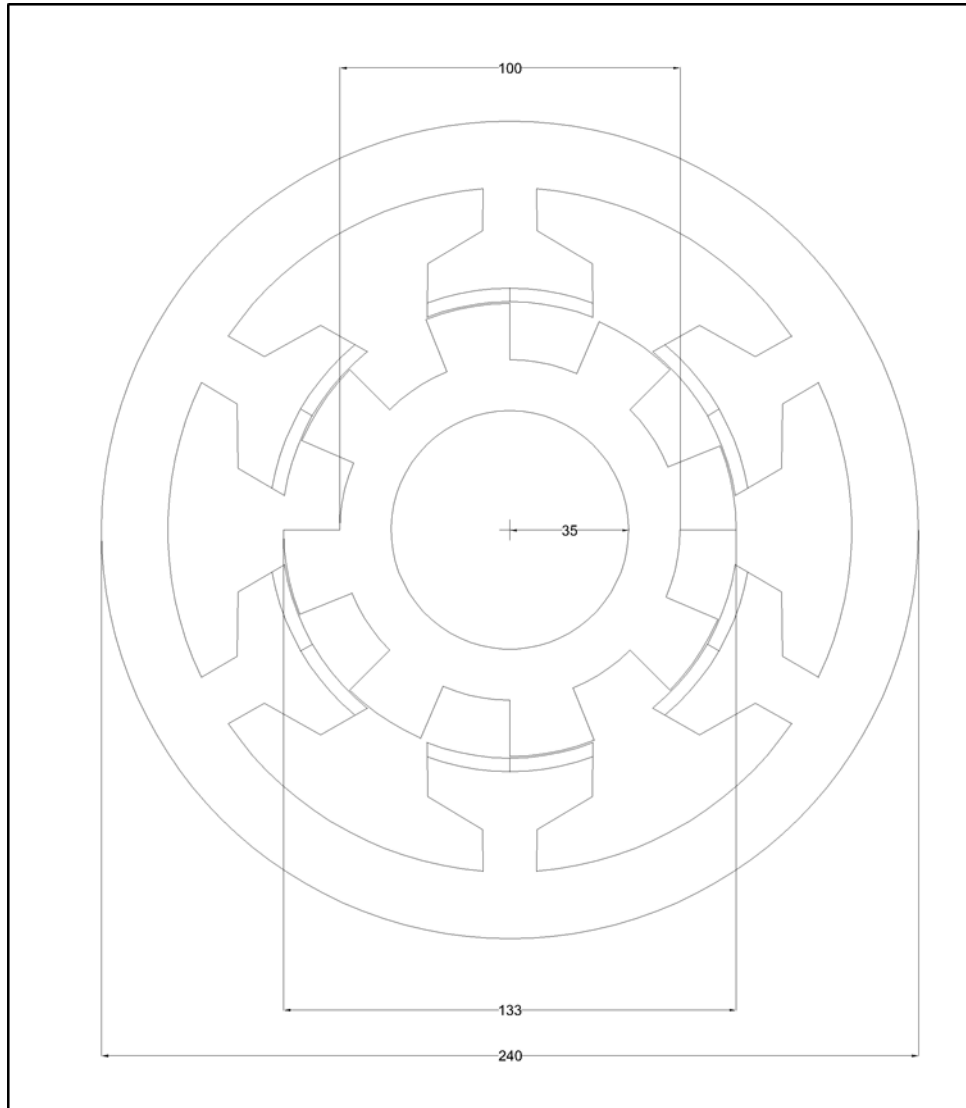


Figura 2.2: Sezione trasversale della FRM Trifase 6-8

In figura 2.3, invece, sono riportati in dettaglio un polo statorico ed il dente di rotore.

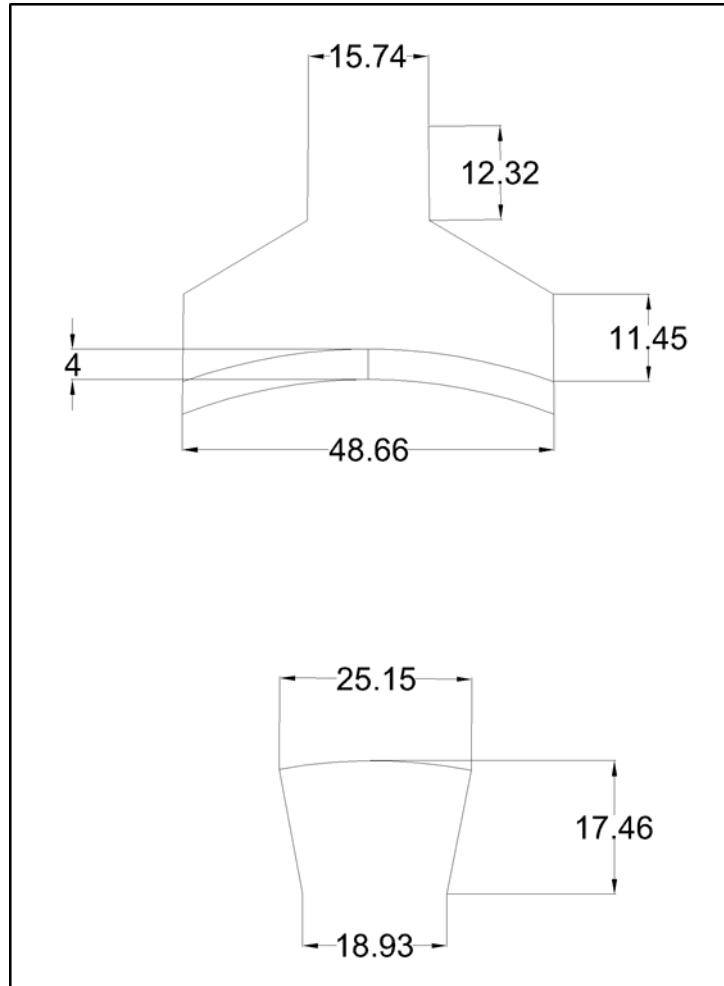


Figura 2.3: Dettaglio sul polo statorico e sul dente rotorico della FRM Trifase 6-8

In figura 2.4 sono rappresentati lo schema di avvolgimento della macchina (bobine a passo diametrale) con la successione delle fasi e la direzione di polarizzazione dei magneti.

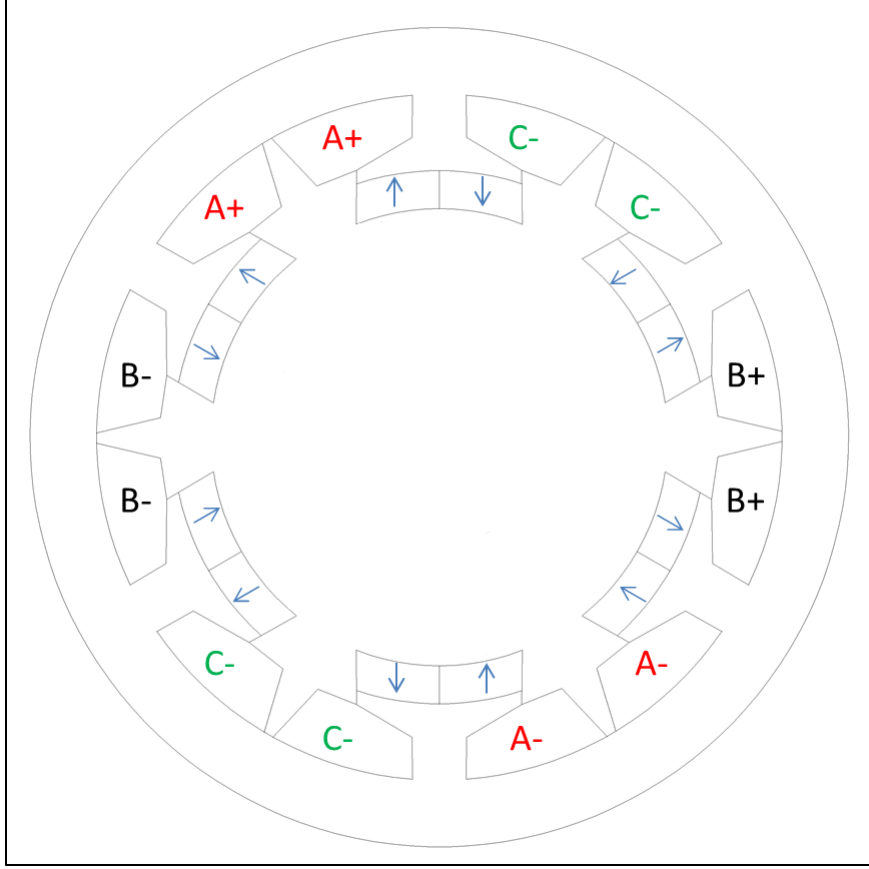


Figura 2.4: Avvolgimento della FRM 6-8

### Analisi agli elementi finiti

I dati del motore e della simulazione sono:

- $R_r = 66.5[mm]$  (raggio del rotore al traferro);
- $D_e = 240[mm]$  (diametro esterno dello statore);
- $L_{stk} = 100[mm]$  (lunghezza assiale);
- Traferro:  $g = 0.5[mm]$ ;
- $k_{fill} = 0.45$  (fattore di riempimento cava);
- $k_{pack} = 0.9$  (fattore di laminazione del pacco lamiere);
- $J = 6[A/mm^2]$  (densità di corrente);
- $S_{slot} = 1805.2[mm^2]$  (sezione di cava);
- $I_{slot} = 6716[A]$  (corrente di cava);

### Simulazione a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 2.5 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

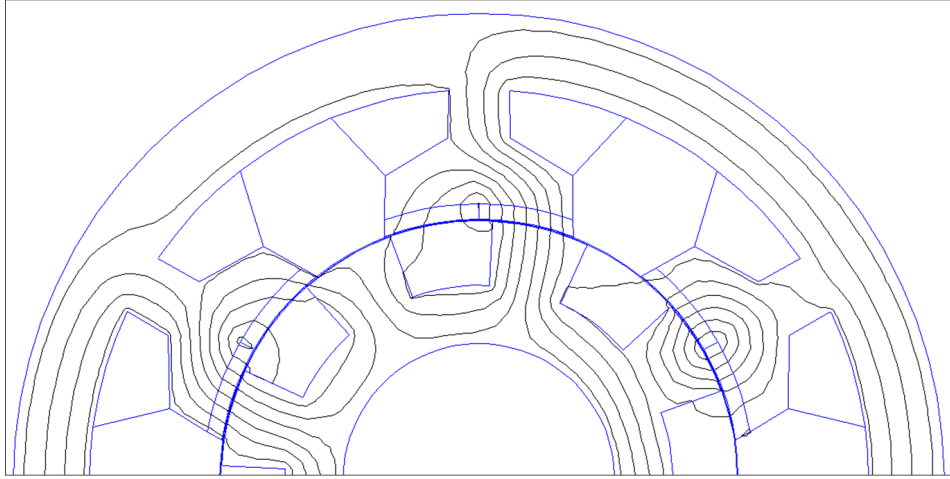


Figura 2.5: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati a vuoto con le tre fasi, come riportato in figura 2.6. Da essa si può notare come i flussi abbiano una forma d'onda quasi sinusoidale.

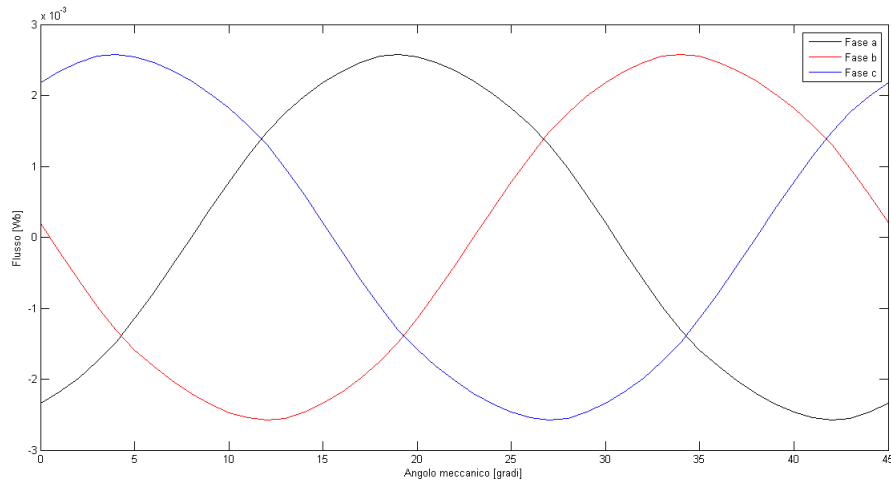


Figura 2.6: Flussi concatenati da una spira a vuoto

La coppia di impuntamento è riportata in figura 2.7. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell.

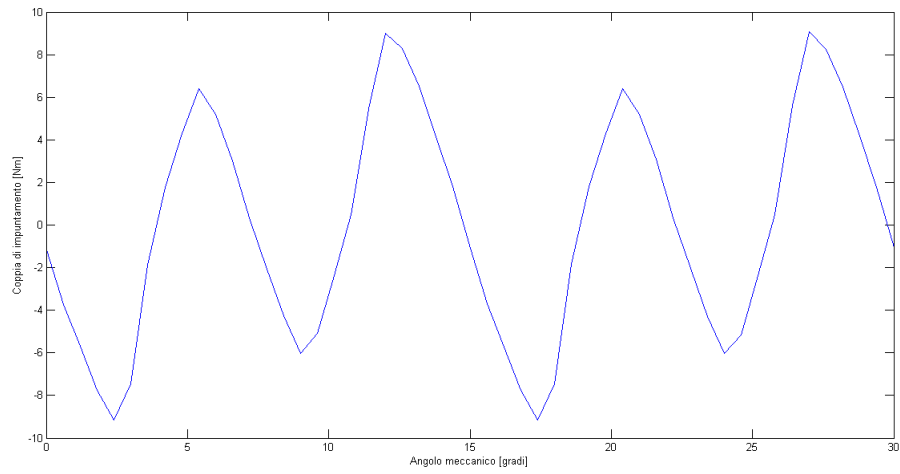


Figura 2.7: Coppia di cogging o impuntamento

Il massimo del flusso concatenato a vuoto è:

$$\hat{\Lambda} = 2.6 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (2.1)$$

La coppia di cogging presenta un periodo che è pari a:

$$T = \frac{360}{m.c.m.(N_s, N_r)} = \frac{360}{24} = 15 \quad (2.2)$$

### Simulazione a carico

Si compie adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 6716[A]$ . L'andamento della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportato in figura 2.8; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

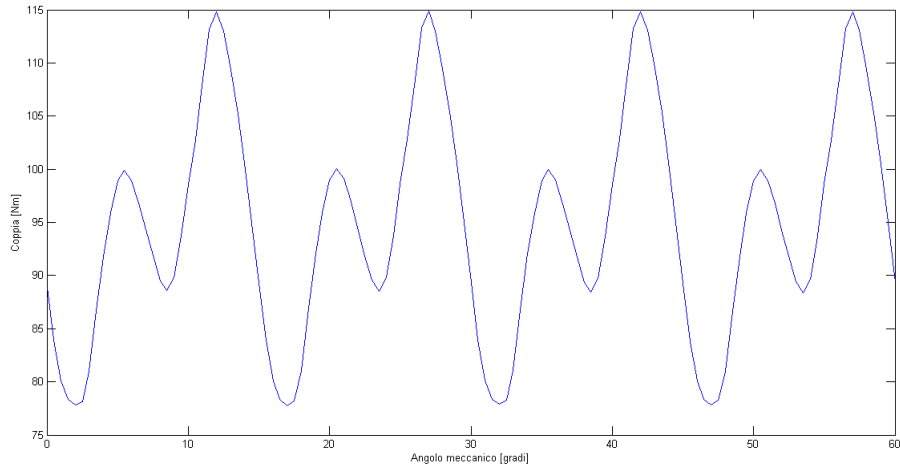


Figura 2.8: Coppia

La coppia media e l'ondulazione di coppia sono pari a:

- $C_{media} = 94.8[Nm]$ ;
- $\Delta C_{\%} = 39.16\%$ .

Infine, si riportano in figura 2.9 i flussi concatenati a carico dalle tre fasi; si vede come la loro forma d'onda sia fortemente distorta.

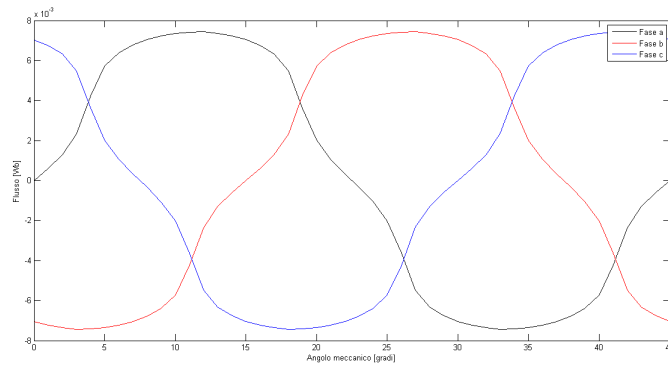


Figura 2.9: Flussi concatenati da una spira a carico

Il massimo del flusso a carico è:

$$\hat{\Lambda} = 7.4 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (2.3)$$

### 2.5.2 Motore Trifase FSPM 12-10

In figura 2.10 è rappresentata la geometria relativa alla configurazione FSPM 12-10.

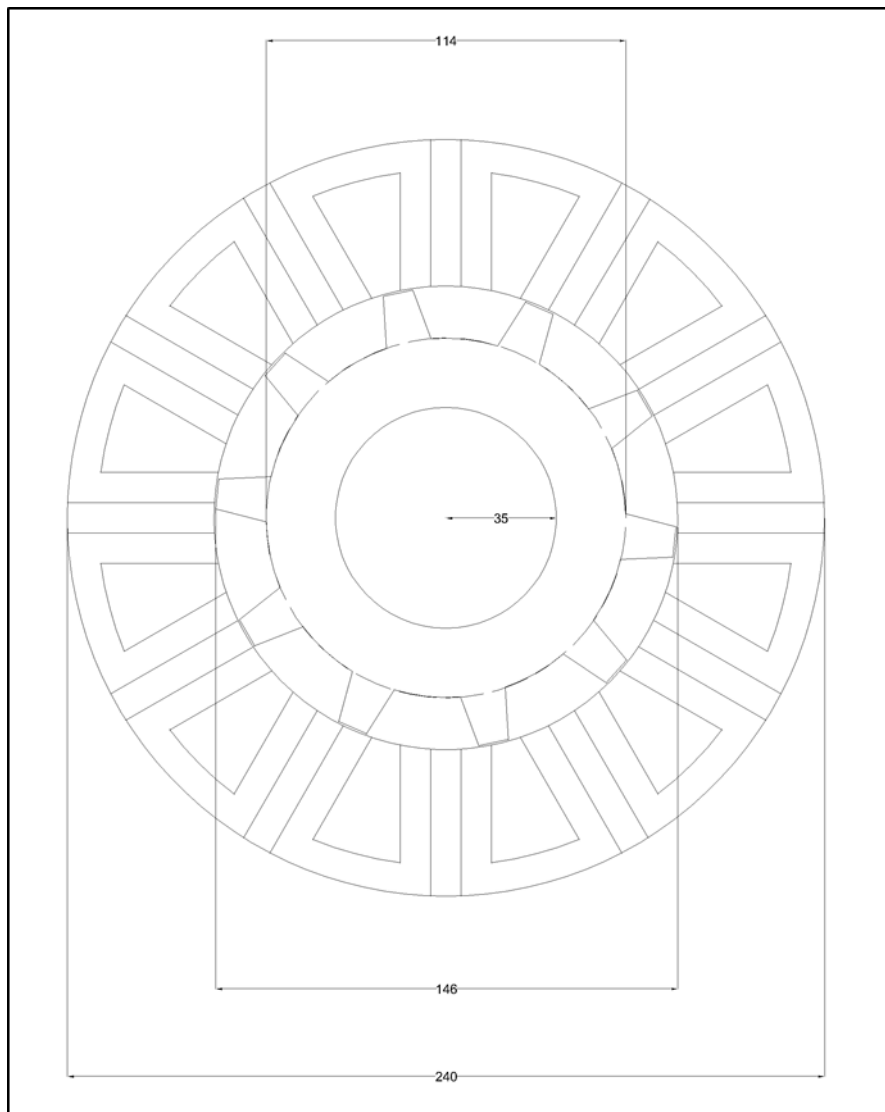


Figura 2.10: Sezione trasversale della FSPM Trifase 12-10

In figura 2.11 vengono rappresentati in dettaglio la cella di statore e il dente di rotore.

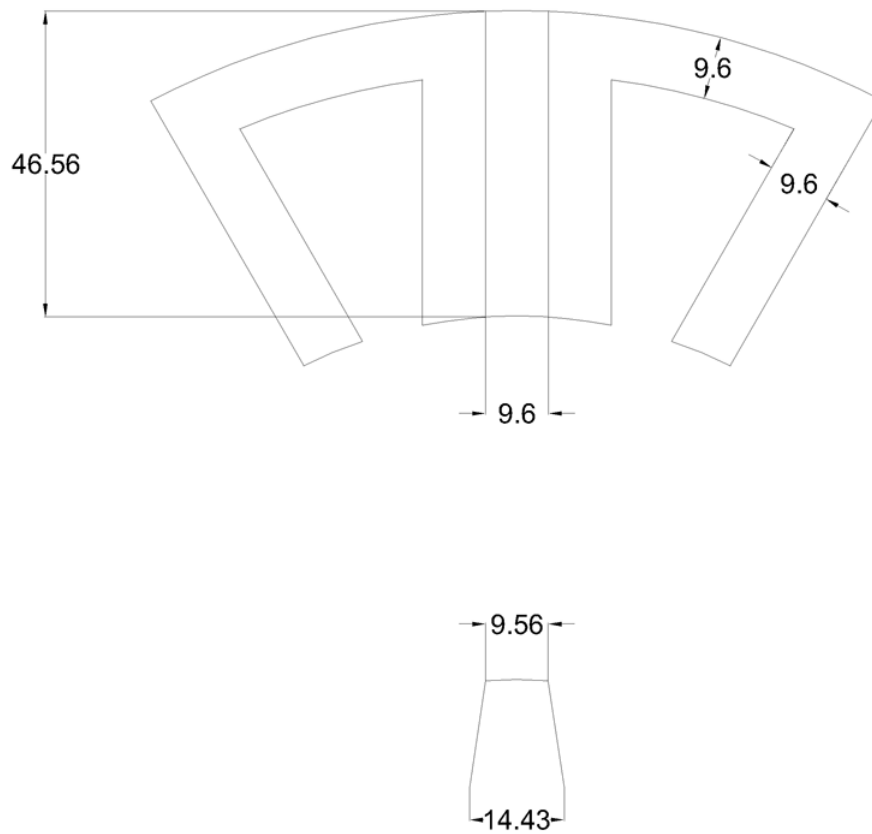


Figura 2.11: Dettaglio sul polo statorico e sul dente rotorico della FSPM Trifase 12-10

In figura 2.12 è rappresentato lo schema di avvolgimento della macchina con la successione delle fasi e la direzione di polarizzazione dei magneti.

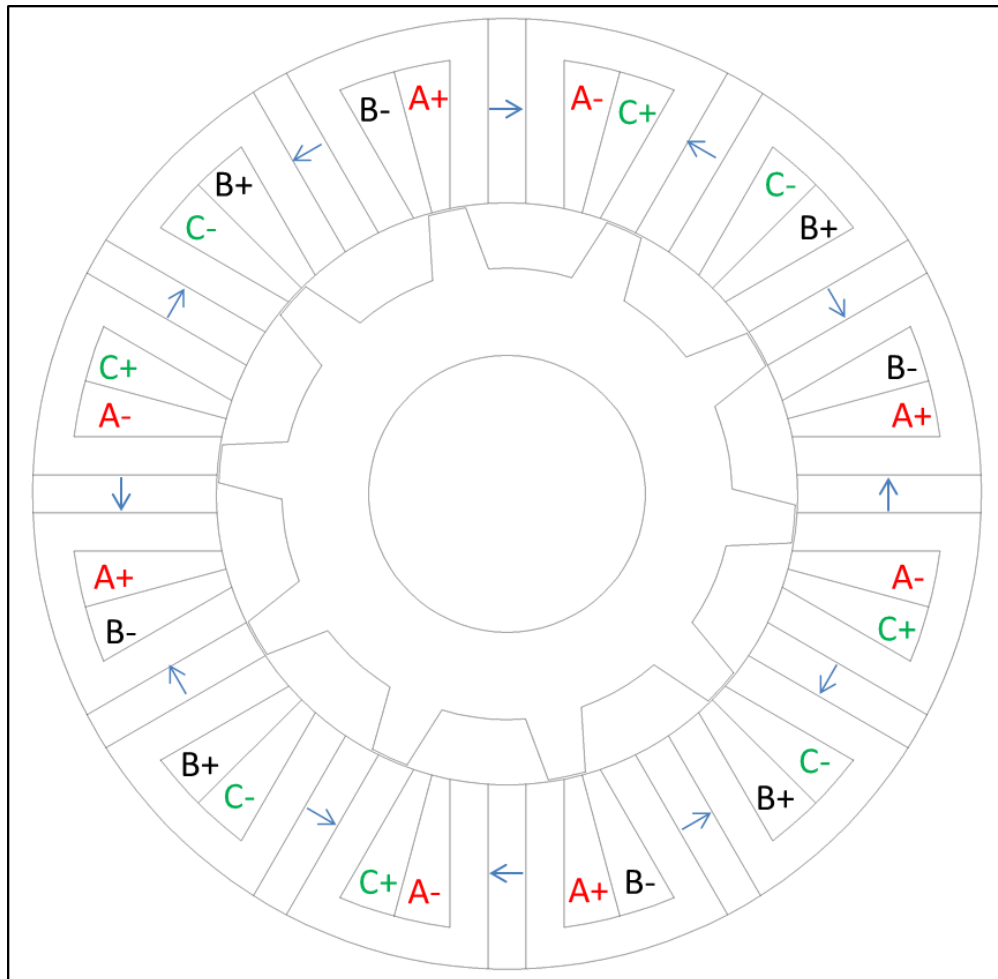


Figura 2.12: Avvolgimento della FSPM 12-10

### Analisi agli elementi finiti

I dati del motore e della simulazione sono:

- $R_r = 73[mm]$ ;
- $D_e = 240[mm]$ ;
- $L_{stk} = 100[mm]$ ;
- Traferro:  $g = 0.5[mm]$ ;
- $k_{fill} = 0.45$ ;
- $k_{pack} = 0.9$ ;
- $J = 6[A/mm^2]$ ;
- $S_{slot} = 708[mm^2]$ ;
- $I_{slot} = 2704[A]$ ;

### Simulazione a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 2.13 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

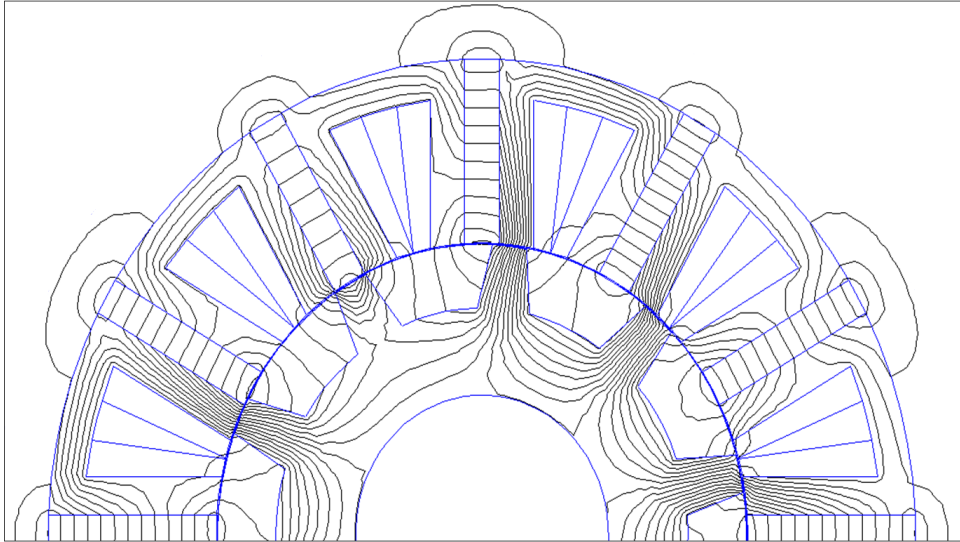


Figura 2.13: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati a vuoto con le tre fasi, come riportato in figura 2.14. Da essa si può notare come i flussi abbiano una forma d'onda quasi sinusoidale.

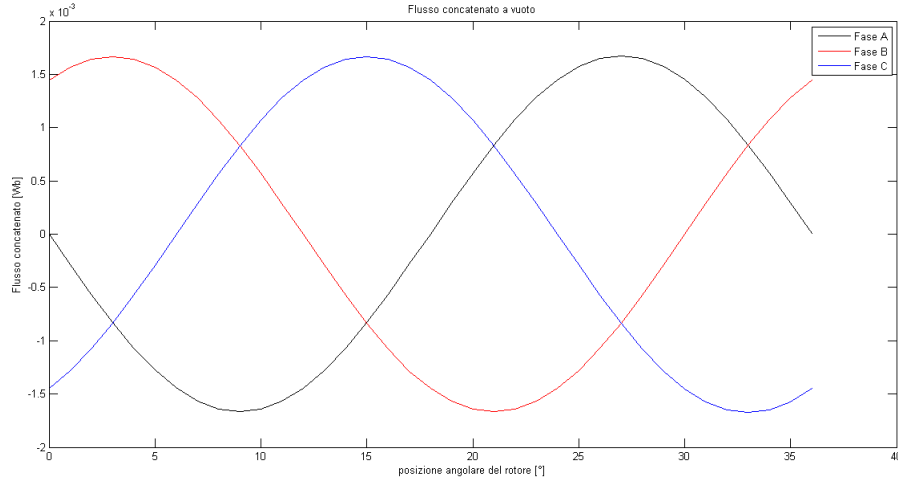


Figura 2.14: Flussi concatenati da una spira a vuoto

La coppia di impuntamento è riportata in figura 2.15. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell.

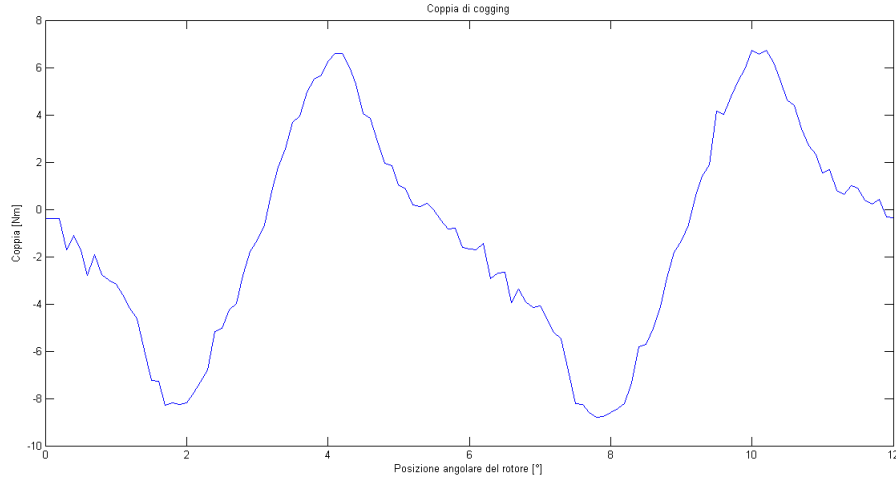


Figura 2.15: Coppia di cogging

Il massimo del flusso concatenato a vuoto è:

$$\hat{\Lambda} = 1.6 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (2.4)$$

La coppia di cogging presenta un periodo che è pari a:

$$T = \frac{360}{m.c.m.(N_s, N_r)} = \frac{360}{60} = 6 \quad (2.5)$$

### Simulazione a carico

Si compie adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 2704[A]$ . L'andamento della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportato in figura 2.16; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

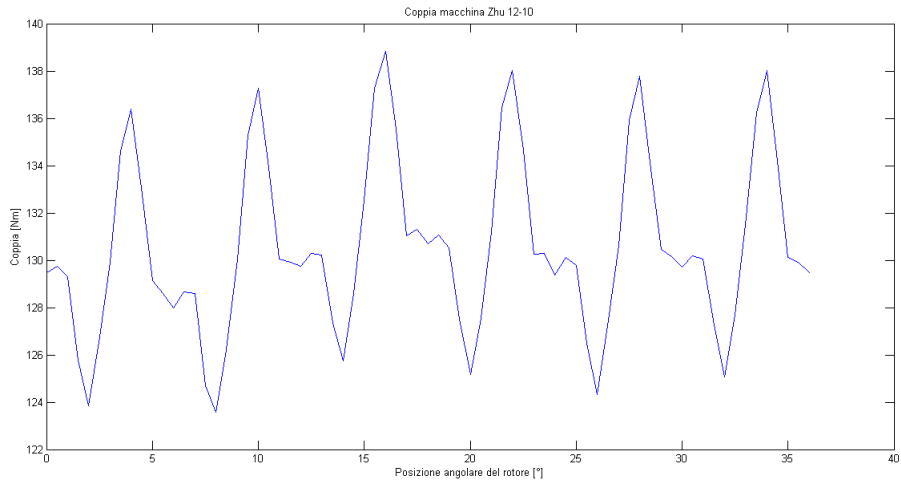


Figura 2.16: Coppia

La coppia media e l'ondulazione di coppia sono pari a:

- $C_{media} = 130.5[Nm]$ ;
- $\Delta C\% = 11.68\%$ .

Infine, si riportano in figura 2.17 i flussi concatenati a carico dalle tre fasi. Si può notare come mantengano una forma d'onda sinusoidale.

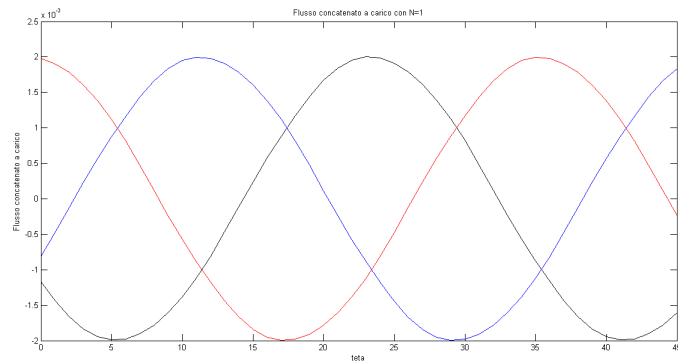


Figura 2.17: Flussi concatenati da una spira a carico

Il massimo del flusso a carico è:

$$\hat{\Lambda} = 2 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (2.6)$$

### 2.5.3 Motore Trifase FSPM 12-14

In figura 2.18 è rappresentata la geometria relativa alla configurazione FSPM 12-14.

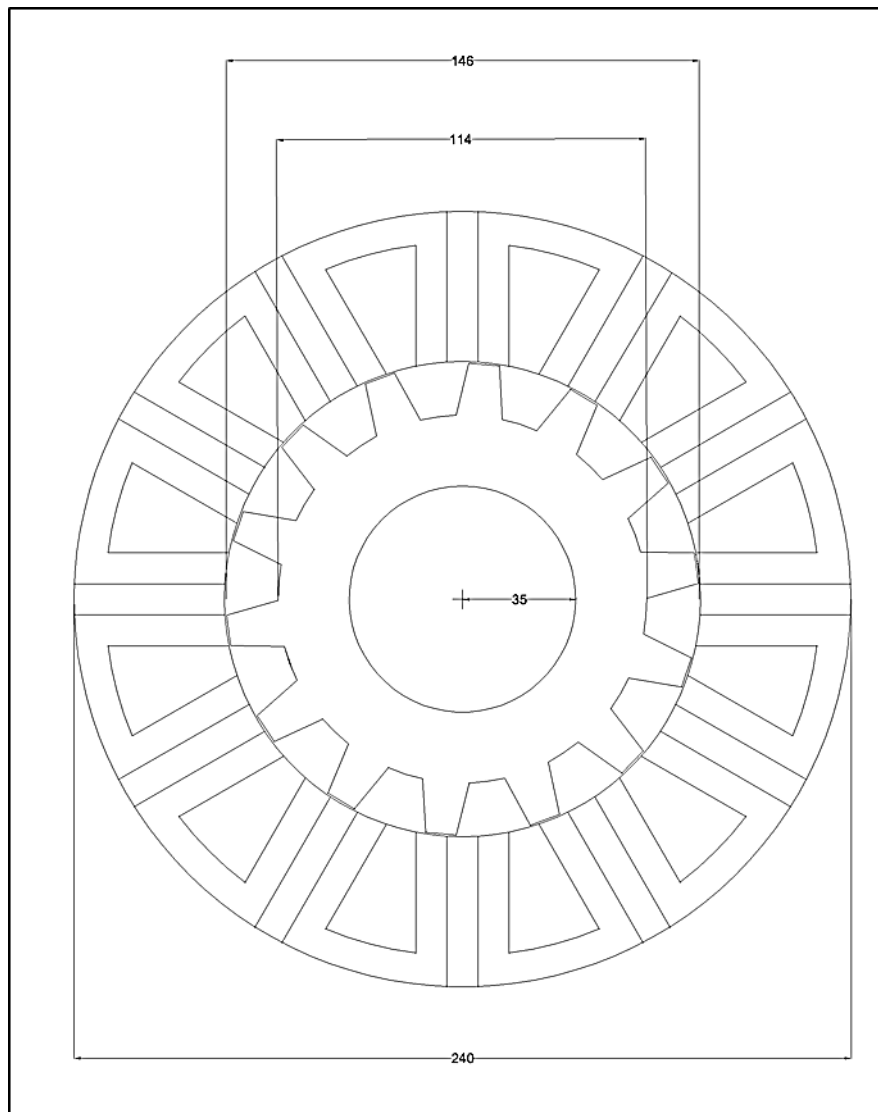


Figura 2.18: Sezione trasversale della FSPM Trifase 12-14

In figura 2.19 vengono rappresentati in dettaglio la cella di statore e il dente di rotore.

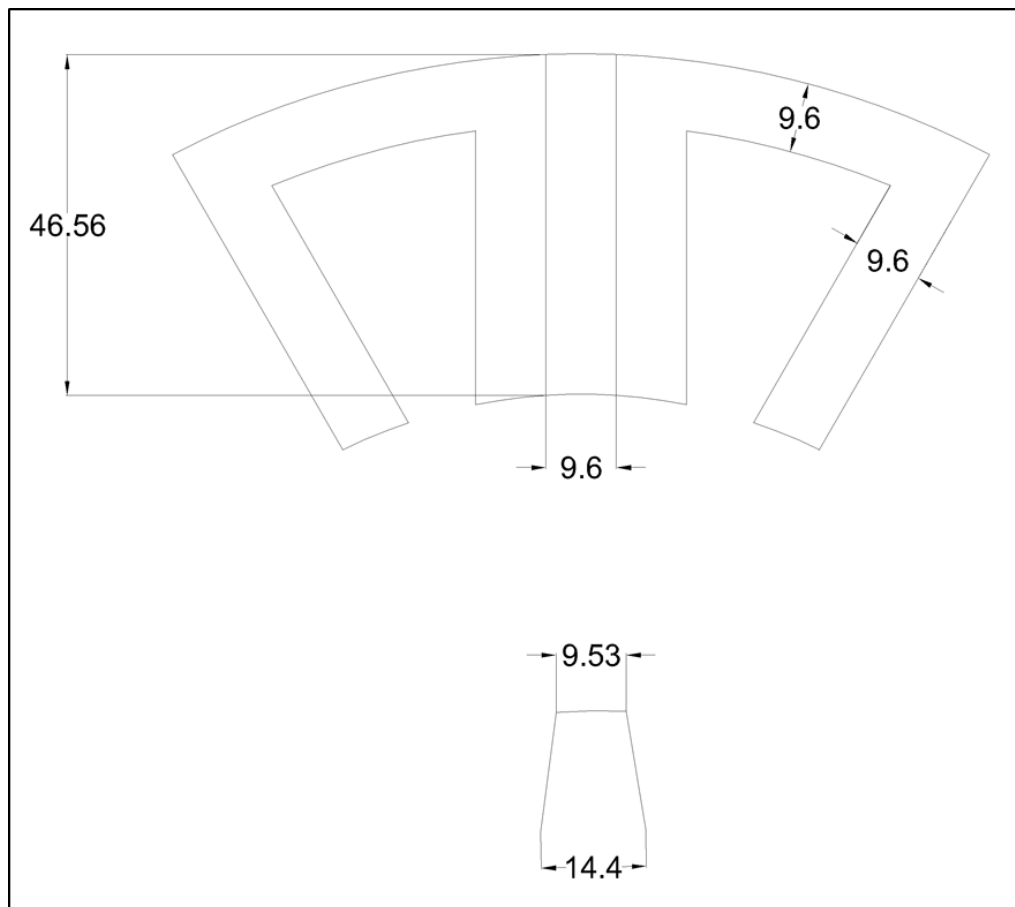


Figura 2.19: Dettaglio sul polo statorico e sul dente rotorico della FSPM Trifase 12-14

In figura 2.20 è rappresentato lo schema di avvolgimento della macchina con la successione delle fasi e la direzione di polarizzazione dei magneti.

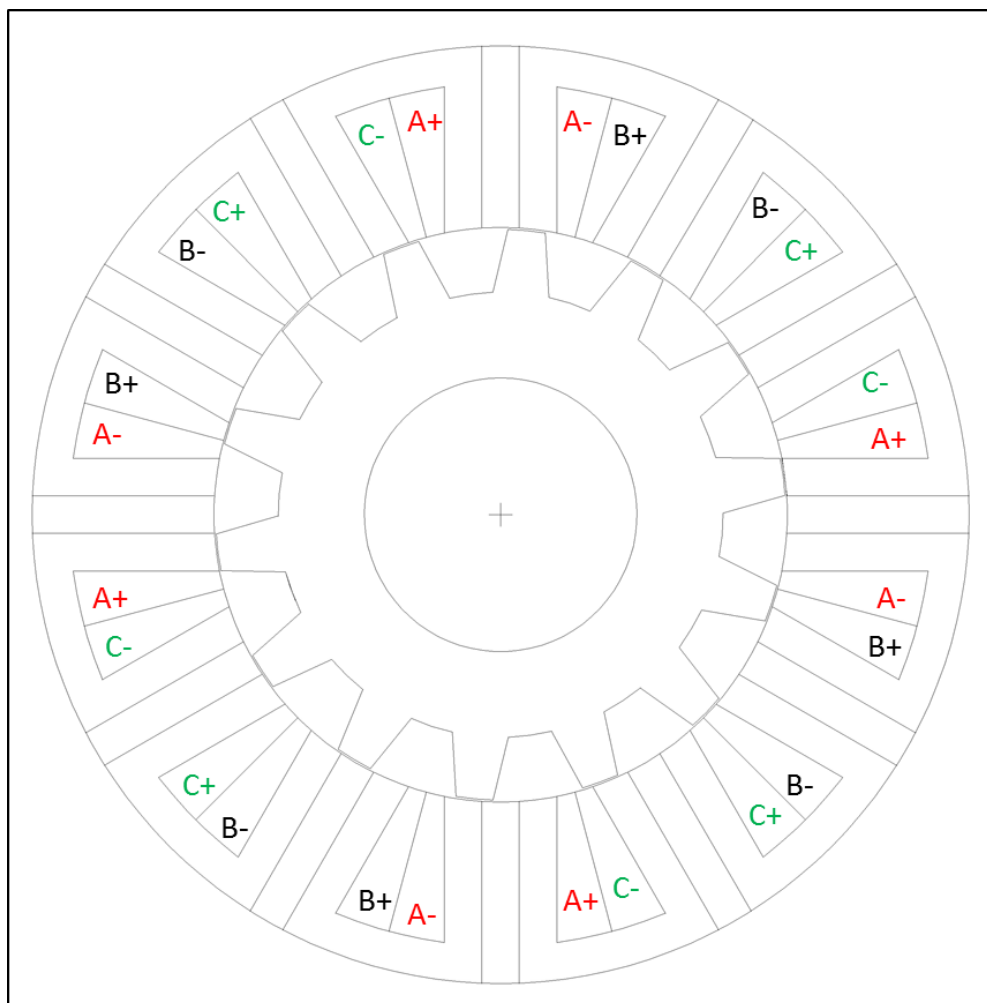


Figura 2.20: Avvolgimento della FSPM 12-14

### Analisi agli elementi finiti

I dati del motore e della simulazione sono:

- $R_r = 73[mm]$ ;
- $D_e = 240[mm]$ ;
- $L_{stk} = 100[mm]$ ;
- Traferro:  $g = 0.5[mm]$ ;
- $k_{fill} = 0.45$ ;
- $k_{pack} = 0.9$ ;
- $J = 6[A/mm^2]$ ;
- $S_{slot} = 708[mm^2]$ ;
- $I_{slot} = 2704[A]$ ;

### Simulazione a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 2.21 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

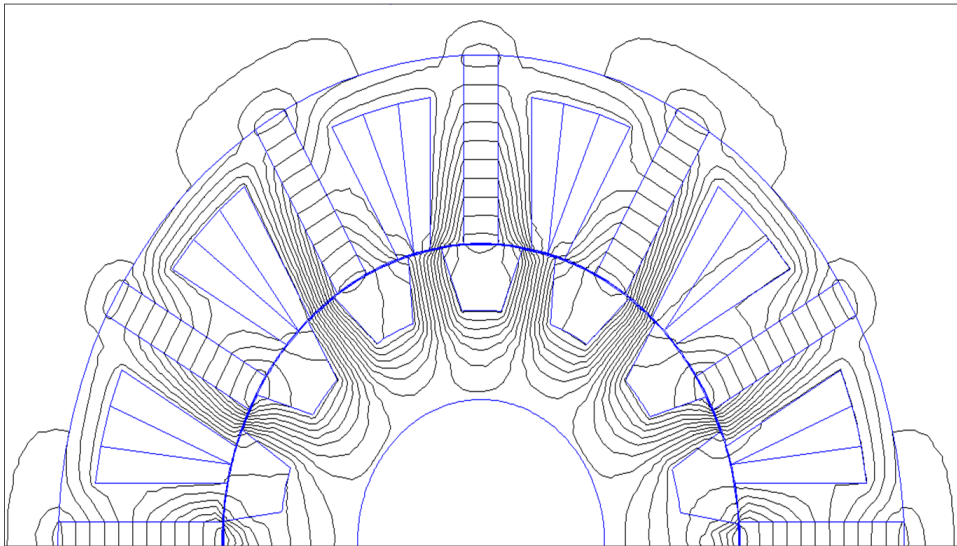


Figura 2.21: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati a vuoto con le tre fasi, come riportato in figura 2.22. Da essa si può notare come i flussi abbiano una forma d'onda quasi sinusoidale.

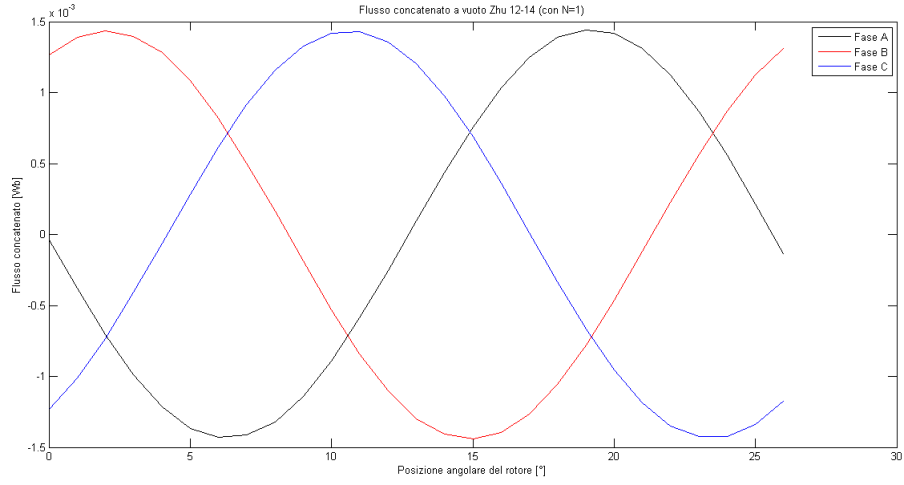


Figura 2.22: Flussi concatenati da una spira a vuoto

La coppia di impuntamento è riportata in figura 2.23. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell.

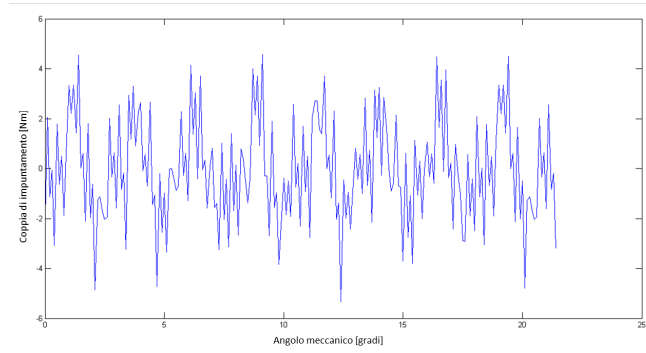


Figura 2.23: Coppia di cogging

Il massimo del flusso concatenato a vuoto è:

$$\hat{\Lambda} = 1.48 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (2.7)$$

La coppia di cogging presenta un periodo che è pari a:

$$T = \frac{360}{m.c.m.(N_s, N_r)} = \frac{360}{84} = 4.3 \quad (2.8)$$

### Simulazione a carico

Si compie adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 2704[A]$ . L'andamento della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportato in figura 2.24; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

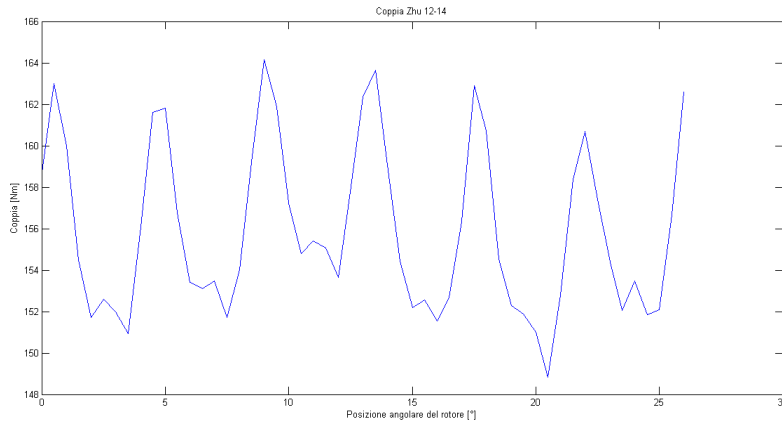


Figura 2.24: Coppia

La coppia media e l'ondulazione di coppia sono pari a:

- $C_{media} = 155.9[Nm]$ ;
- $\Delta C_{\%} = 9.81\%$ .

Infine, si riportano in figura 2.25 i flussi concatenati a carico dalle tre fasi. Si può notare come mantengano una forma d'onda sinusoidale.

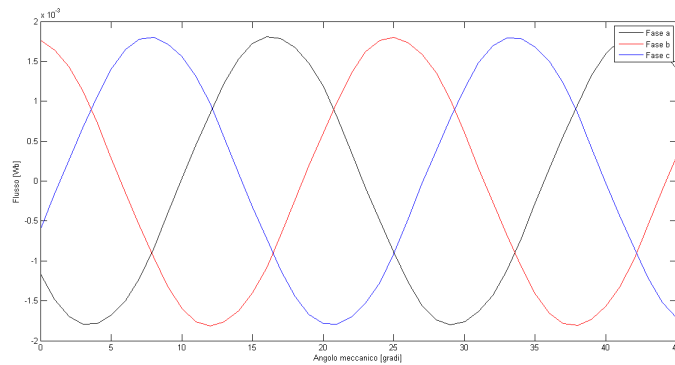


Figura 2.25: Flussi concatenati da una spira a carico

Il massimo del flusso a carico è:

$$\hat{\Lambda} = 1.8 \cdot 10^{-3}[Wb] \quad (2.9)$$

## 2.6 Scelta della configurazione migliore

I risultati relativi alla coppia media e all'ondulazione di coppia scaturiti dalle simulazioni effettuate sulle macchine FRM 6-8, FSPM 12-10 e FSPM 12-14 sono riassunti nella tabella 1.

Tabella 2.1

| Tipologia  | C <sub>media</sub> [Nm] | $\Delta C\%$ |
|------------|-------------------------|--------------|
| FRM 6-8    | 94.8                    | 39.16        |
| FSPM 12-10 | 130.5                   | 11.68        |
| FSPM 12-14 | 155.9                   | 9.81         |

Dal confronto della coppia media e dell'ondulazione di coppia tra i motori in tabella, la scelta della configurazione migliore ricade sulla FSPM 12-14. Risulta evidente come la tipologia FSPM, rispetto alla FRM, presenti una densità di coppia più elevata:

- FRM 6-8:  $\delta_C = \frac{C_{media}}{Vol} = 20.95[Nm/dm^3]$ ;
- FSPM 12-10:  $\delta_C = \frac{C_{media}}{Vol} = 28.85[Nm/dm^3]$ ;
- FSPM 12-14:  $\delta_C = \frac{C_{media}}{Vol} = 34.46[Nm/dm^3]$ ;

## Capitolo 3

# Motori Trifase FSPM - Nuove configurazioni

### 3.1 Introduzione

In questo capitolo verranno presentate due nuove configurazioni del motore FSPM presentato in [6] e analizzate nel secondo capitolo. Come già scritto, è stata scelta questa tipologia di motori perché presentano, a parità di condizioni, rispetto agli altri analizzati nel capitolo 2, una densità di coppia superiore. Sono state pensate due configurazioni con un numero maggiore di poli statorici e denti rotorici rispetto a quelle presentate in [6] e [7] e analizzate nel secondo capitolo, per cercare di ottenere una coppia paragonabile a quella ottenuta nella configurazione 12-14, ma un'ondulazione di coppia minore. Le configurazioni qui pensate presentano lo stesso numero di poli statorici, 18, e diverso numero di denti rotorici, rispettivamente 15 e 21.

### 3.2 Determinazione del numero di poli statorici e rotorici

Dall'ispezione delle geometrie delle configurazioni 12-10 e 12-14 è subito emerso che il numero di poli statorici  $N_s$  dovesse essere in numero pari per garantire la periodicità della macchina e quindi la corretta alternanza del flusso. Inoltre,  $N_s$  deve essere un multiplo di 3 poiché la macchina è trifase, e, ad ogni fase, bisogna, ovviamente, attribuire lo stesso numero di bobine. Il numero di denti rotorici  $N_r$  deve essere scelto in modo tale da garantire l'alternanza del flusso nelle bobine di statore e, cosa altrettanto importante, lo sfasamento di  $120^\circ$  tra i flussi concatenati dalla bobine delle fasi a, b e c. In particolare è necessario rispettare determinati rapporti tra il numero di poli

statorici  $N_s$  ed il numero di denti rotorici  $N_r$ , desumibili dalle configurazioni 12-10 e 12-14:

$$k_{sr1} = \frac{12}{10} = \frac{6}{5} \quad (3.1)$$

$$k_{sr2} = \frac{12}{14} = \frac{6}{7} \quad (3.2)$$

In base a questi due criteri, sono quindi state pensate le seguenti configurazioni:

- $N_s = 18 \longrightarrow N_{r1} = \frac{N_s}{k_{sr1}} = \frac{18 \cdot 5}{6} = 15$
- $N_s = 18 \longrightarrow N_{r2} = \frac{N_s}{k_{sr2}} = \frac{18 \cdot 7}{6} = 21$
- $N_s = 24 \longrightarrow N_{r1} = \frac{N_s}{k_{sr1}} = \frac{24 \cdot 5}{6} = 20$
- $N_s = 24 \longrightarrow N_{r2} = \frac{N_s}{k_{sr2}} = \frac{24 \cdot 7}{6} = 28$

### 3.3 Motore trifase FSPM 18-15

In figura 3.1 è rappresentata la geometria relativa alla configurazione FSPM 18-15.

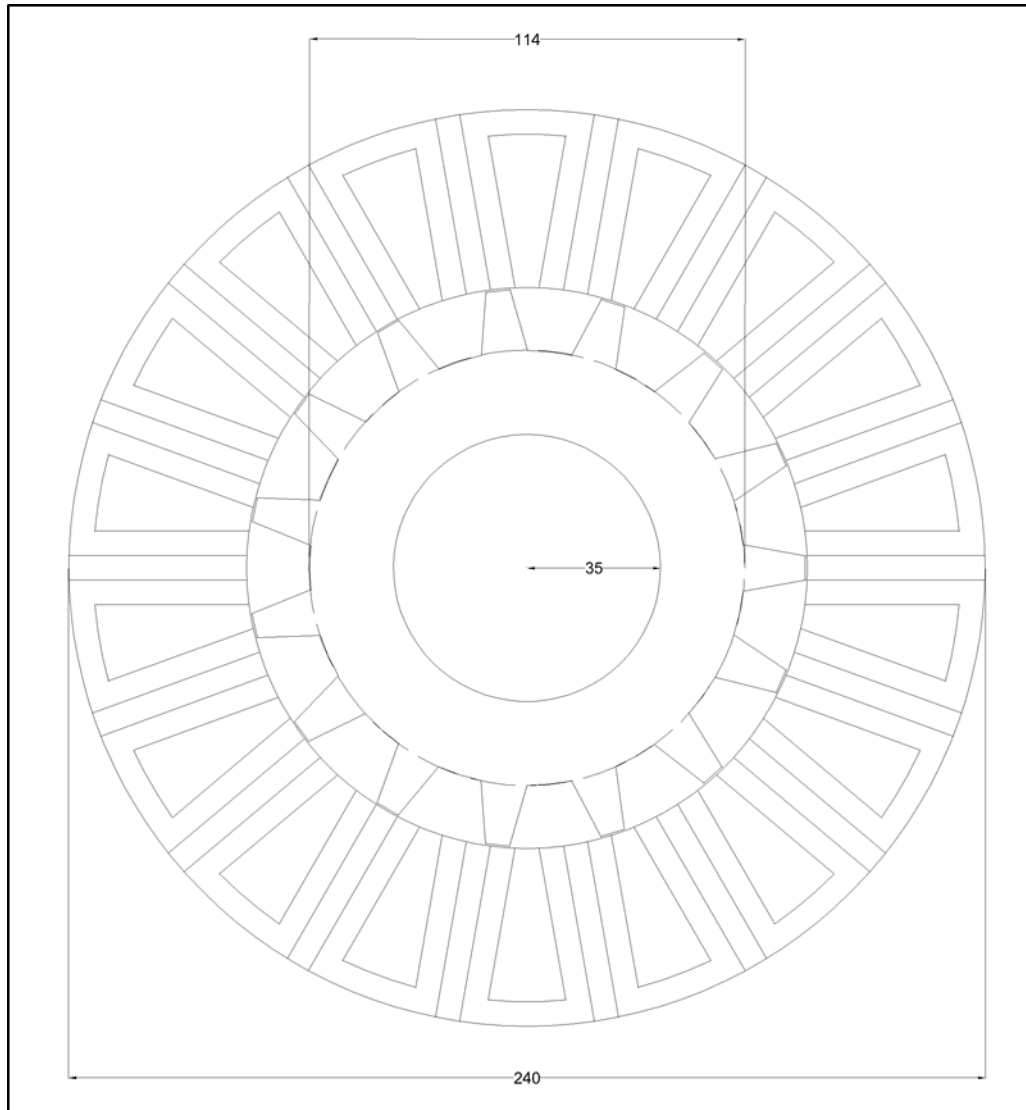


Figura 3.1: Sezione trasversale della FSPM Trifase 18-15

In figura 3.2 sono riportati in dettaglio la cella di statore e il dente di rotore.

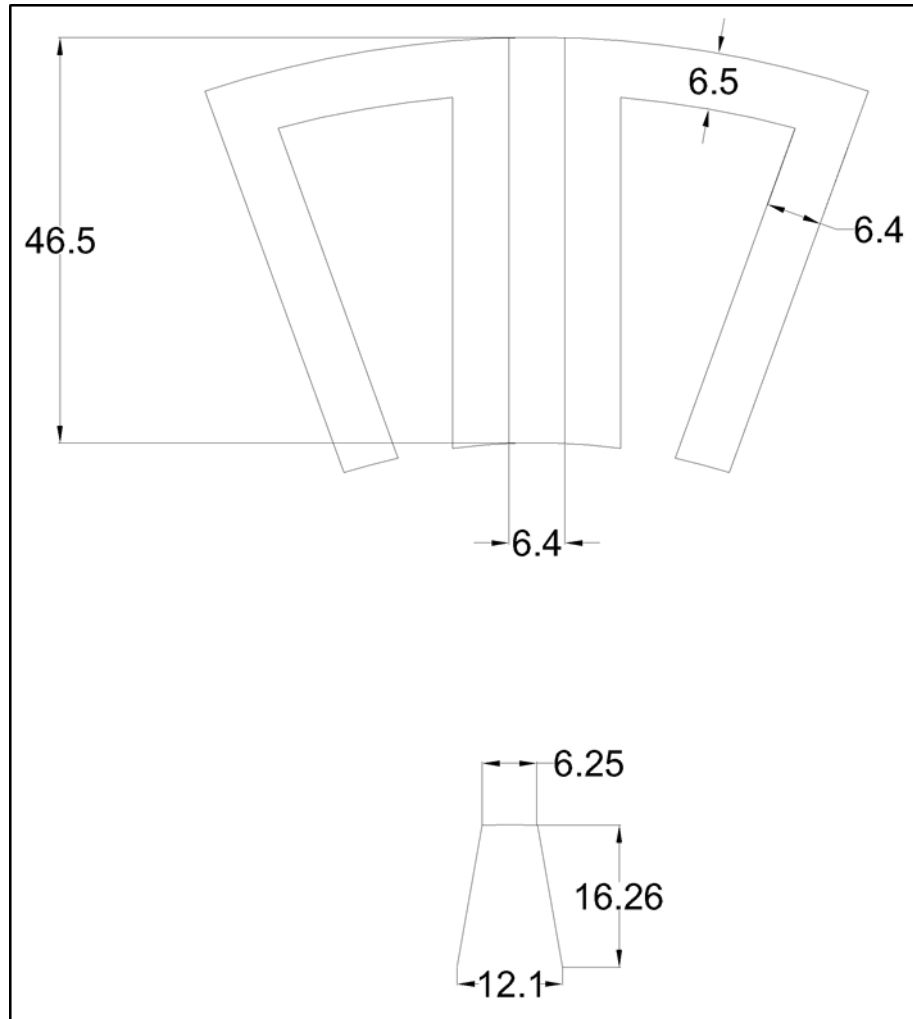


Figura 3.2: Dettaglio sulla cella statorica e sul dente di rotore della FSPM Trifase 18-15

In figura 3.3 è rappresentato lo schema di avvolgimento della macchina con la successione delle fasi.

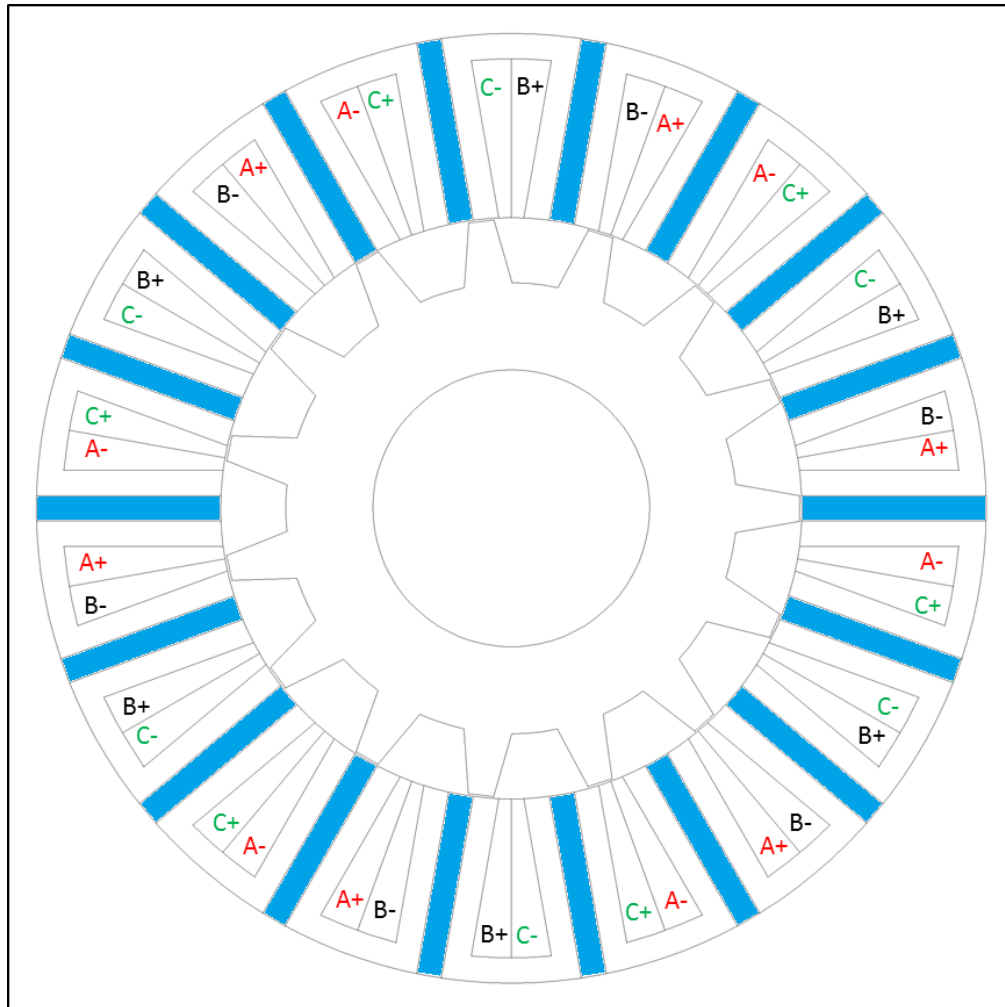


Figura 3.3: Avvolgimento e distribuzione delle fasi nella FSPM Trifase 18-15

### Analisi agli elementi finiti

I dati del motore e della simulazione sono:

- $R_r = 73[mm]$ ;
- $D_e = 240[mm]$ ;
- $L_{stk} = 100[mm]$ ;
- Traferro:  $g = 0.5[mm]$ ;
- $k_{fill} = 0.45$ ;
- $k_{pack} = 0.9$ ;
- $J = 6[A/mm^2]$ ;
- $S_{slot} = 542[mm^2]$ ;
- $I_{slot} = 2070[A]$ ;

### Simulazione a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 3.4 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

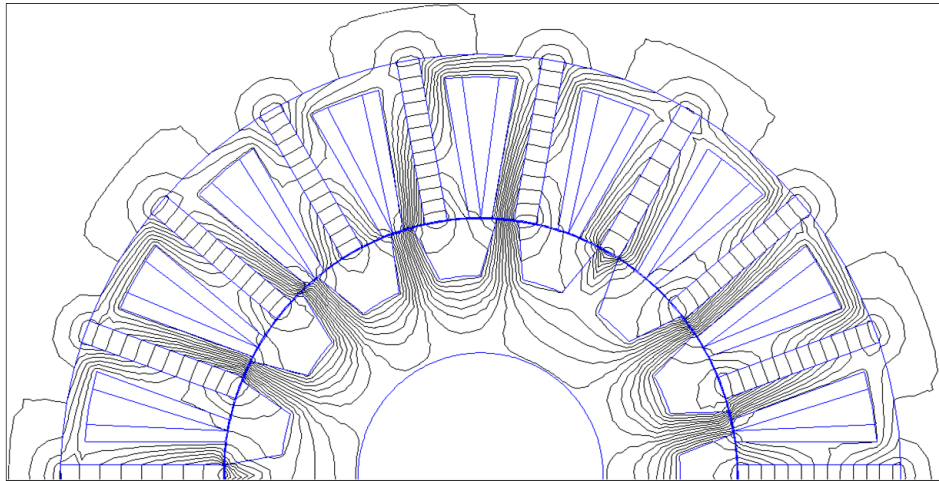


Figura 3.4: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati a vuoto dalle tre fasi, come riportato in figura 3.5. Da essa si può notare come i flussi abbiano una forma d'onda quasi sinusoidale.

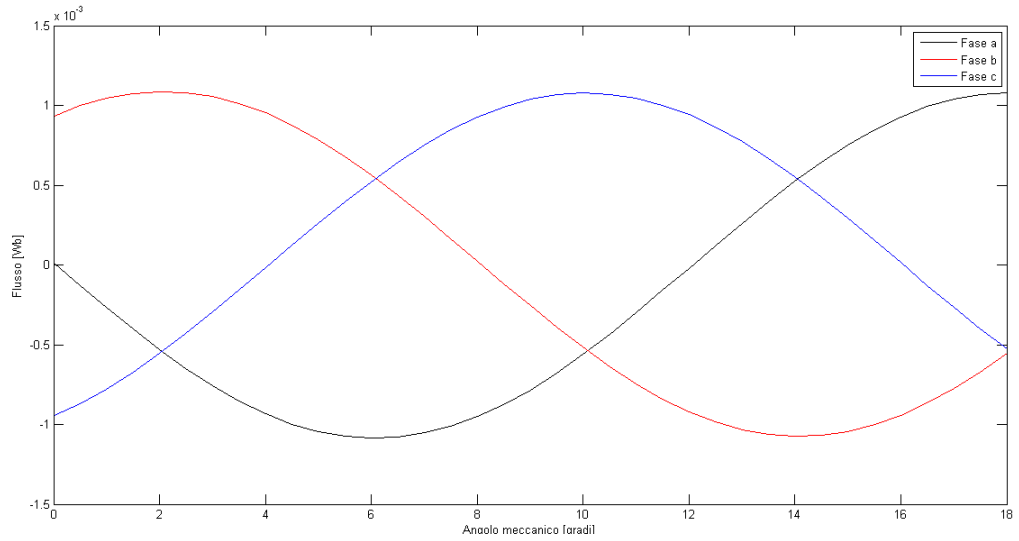


Figura 3.5: Flussi concatenati da una spira a vuoto

La coppia di impuntamento è riportata in figura 3.6. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell.

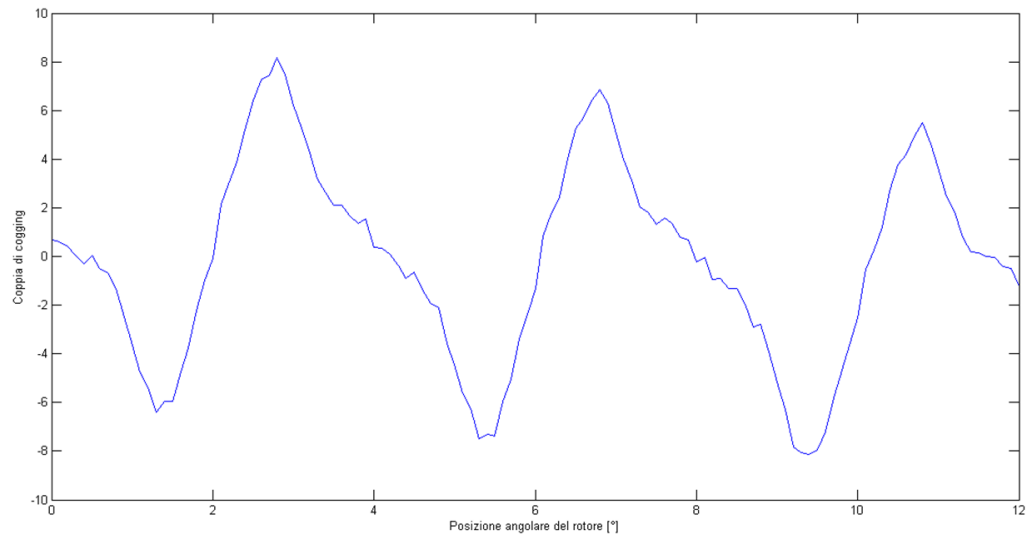


Figura 3.6: Coppia di cogging

Il massimo del flusso concatenato a vuoto è:

$$\hat{\Lambda} = 1.12 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (3.3)$$

La coppia di cogging presenta un periodo che è pari a:

$$T = \frac{360}{m.c.m.(N_s, N_r)} = \frac{360}{90} = 4 \quad (3.4)$$

### Simulazione a carico

Si compie adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 2070[A]$ . L'andamento della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportato in figura 3.7; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

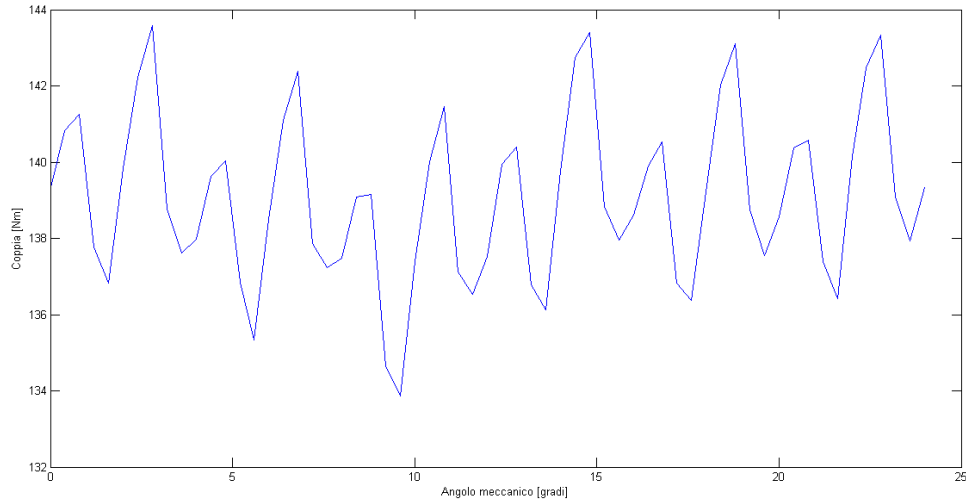


Figura 3.7: Coppia

La coppia media e l'ondulazione di coppia sono pari a:

- $C_{media} = 139.1[Nm]$ ;
- $\Delta C_{\%} = 6.98\%$ .

Infine, si riportano in figura 3.8 i flussi concatenati a carico dalle tre fasi.

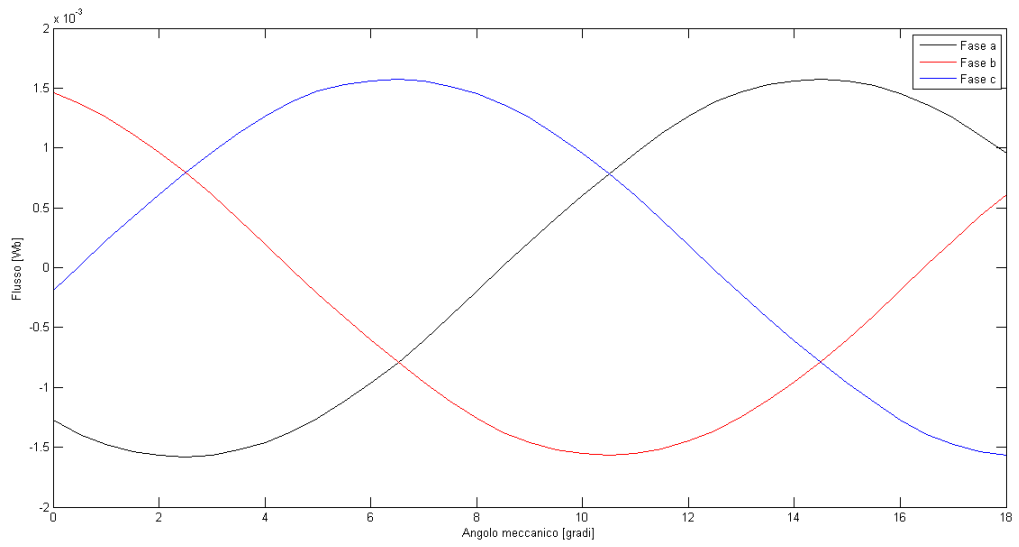


Figura 3.8: Flussi concatenati da una spira a carico

Il massimo del flusso a carico è:

$$\hat{\Lambda} = 1.51 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (3.5)$$

### 3.4 Motore trifase FSPM 18-21

In figura 3.9 è rappresentata la geometria relativa alla configurazione FSPM 18-15.

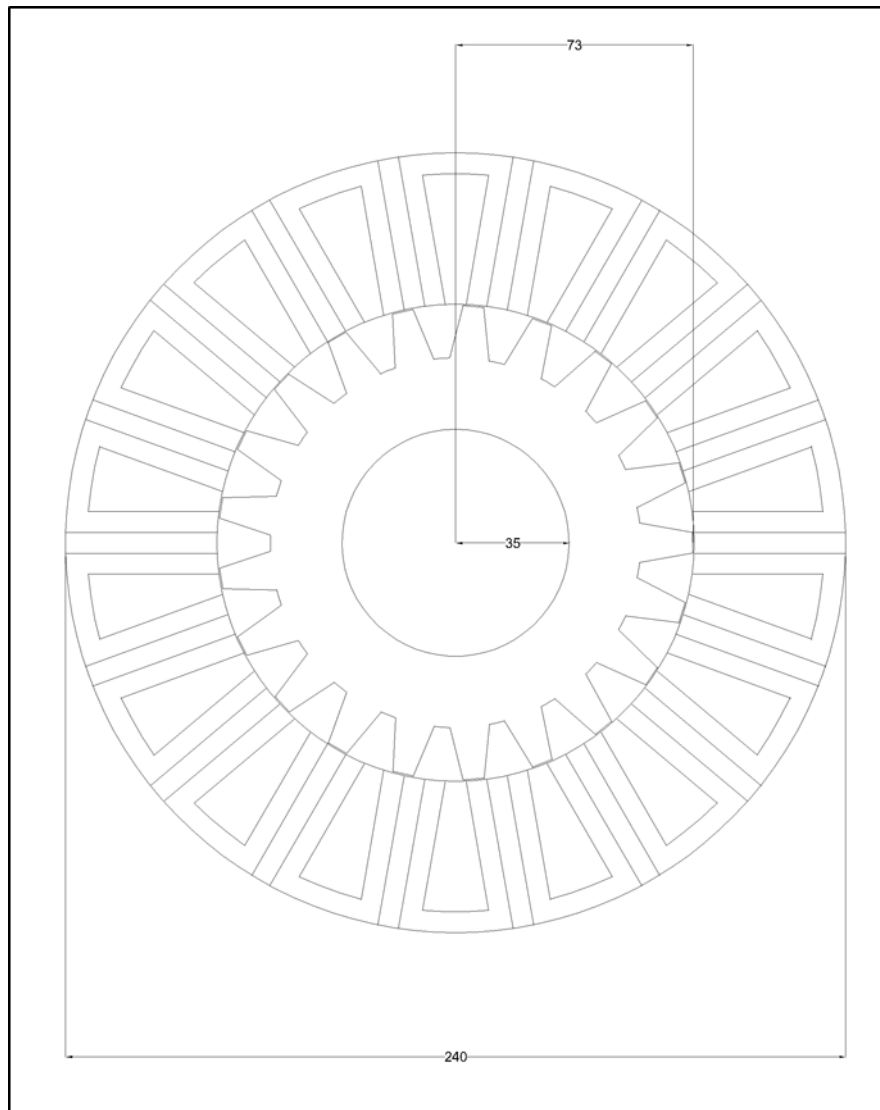


Figura 3.9: Sezione trasversale della FSPM Trifase 18-21

In figura 3.10 sono riportati in dettaglio la cella di statore e il dente di rotore.

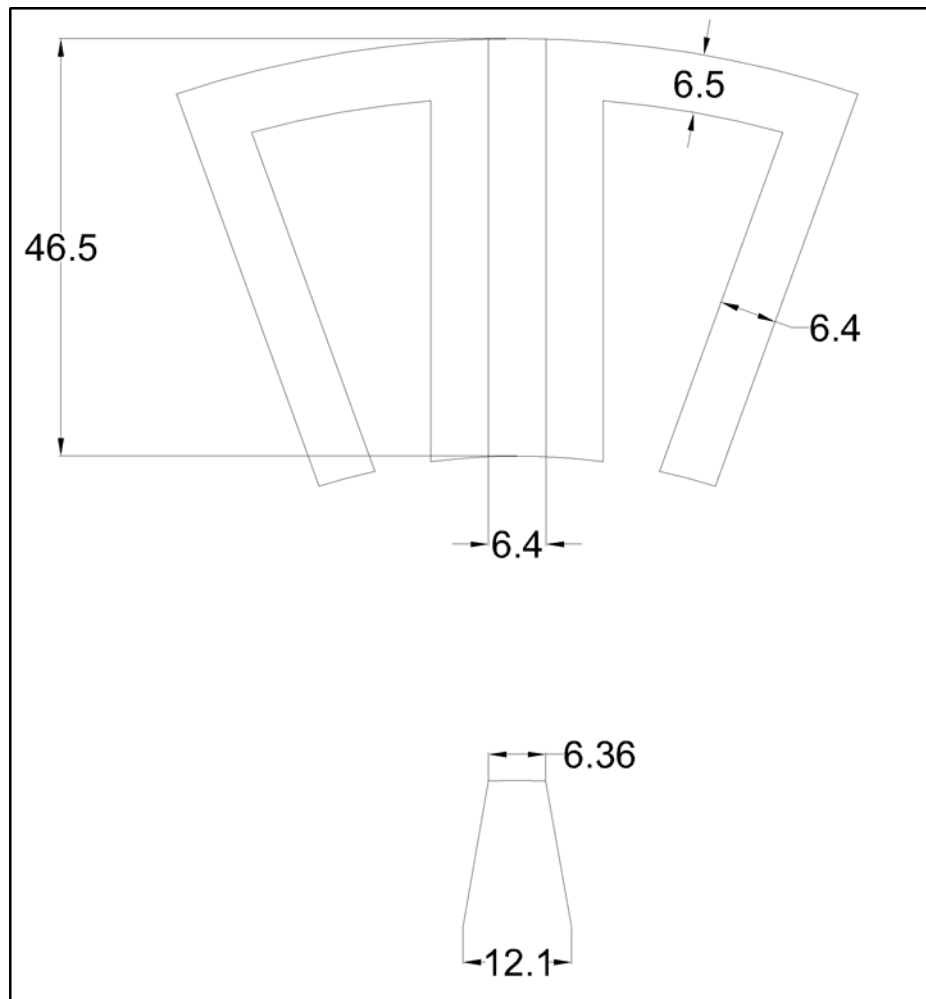


Figura 3.10: Dettaglio sulla cella statorica e sul dente di rotore della FSPM Trifase 18-21

In figura 3.11 è rappresentato lo schema di avvolgimento della macchina con la successione delle fasi.

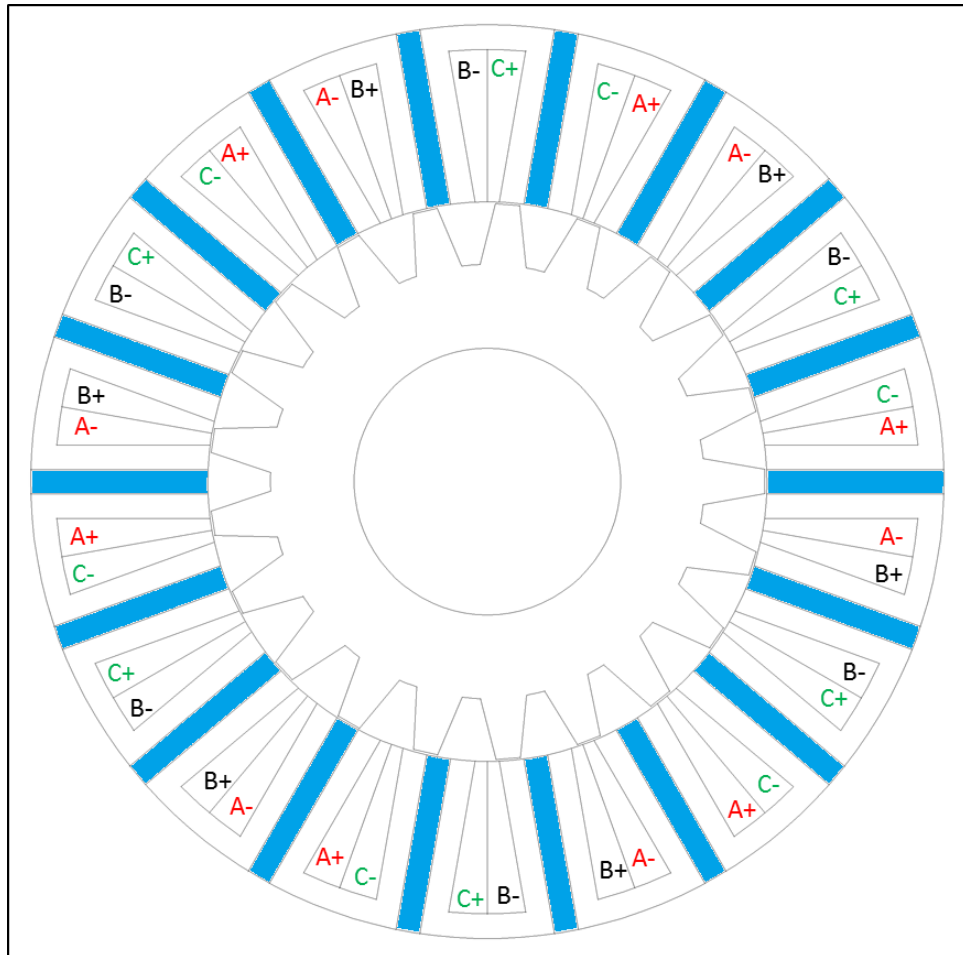


Figura 3.11: Avvolgimento e distribuzione delle fasi nella FSPM Trifase 18-21

### Analisi agli elementi finiti

I dati del motore e della simulazione sono:

- $R_r = 73[mm]$ ;
- $D_e = 240[mm]$ ;
- $L_{stk} = 100[mm]$ ;
- Traferro:  $g = 0.5[mm]$ ;
- $k_{fill} = 0.45$ ;
- $k_{pack} = 0.9$ ;
- $J = 6[A/mm^2]$ ;
- $S_{slot} = 542[mm^2]$ ;
- $I_{slot} = 2070[A]$ ;

### Simulazione a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 3.12 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

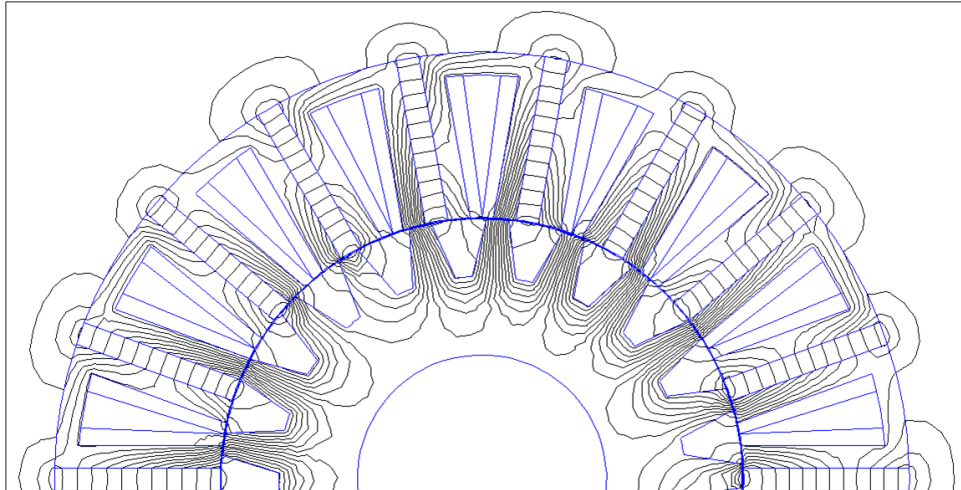


Figura 3.12: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati a vuoto con le tre fasi, come riportato in figura 3.13. Da essa si può notare come i flussi abbiano una forma d'onda quasi sinusoidale.

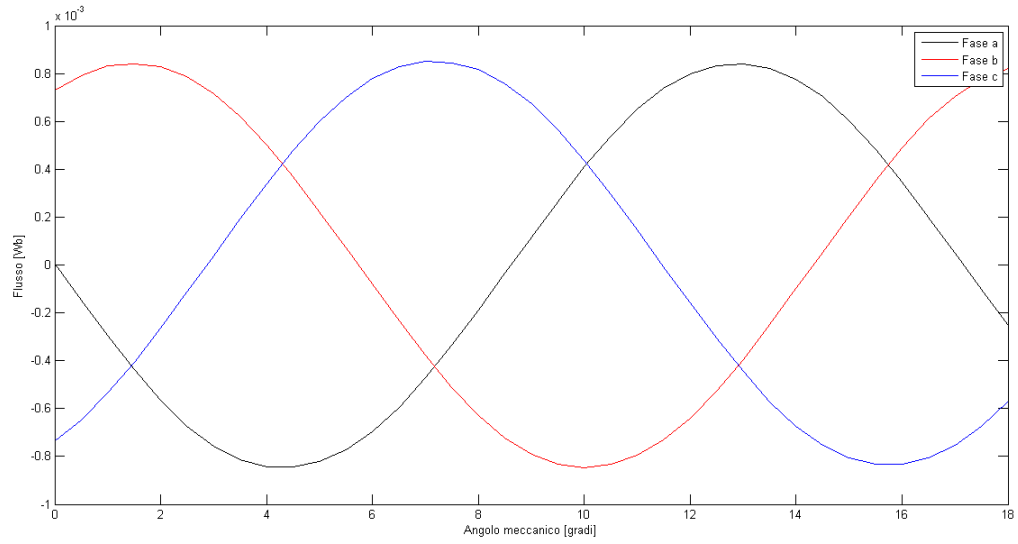


Figura 3.13: Flussi concatenati da una spira a vuoto

La coppia di impuntamento è riportata in figura 3.14. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell.

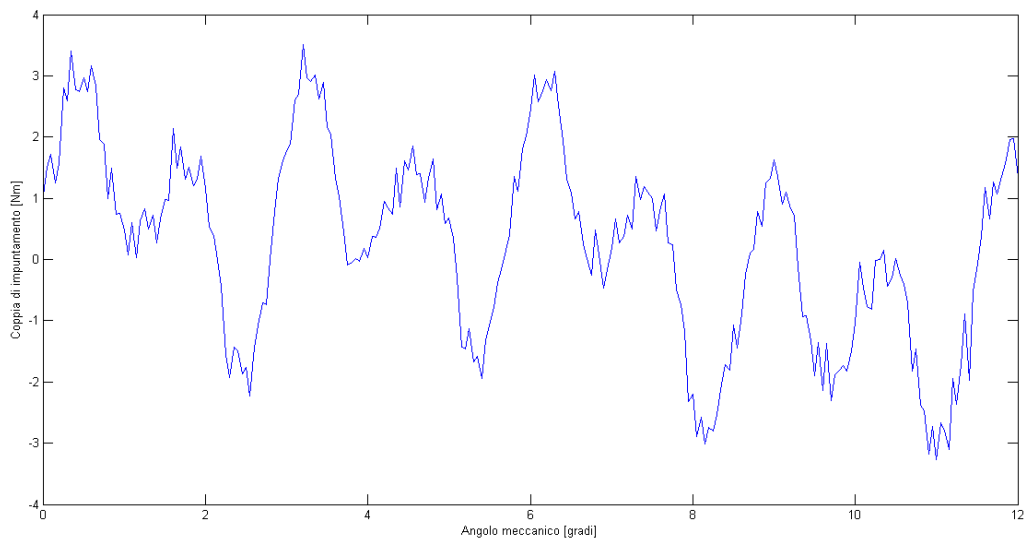


Figura 3.14: Coppia di cogging

Il massimo del flusso concatenato a vuoto è:

$$\hat{\Lambda} = 0.83 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (3.6)$$

La coppia di cogging presenta un periodo che è pari a:

$$T = \frac{360}{m.c.m.(N_s, N_r)} = \frac{360}{126} = 2.857 \quad (3.7)$$

### Simulazione a carico

Si compie adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 2070[A]$ . L'andamento della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportato in figura 3.15; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

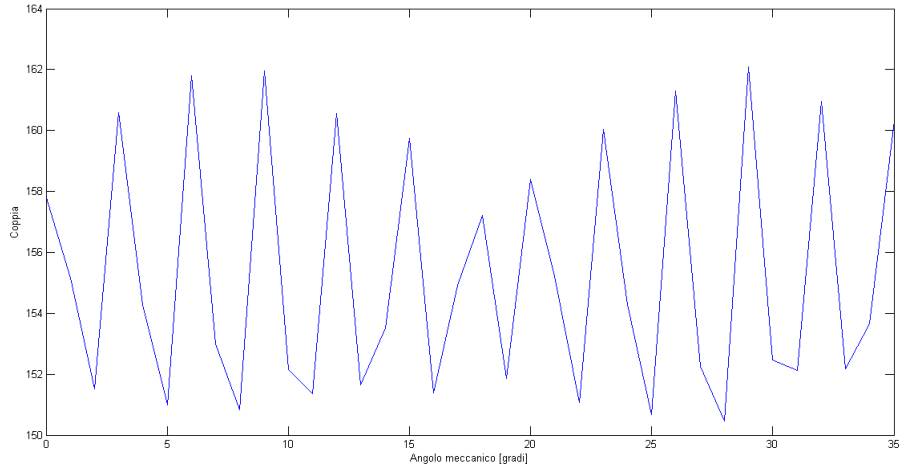


Figura 3.15: Coppia

La coppia media e l'ondulazione di coppia sono pari a:

- $C_{media} = 156.6 [Nm]$ ;
- $\Delta C_{\%} = 8.29\%$ .

Infine, si riportano in figura 3.16 i flussi concatenati a carico dalle tre fasi.

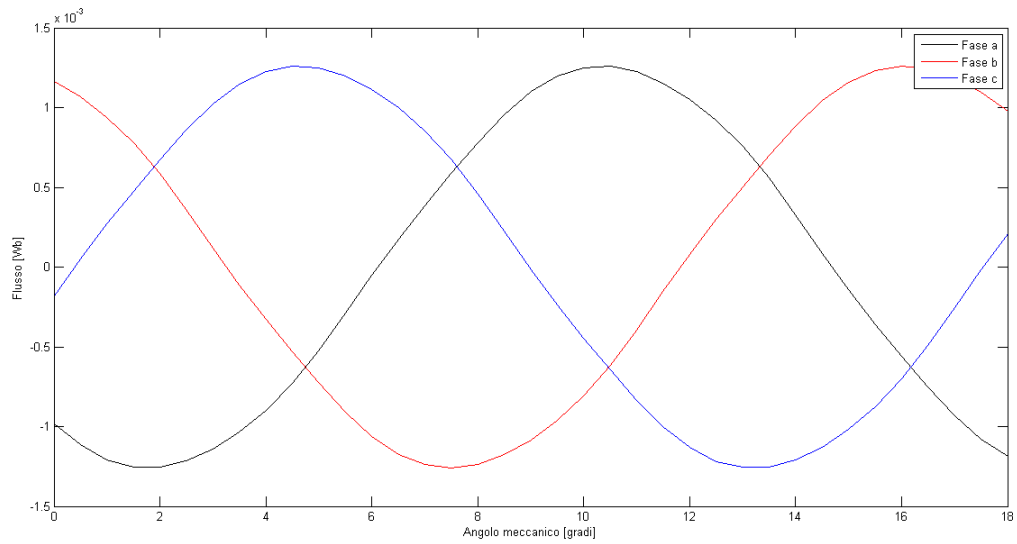


Figura 3.16: Flussi concatenati da una spira a carico

Il massimo del flusso a carico è:

$$\hat{\Lambda} = 1.3 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (3.8)$$

### 3.5 Motori FSPM con $N_s=24$

Dato il vincolo sul diametro esterno della macchina [vedi capitolo 2] si è scelto di non prendere in considerazione le configurazioni con  $N_s=24$ . Di fatti, il flusso concatenato dalle bobine di fase decresce all'aumentare del numero dei poli statorici, perché, fissato il diametro esterno, lo spessore dei denti statorici e dei magneti è inversamente proporzionale ad  $N_s$ . Quindi, a parità di tensione di alimentazione, un flusso concatenato a vuoto minore, rispetto alle configurazioni con minor numero di poli  $N_s$ , si traduce in un maggior numero di spire per l'avvolgimento; questo, assieme al fatto che la sezione di cava diminuisce anch'essa con  $N_s$ , determina una maggior difficoltà nella realizzazione dell'avvolgimento.

### 3.6 Scelta della configurazione migliore

I risultati della coppia media e dell'ondulazione di coppia scaturiti dalle simulazioni effettuate sulle macchine FSPM 12-14 [capitolo 2], 18-15 e 18-21 sono riassunti nella tabella 3.1.

Tabella 3.1

| Tipologia  | $C_{media}$ [Nm] | $\Delta C\%$ |
|------------|------------------|--------------|
| FSPM 12-14 | 155.9            | 9.81         |
| FSPM 18-15 | 139.1            | 6.98         |
| FSPM 18-21 | 156.6            | 8.29         |

Dal confronto della coppia media e dell'ondulazione di coppia tra i motori in tabella, la scelta della configurazione migliore ricade sulla FSPM 18-21. Si può notare che, a fronte di una coppia media praticamente identica, l'ondulazione di coppia della 18-21 sia minore di quella della 12-14.

## Capitolo 4

# Calcolo delle Perdite e Analisi Termica della Macchina FSPM 18-21 Ottimizzata

Nel seguente capitolo si affronterà il calcolo delle perdite della macchina. Si farà riferimento alla geometria della macchina ottenuta attraverso il processo di ottimizzazione e di analisi parametrica, svolto a partire dalla configurazione iniziale descritta nel capitolo 3 [1].

### 4.1 Macchina ottimizzata

Per determinare l'ottimo della geometria del motore SPM Flux-Switching 18-21 è stata svolta, come già accennato, un'analisi parametrica dettagliata e sono stati diagrammati gli andamenti della coppia ottenibile, in termini di valore medio, in funzione del raggio di rotore (mantenendo costante il traferro) e del rapporto tra lo spessore del dente e lo spessore dell'intero polo statorico (magnete, denti e apertura di cava), indicato con  $s_{p-ratio}$  (figura 4.1).

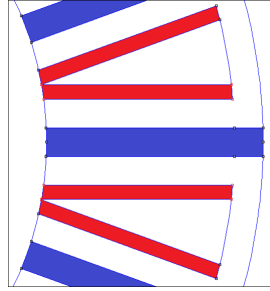


Figura 4.1: Polo statorico

In figura 4.2 è riportato l'andamento coppia vs raggio di rotore; risulta evidente come l'ottimo si ottenga per un raggio  $R_r = 72$  [mm] con densità di corrente  $J=6$  [A/mm<sup>2</sup>].

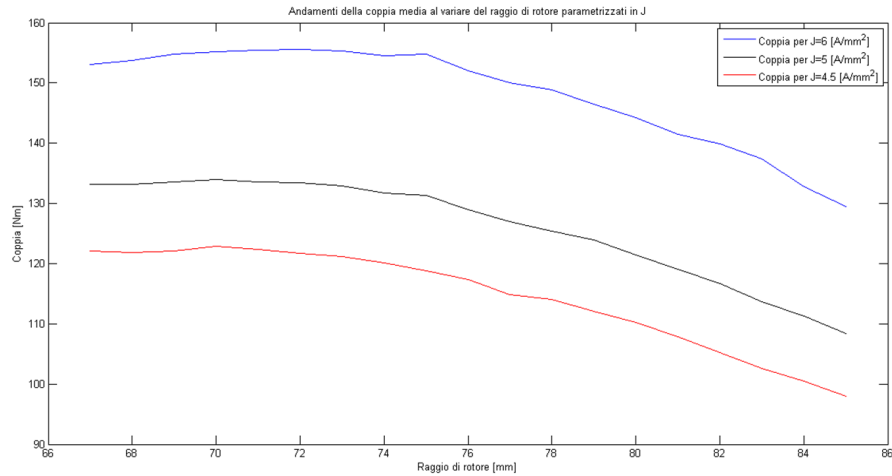


Figura 4.2: Andamenti della coppia media al variare del raggio di rotore parametrizzati in  $J$

La variazione della coppia in funzione del rapporto  $s_{p\text{-ratio}}$ , mantenendo costante il raggio di rotore  $R_r$  e pari a 72 [mm], è rappresentata invece in figura 4.3. Il valore del rapporto  $s_{p\text{-ratio}}$  in corrispondenza del quale si raggiungono le prestazioni massime è 0.27.

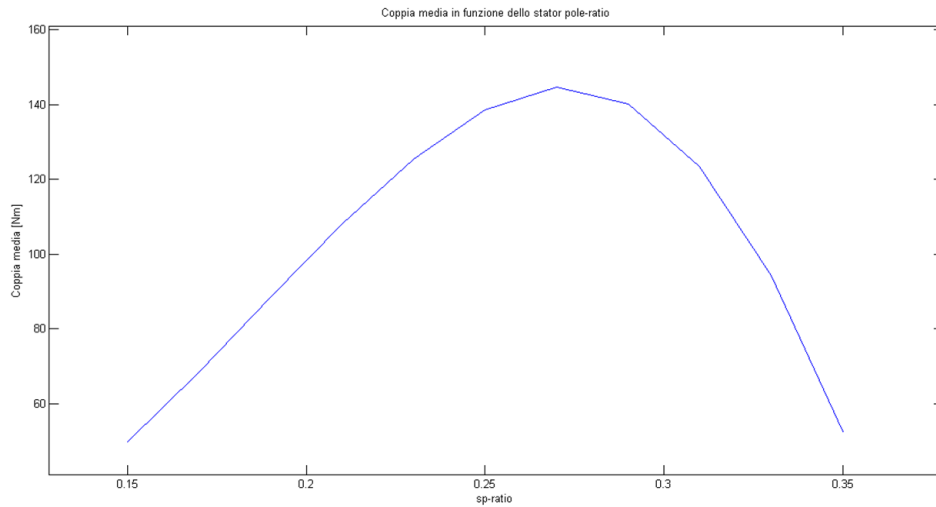


Figura 4.3:  $C_{\text{media}}$  in funzione dell' $s_{\text{p-ratio}}$

La configurazione ottimale è quindi caratterizzata da:

- $R_r=72$  [mm];
- $s_{\text{p-ratio}}=0.27$ .

A seguito di un confronto con l'Azienda costruttrice, si è scelto di aumentare il traferro dal valore inizialmente ipotizzato, pari a 0.5 [mm], fino ad 1 [mm], per motivi essenzialmente legati alle tolleranze meccaniche di lavorazione sui lamierini.

Le caratteristiche geometriche principali della macchina ottimizzata sono quindi riassunte qui di seguito:

- lunghezza assiale,  $L_{\text{stk}}=100$  [mm];
- diametro esterno di statore,  $D_e=240$  [mm];
- diametro interno di statore,  $D_{\text{is}}=145$  [mm];
- diametro di rotore al traferro,  $D_{\text{ir}}=143$  [mm];
- traferro,  $g=1$  [mm].

Nella figure 4.4 e 4.5 sono riportati rispettivamente la geometria 2D della macchina e il dettaglio sulla cella statorica (dente-corona-dente) con relative dimensioni.

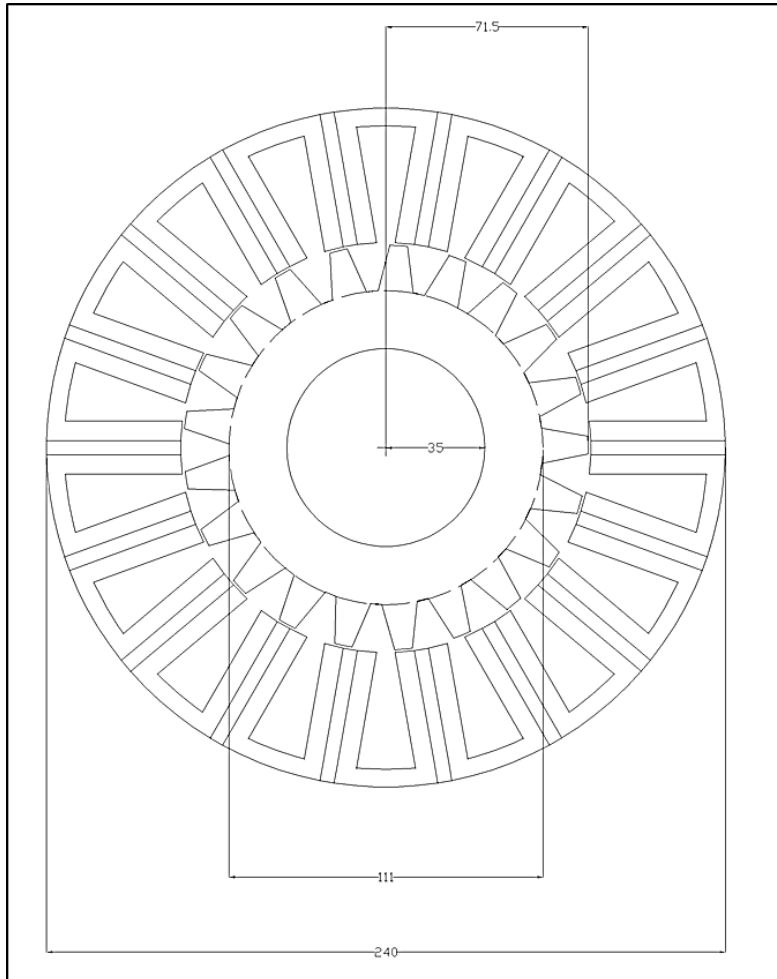


Figura 4.4: Geometria del motore ottimizzato

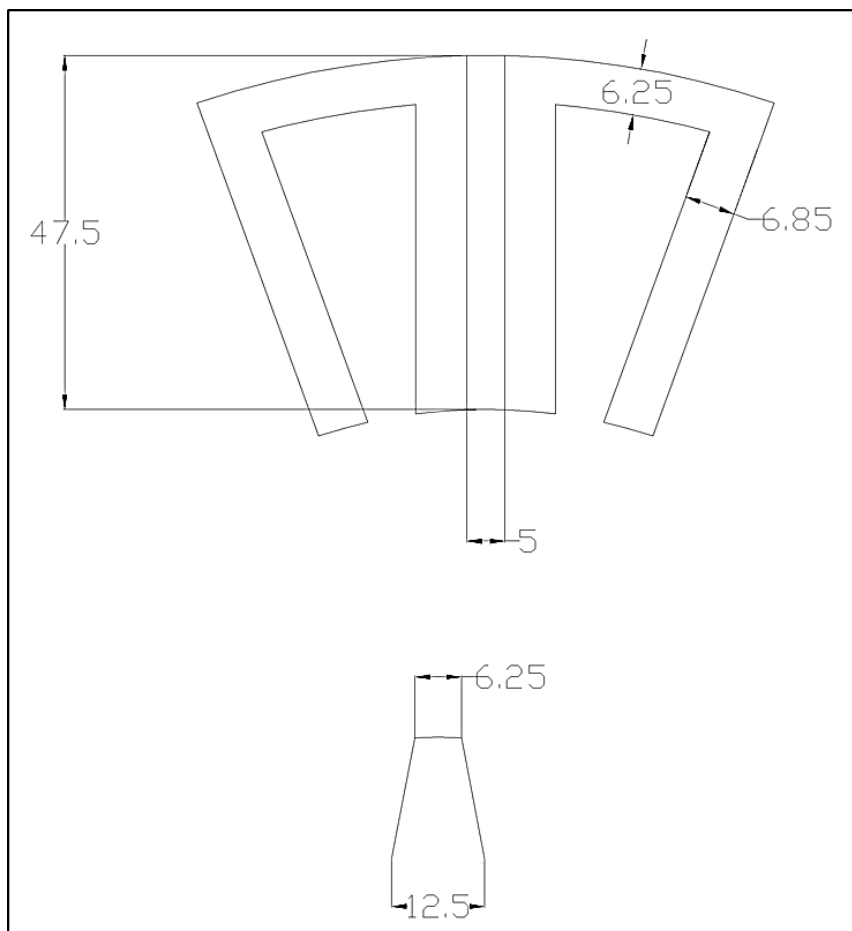


Figura 4.5: Cella di statore e dente di rotore-Motore ottimizzato

## 4.2 Perdite Joule sullo statore

Per il calcolo delle perdite per effetto Joule sullo statore viene utilizzata la seguente formula:

$$P_{Js} = \rho \cdot J^2 \cdot Vol_{Cu} \quad (4.1)$$

dove:

- $P_{Js}$  sono le perdite per effetto joule sugli avvolgimenti statorici, [W];
- $\rho$  è la resistività del rame, [ $\Omega m$ ];
- $J$  è la densità di corrente nei conduttori, [ $A/m^2$ ];
- $Vol_{Cu}$  è il volume di rame impiegato negli avvolgimenti [ $m^3$ ].

Per un calcolo fisicamente coerente delle perdite Joule è necessario riportare il valore della resistività del rame ad una temperatura adeguata; la legge di variazione della resistività con la temperatura è la seguente:

$$\rho(T) = [1 + \alpha \cdot (T - T_0)] \cdot \rho(T_0) \quad (4.2)$$

dove:

- $\alpha$  è il coefficiente di temperatura del rame,  $\alpha = 4.26 \cdot 10^{-3} [K^{-1}]$ ;
- $T_0$  è la temperatura di riferimento,  $T_0 = 20 [^{\circ}C]$ ;
- $\rho(T_0)$  è la resistività alla temperatura di riferimento,  $\rho(T_0) = 0.016 \cdot 10^{-6} [\Omega m]$ ;
- $T$  la temperatura alla quale si vuole riportare il valore di resistività, [ $^{\circ}C$ ].

Ipotizzando che i conduttori si portino ad una temperatura di  $120^{\circ}C$ , si ottiene:

$$\rho(120) = [1 + 4.26 \cdot 10^{-3} \cdot (120 - 20)] \cdot 0.016 \cdot 10^{-6} = 0.023 \cdot 10^{-6} [\Omega m] \quad (4.3)$$

Si procede, quindi, con il calcolo del volume di rame utilizzato nella macchina; esso è pari a:

$$Vol_{Cu} = k_{fill} \cdot S_{slot} \cdot (L_{stk} + L_{ew}) \cdot N_s \quad (4.4)$$

dove:

- $k_{fill} = 0.4$ ;
- $S_{slot} = 561 \text{ [mm}^2\text{]}$
- $L_{ew}$  è la lunghezza delle testate.

È necessario pertanto stimare la lunghezza delle testate di avvolgimento, che ovviamente risulteranno ridotte rispetto alla lunghezza assiale della macchina perchè gli avvolgimenti sono concentrati attorno al dente. Per la stima della lunghezza delle testate si può far riferimento alla seguente formula, come suggerito in [6]:

$$L_{ew} = \pi \cdot \left[ \frac{3}{4} \cdot b_t + \frac{\pi \cdot (R_e - h_c + R_{is})}{4N_s} \right] \quad (4.5)$$

con:

- $R_e = \frac{D_e}{2} = \frac{240}{2} = 120 \text{ [mm]}$
- $R_{is} = \frac{D_{is}}{2} = \frac{145}{2} = 72.5 \text{ [mm]}$ .

Si ottiene:

$$L_{ew} = \pi \cdot \left[ \frac{3}{4} \cdot 6.85 + \frac{\pi \cdot (120 - 6.25 + 72.5)}{4 \cdot 18} \right] \quad (4.6)$$

Si può a questo punto calcolare il volume di rame:

$$Vol_{Cu} = 0.4 \cdot 561 \cdot (100 + 41.6) \cdot 18 \cdot 10^{-9} = 5.79 \cdot 10^{-4} \text{ [m}^3\text{]} \quad (4.7)$$

Le perdite nel rame risultano essere pari a:

$$P_{Js} = 0.023 \cdot 10^{-6} \cdot (6 \cdot 10^6)^2 \cdot 5.79 \cdot 10^{-4} = 479 \text{ [W]} \quad (4.8)$$

### 4.3 Perdite nel ferro

Tutte le macchine elettriche, rotanti e non, oltre che dalle perdite per effetto Joule nei conduttori, sono interessate dalle perdite nel ferro, dovute alla variabilità nel tempo del flusso che interessa i nuclei ferromagnetici. I termini costituenti le perdite nel ferro sono:

- le perdite per correnti parassite,  $P_{ec}$  [W];
- le perdite per isteresi,  $P_{hys}$  [W].

### Perdite per correnti parassite

Il materiale ferromagnetico utilizzato nella costruzione dei nuclei delle macchine elettriche, denominato comunemente ferro, non è caratterizzato solo da una elevata permeabilità, ma anche da una elevata conducibilità, essendo un buon conduttore: come qualunque altro conduttore, quando viene investito da un flusso di induzione variabile nel tempo, diventa sede di un campo densità di corrente, causa di ulteriori perdite.

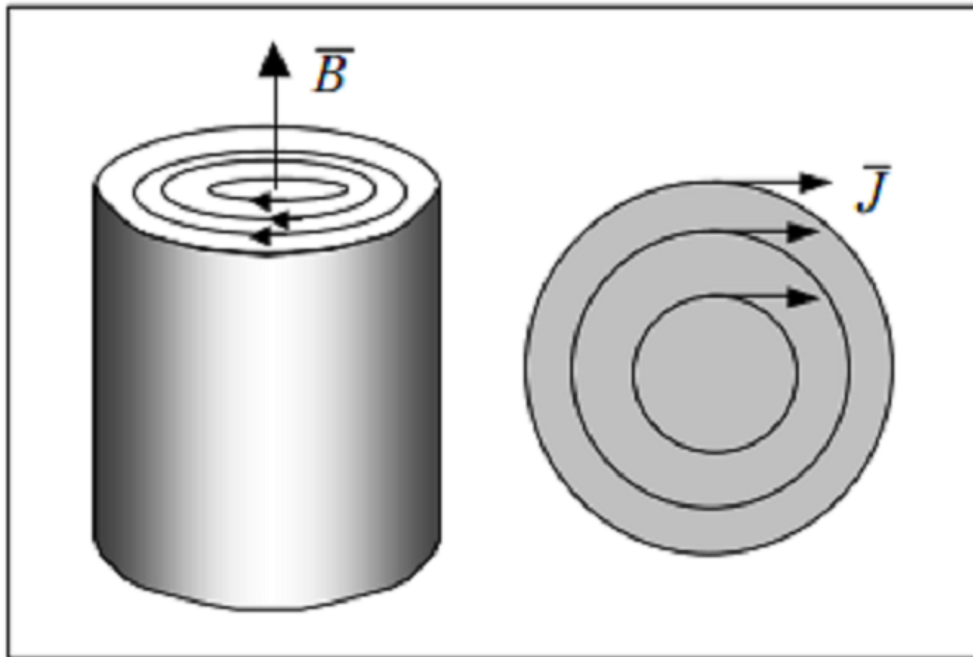


Figura 4.6: Campo densità di corrente

Si consideri, infatti, il nucleo ferromagnetico di figura 4.6, investito da un campo di induzione magnetica supposto, per semplicità, diretto ortogonalmente alla sezione retta del nucleo, e variabile nel tempo. Il nucleo può essere immaginato come costituito da un complesso di “gusci” concentrici, ciascuno assimilabile ad una spira, di spessore infinitesimo, concatenata con le linee di flusso del vettore induzione. La legge di Faraday-Neumann-Lenz:

$$e = \frac{d(\phi)}{dt} \quad (4.9)$$

assicura che lungo ciascuna spira (guscio) si manifesta, per induzione, una f.e.m. indotta, **il cui valore e andamento nel tempo dipende dal valore e dall'andamento nel tempo del flusso**, che fa circolare

una corrente, il cui valore dipende a sua volta dalla f.e.m. indotta e dalla resistenza del percorso di richiusura; l'intero volume del nucleo è, pertanto, sede di un campo di densità di corrente indotta, causa di fenomeni dissipativi per effetto Joule che determinano il riscaldamento del nucleo. Alle correnti indotte, non desiderabili, si dà il nome di correnti parassite e il calore perduto viene indicato come perdite nel ferro per correnti parassite. Allo scopo di ridurre queste perdite:

- si aumenta la resistività del ferro, mediante l'aggiunta di silicio (dall'1 al 3%);
- si evitano i nuclei massicci: la sezione richiesta del nucleo si realizza mediante giustapposizione di sottili lamierini isolati fra loro.

Da quanto detto, risulta evidente come le **perdite per correnti parassite** siano **direttamente dipendenti dalla legge di variazione del flusso** di induzione.

Se il flusso che interessa il nucleo ferromagnetico varia **sinusoidalmente** nel tempo, come avviene nella maggior parte delle macchine elettriche convenzionali, per il calcolo delle perdite specifiche per correnti parassite si utilizza la **formula di Steinmetz**:

$$p_{ec} = K_{ec} \cdot p_{fe0} \cdot \left( \frac{B_M}{B_M^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 [W/Kg] \quad (4.10)$$

dove:

- $p_{fe0}$  = cifra di perdita del materiale ferromagnetico, ovvero la potenza perduta in un chilogrammo di materiale per correnti parassite e per isteresi con  $B=1$  [T] ed  $f=50$  [Hz], [W/kg]; la cifra di perdita è fornita sempre dal costruttore del lamierino;
- $K_{ec}$ , coefficiente di proporzionalità tra le perdite per correnti parassite e le totali perdite nel ferro; generalmente si ha  $K_{ec} = 0.3$ ;
- $B_M$ , valore di picco dell'induzione nel ferro, [T];
- $B_M^*$ , valore di picco dell'induzione a cui è riferita la cifra di perdita,  $B_M^* = 1$  [T];
- $f$ , frequenza dell'induzione;
- $f^*$ , frequenza a cui è riferita la cifra di perdita,  $f^* = 50$  [Hz].

## Perdite per isteresi

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:

$$W = \int_0^B H dB \quad (4.11)$$

quindi, in un periodo di variazione del flusso, e quindi dell'induzione, viene dissipata una quantità di energia per unità di volume pari all'area del ciclo d'isteresi, evidenziata in rosso in figura 4.7.

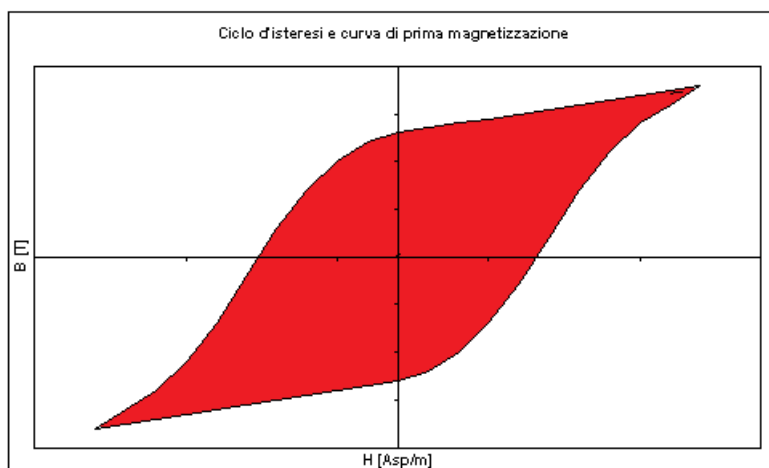


Figura 4.7: Perdite per isteresi

Pertanto, le **perdite per isteresi** non sono influenzate dal “percorso” dell'induzione durante il periodo di variazione (pari ad  $\frac{1}{f}$ ); in altre parole, esse sono **indipendenti dalla legge di variazione del flusso di induzione nel tempo**, ma dipendono dal valore massimo e dal valore minimo assunti dall'induzione e dalla frequenza.

Se la forma d'onda dell'induzione è alternata con valore di picco  $B_M$  e frequenza  $f$ , le perdite specifiche per isteresi possono essere calcolate tramite la **formula di Steinmetz**:

$$p_{hys} = K_{hys} \cdot p_{fe0} \cdot \left( \frac{B_M}{B_M^*} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) \quad (4.12)$$

dove:

- $\alpha$ , coefficiente compreso fra 1.6 e 2.4; nel seguito verrà assunto pari a 2;
- $K_{\text{hys}}$ , coefficiente di proporzionalità tra le perdite per isteresi e le totali perdite nel ferro; generalmente si ha  $K_{\text{hys}}=0.7$ .

Per il calcolo delle perdite nel ferro risulta quindi fondamentale conoscere gli andamenti dell'induzione nelle varie parti della macchina.

#### 4.3.1 Forme d'onda dell'Induzione

In questo paragrafo ci si occuperà della determinazione delle forme d'onda dell'induzione. Essa si è svolta in due fasi:

- una valutazione preliminare dei possibili andamenti tramite l'osservazione delle linee di campo dell'induzione ottenute dall'analisi agli elementi finiti (FEMM);
- calcolo dell'induzione e del suo andamento in ogni sezione della macchina tramite simulazione (FEMM-Matlab).

##### Valutazione preliminare

Come visto nel capitolo 2, il flusso concatenato dagli avvolgimenti è di forma d'onda quasi sinusoidale, comunque alternata, di frequenza pari a 50 [Hz]; si sarebbe quindi portati a pensare che il flusso nei denti e nella corona di statore sia anch'esso alternato. Si osservi, tuttavia, l'evoluzione delle linee di campo nel dente di statore nei diversi fermi immagine riportati nelle figure 4.8 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13.

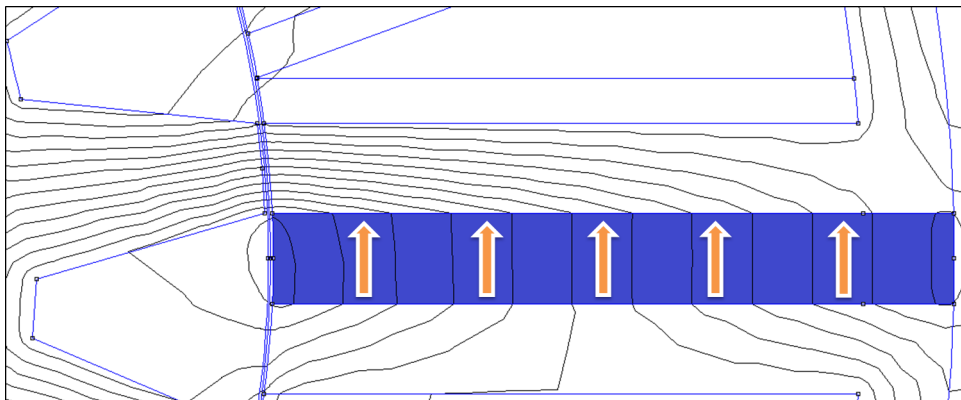


Figura 4.8: Linee di flusso a zero gradi

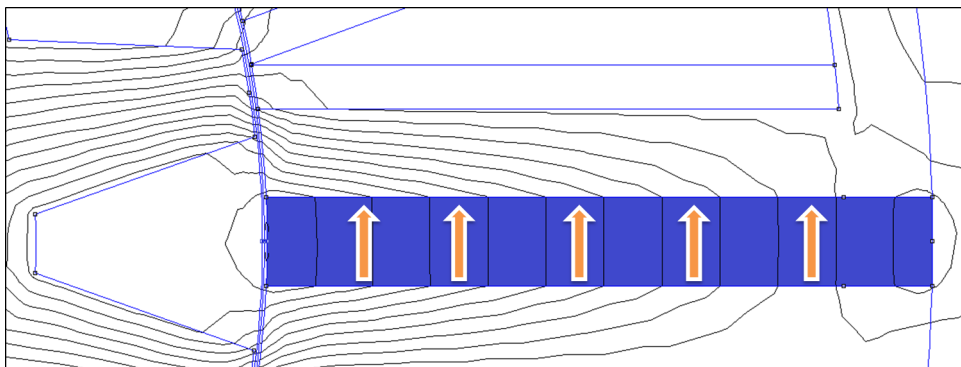


Figura 4.9: Linee di flusso dopo un quinto del periodo

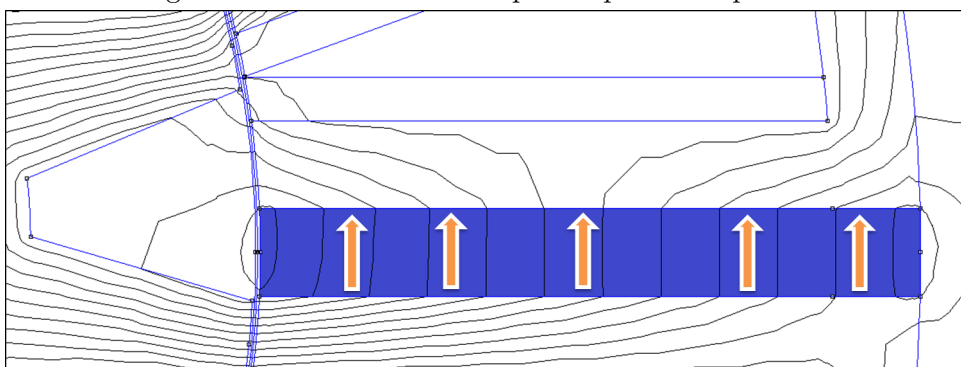


Figura 4.10: Linee di flusso dopo due quinti del periodo

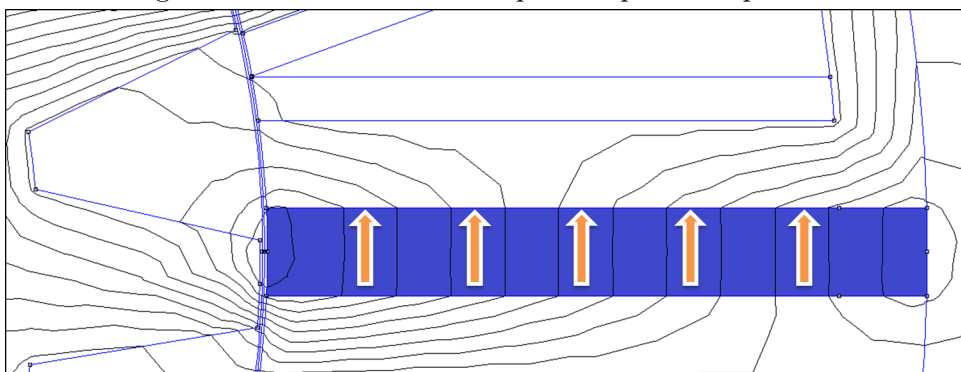


Figura 4.11: Linee di flusso dopo tre quinti del periodo

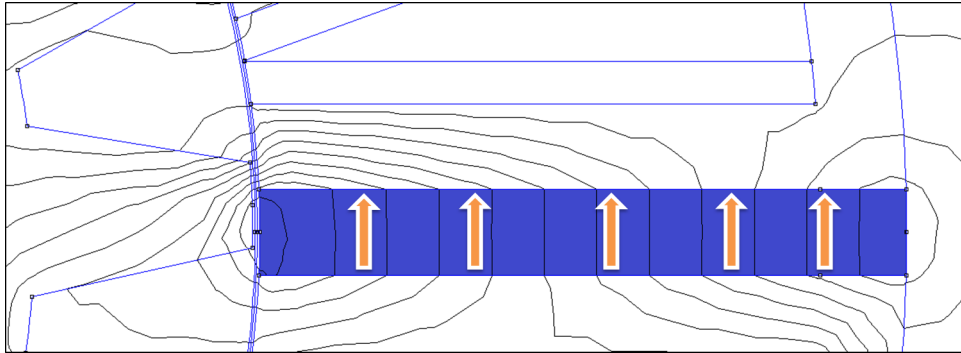


Figura 4.12: Linee di flusso dopo quattro quinti del periodo

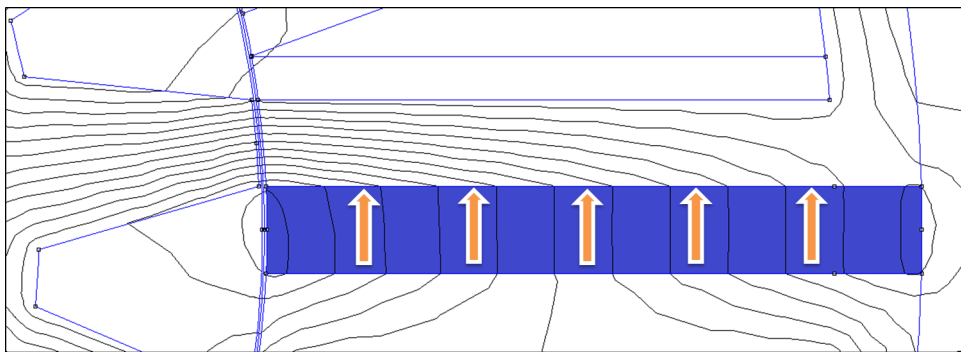


Figura 4.13: Linee di flusso dopo un periodo

Dalle immagini 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 si nota perfettamente come l'andamento dell'induzione in un periodo elettrico di rotazione non sia uniforme lungo il dente di statore; si focalizza l'attenzione su tre distinte sezioni del dente:

- **sezione prossima al traferro:** l'induzione assume il valore massimo (**massima concentrazione delle linee di campo**) in corrispondenza delle posizioni iniziale (figura 4.8) e finale (figura 4.13); durante la rotazione si vede come la concentrazione di linee di campo diminuisca senza che queste, tuttavia, invertano mai la loro direzione, per poi tornare ad aumentare; è ragionevole affermare, quindi, che la forma d'onda dell'induzione sia oscillante, ovviamente periodica con frequenza pari a 50 [Hz], ma non alternata;
- **sezione mediana:** l'induzione assume il valore massimo in corrispondenza delle posizioni iniziale e finale, decresce progressivamente durante la rotazione avvicinandosi allo zero per poi ricrescere; la forma d'onda, pertanto, sarà oscillante, periodica con  $f = 50$  [Hz] ma non alternata;
- **sezione prossima alla corona:** l'induzione assume il valore massimo nelle posizioni iniziale e finale; le linee di campo invertono la loro

direzione durante la rotazione, pertanto è ragionevole affermare che la forma d'onda dell'induzione sia oscillante, periodica con  $f = 50$  [Hz], e che assuma valori sia positivi che negativi senza tuttavia essere alternata, perchè la concentrazione di linee di campo “positive” è minore della concentrazione di quelle “negative”.

## Calcolo delle induzioni a carico

Per la determinazione delle forme d'onda si ricorre a simulazioni magnetostatiche FEMM comandate in Matlab, calcolando l'induzione per diverse posizioni del rotore all'interno di un periodo elettrico (o due) e plottando i risultati ottenuti in funzione della posizione angolare.

Come detto, per effettuare questo tipo di simulazione si ricorre ad uno script Matlab, i cui passaggi principali sono riportati di seguito:

- si impostano inizialmente i parametri della macchina utili alla simulazione, ovvero la corrente di cava, la lunghezza assiale e l'area della superficie longitudinale della sezione di macchina di volta in volta analizzata, e si inizializzano i vettori da concatenare durante il ciclo for, ovvero quelli del flusso,  $\Phi$ , e della posizione angolare,  $\theta$ ;

```
clear all
openfemm
opendocument('FSPM 18-21 R=71.5 and. induzione.FEM')
fi=[];
teta=[];
St=k;
Imax=1072; %corrente di cava con una densità di corrente di 6 [A/mm2]
L=0.1; %lunghezza assiale [m]
```

- per mezzo di un ciclo for si fa variare la posizione angolare del rotore relativamente allo statore, per un totale di due periodi meccanici (pari a circa 35 gradi) sincronizzando le correnti di fase;

```
for i= 0:1:35;
    %Impostazione correnti sinusoidali
    I_Apos=-Imax*cos((21*i*pi)/180);
    I_Aneg=-I_Apos;
    I_Bpos=-Imax*cos((21*i*pi)/180-(2/3)*pi);
    I_Bneg=-I_Bpos;
    I_Cpos=-Imax*cos((21*i*pi)/180-(4/3)*pi);
    I_Cneg=-I_Cpos;
    mi_setcurrent('A+',I_Apos);
    mi_setcurrent('A-',I_Aneg);
    mi_setcurrent('B+',I_Bpos);
    mi_setcurrent('B-',I_Bneg);
    mi_setcurrent('C+',I_Cpos);
    mi_setcurrent('C-',I_Cneg);
```

- ad ogni iterazione si calcola il flusso concatenato da due punti scelti opportunamente per mezzo del vettore A; infatti si ha che:

$$\phi_{12} = (A_{z1} - A_{z2}) \cdot L_{stk} \quad (4.13)$$

dove  $\phi_{12}$  è il flusso concatenato dai punti 1 e 2; a fine iterazione si aggiornano i vettori del flusso e della posizione angolare.

```
%Si usa l'if per la prima iterazione
if i==0
    mi_analyze; %analizza
    mi_loadsolution;

    %Flusso nel dente di statore
    Az1=mo_geta(x_1,y_1); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 1
    Az2=mo_geta(x_2,y_2); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 2
    fi_iter=L*(Az1-Az2);
else
    mi_selectgroup(2); %seleziona rotore
    mi_moverotate(0,0,1); %ruota di un certo angolo (senso antiorario)
    mi_analyze; %analizza
    mi_loadsolution; %apri la struttura risolta

    %Flusso nel dente di statore
    Az1=mo_geta(x_1,y_1); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 1
    Az2=mo_geta(x_2,y_2); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 2
    fi_iter=L*(Az1-Az2);
end
fi=[fi;fi_iter];
teta=[teta;i]
end
```

- Infine, si calcola il vettore induzione dividendo il vettore flusso per la superficie  $St$ , se ne estraggono i valori massimo, minimo e medio e se ne rappresenta l'andamento in funzione di teta.

```
B=fi/St;
plot(teta,B)
B_max=max(B)
B_min=min(B)
B_medio=mean(B)
```

### Denti di statore – Sezione prossima al traferro

In figura 4.14 sono evidenziati sia i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione, sia la posizione iniziale assunta per il rotore.

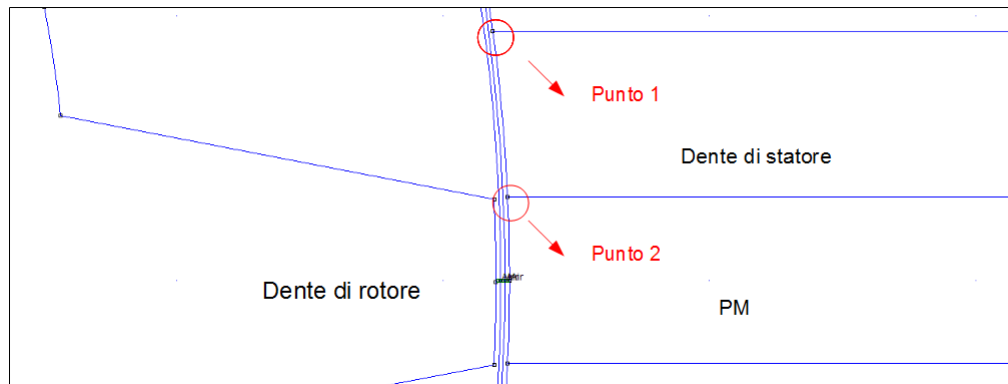


Figura 4.14: Punti 1 e 2 nella sezione prossima al traferro dei denti di statore

Tramite lo script descritto precedentemente, si ricava l'andamento dell'induzione, rappresentata in figura 4.15.

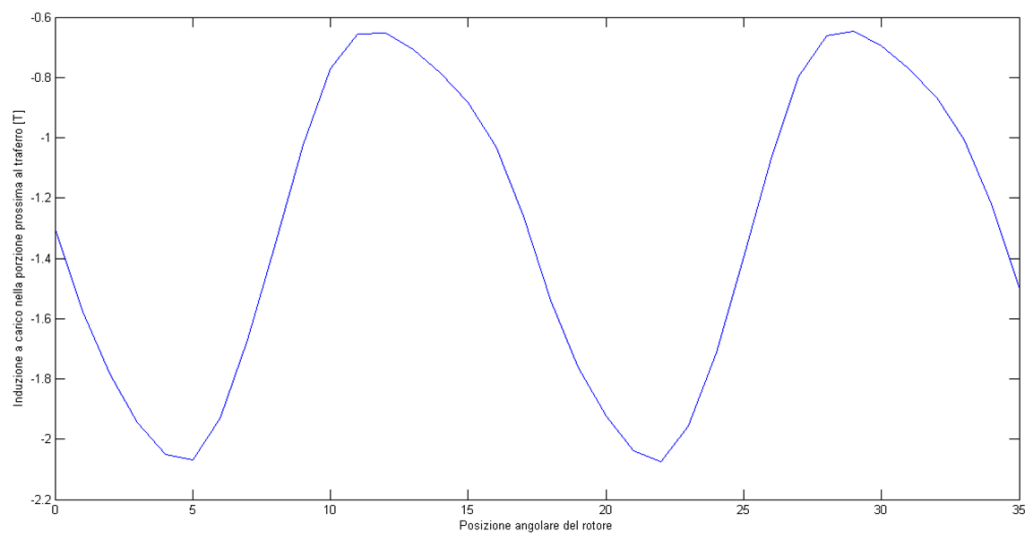


Figura 4.15: Induzione a carico nei denti di statore nella sezione prossima al traferro

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

- $B_{max} = -0.6472[T]$
- $B_{min} = -2.0741[T]$
- $B_{medio} = -1.3078[T]$

N.B. L'andamento calcolato rispecchia effettivamente quello ipotizzato.

### Denti di statore – Sezione mediana

In figura 4.16 sono evidenziati i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione; la posizione iniziale assunta per il rotore è la stessa.

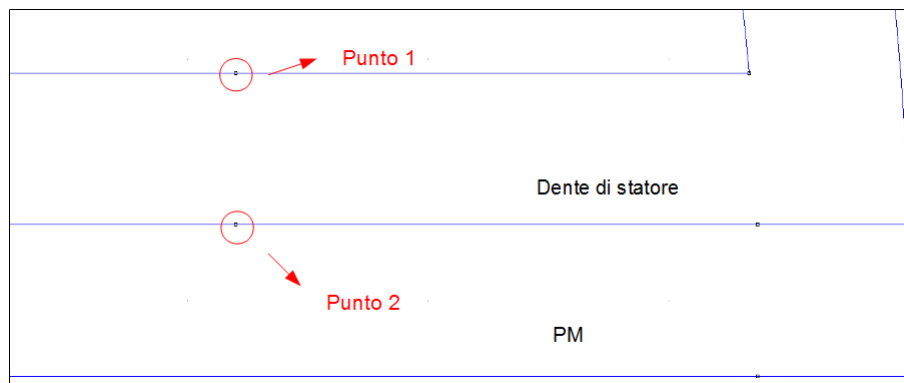


Figura 4.16: Punti 1 e 2 nella sezione mediana dei denti di statore

Tramite lo script descritto precedentemente, si ricava l'andamento dell'induzione, rappresentata in figura 4.17.

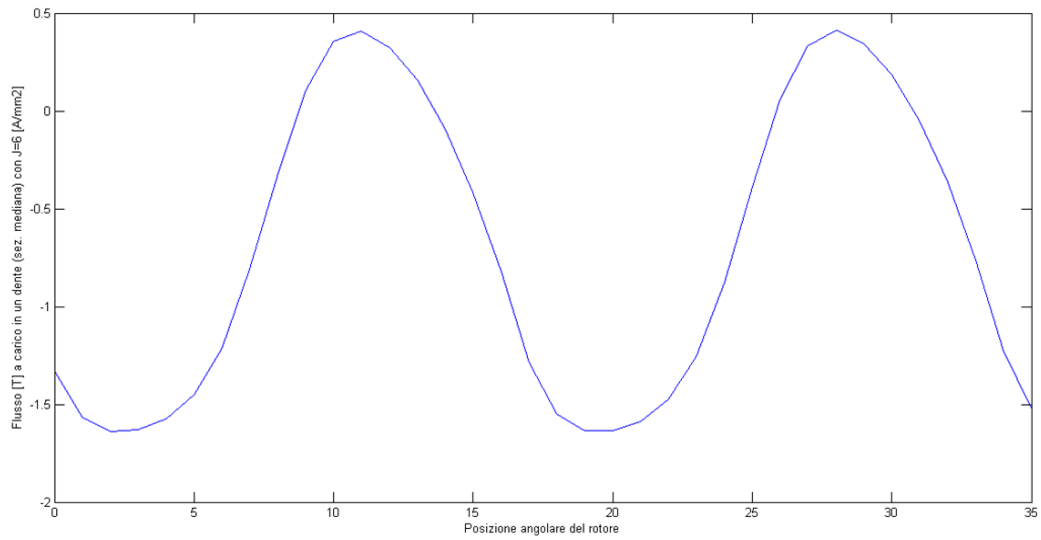


Figura 4.17: Induzione a carico nei denti di statore nella sezione mediana

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

- $B_{max} = 0.4110[T]$
- $B_{min} = -1.6372[T]$
- $B_{medio} = -0.7166[T]$

N.B. L'andamento calcolato rispecchia effettivamente quello ipotizzato.

### Denti di statore – Sezione prossima alla corona

In figura 4.18 sono evidenziati i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione; la posizione iniziale assunta per il rotore è la stessa.

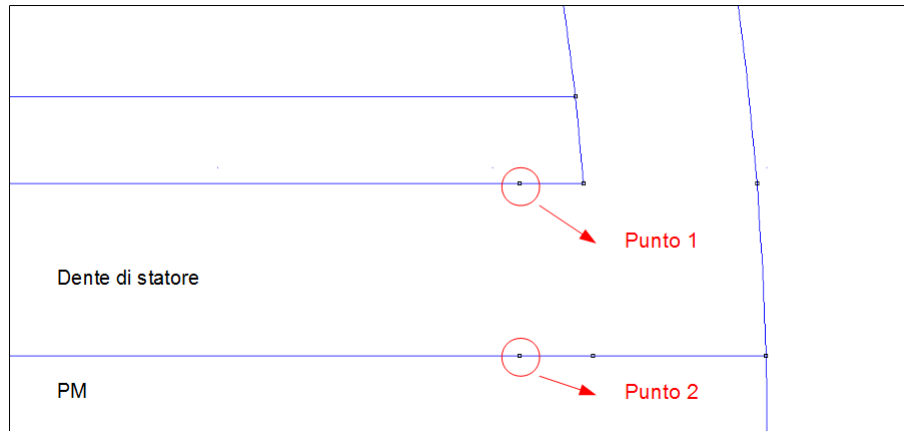


Figura 4.18: Punti 1 e 2 nella sezione prossima alla corona dei denti di statore

Tramite lo script descritto precedentemente, si ricava l'andamento dell'induzione, rappresentata in figura 4.19.

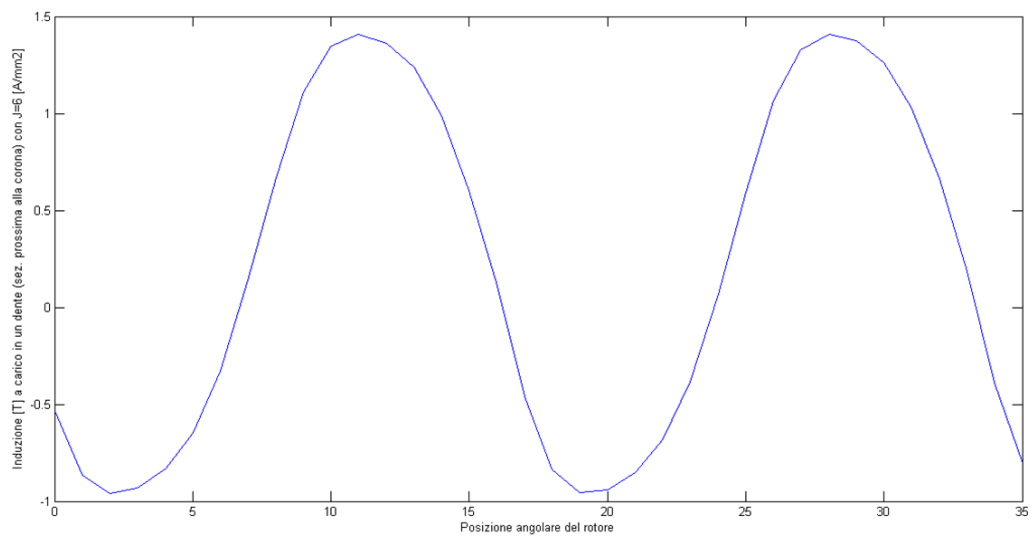


Figura 4.19: Induzione a carico nei denti di statore nella sezione prossima alla corona

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

- $B_{max} = 1.4081[T]$
- $B_{min} = -0.9608[T]$

- $B_{medio} = 0.1817[T]$

N.B. L'andamento calcolato rispecchia effettivamente quello ipotizzato.

### Corona di statore

In figura 4.20 sono evidenziati i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione; la posizione iniziale assunta per il rotore è la stessa.

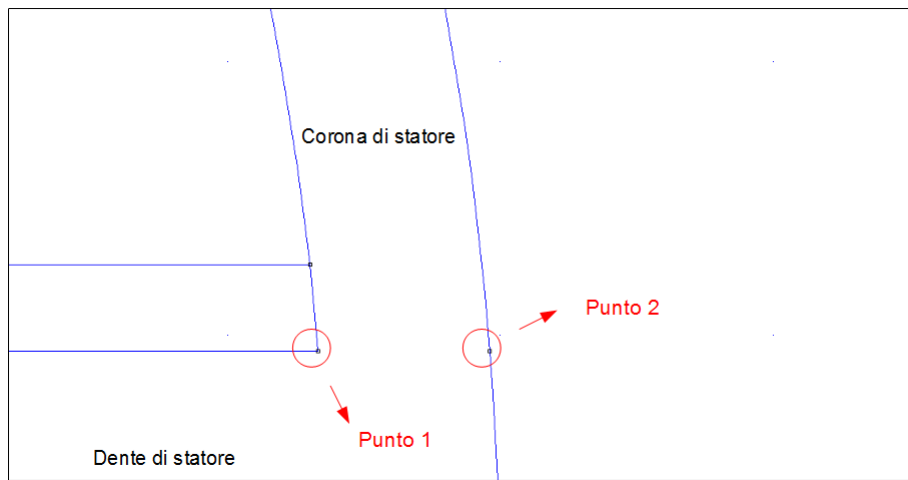


Figura 4.20: Punti 1 e 2 nella corona

L'andamento dell'induzione nella corona di statore è il seguente (la posizione iniziale del rotore è la medesima) (figura 4.21).

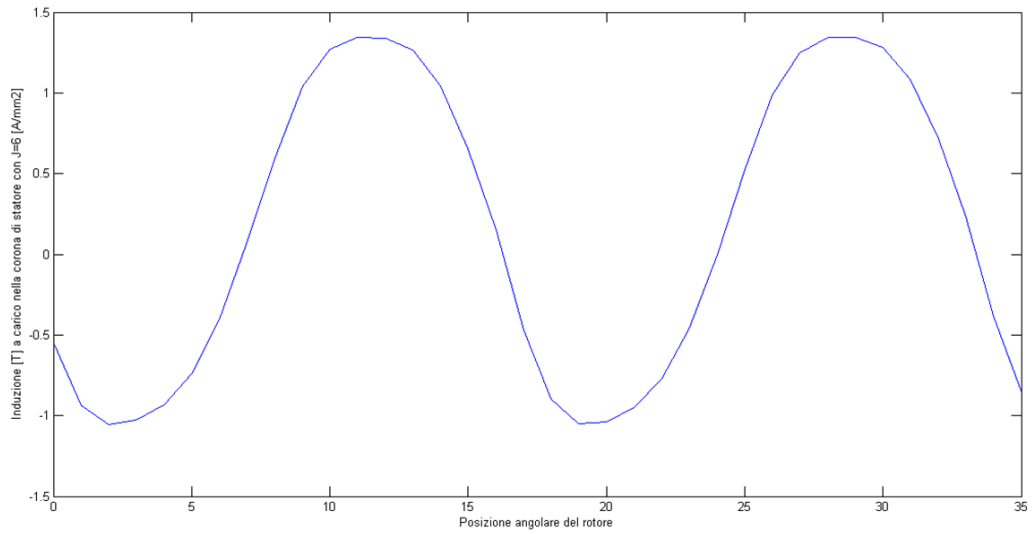


Figura 4.21: Induzione a carico nella corona di statore

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

- $B_{max} = 1.3467[T]$
- $B_{min} = -1.0560[T]$
- $B_{medio} = 0.1393[T]$

N.B. L'andamento calcolato rispecchia effettivamente quello ipotizzato.

### Denti di rotore

Per il calcolo dell'induzione e del relativo andamento nei denti di rotore, è stato utilizzato uno script Matlab leggermente diverso da quello precedente; infatti, il moto relativo viene ottenuto facendo ruotare ad ogni iterazione lo statore anziché il rotore, in senso opposto a quello precedente; questo per mantenere fissi i punti, evidentemente sul rotore, rispetto ai quali calcolare il flusso.

```

%Si usa l'if per la prima iterazione
if i==0
    mi_analyze; %analizza
    mi_loadsolution; %apri la struttura risolta

    %Flusso nel dente di rotore
    Az1=mo_geta(x_1,y_1); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 1
    Az2=mo_geta(x_2,y_2); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 2
    fi_iter=L*(Az1-Az2);

else
    mi_selectgroup(1); %seleziona statore
    mi_moverotate(0,0,-1); %ruota di un certo angolo (senso antiorario)
    mi_analyze; %analizza
    mi_loadsolution;

    %Flusso nel dente di rotore
    Az1=mo_geta(x_1,y_1); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 1
    Az2=mo_geta(x_2,y_2); %calcolo il potenziale vettore A nel punto 2
    fi_iter=L*(Az1-Az2);

end

fi=[fi; fi_iter];
teta=[teta;i]
end
B=fi/St;
plot(teta,B)
B_max=max(B)
B_min=min(B)

```

A differenza di quanto visto per i denti e per la corona di statore, si può affermare con certezza che nei denti di rotore la forma d'onda dell'induzione sia alternata.

Questo perchè, durante la rotazione, in un periodo elettrico il dente di rotore vede l'alternarsi della direzione delle linee di campo dell'induzione; inoltre, il periodo della forma d'onda non è uguale a quello delle induzioni sullo statore; infatti, quest'ultima si ripete dopo che il rotore ha coperto un angolo meccanico pari a:

$$\alpha_m = 8 \cdot \left( \frac{360}{4 \cdot N_s} \right) = 8 \cdot \left( \frac{360}{4 \cdot 18} \right) = 40 > 360/N_r \quad (4.14)$$

Pertanto, la **frequenza dell'induzione nei denti di rotore** è pari a:

$$f_r = f \cdot \left( \frac{360}{N_r} \right) \cdot \left( \frac{1}{\alpha_m} \right) = 50 \cdot \left( \frac{360}{21} \right) \cdot \left( \frac{1}{40} \right) = 21.43[Hz] \quad (4.15)$$

Dato che la sezione longitudinale del dente di rotore non è costante, si sceglie di calcolare l'induzione in corrispondenza della **sezione che si affaccia al traferro** e della **sezione basale** del dente.

### Sezione prossima al traferro

In figura 4.21 sono evidenziati i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione; la posizione iniziale assunta per il rotore è la stessa.

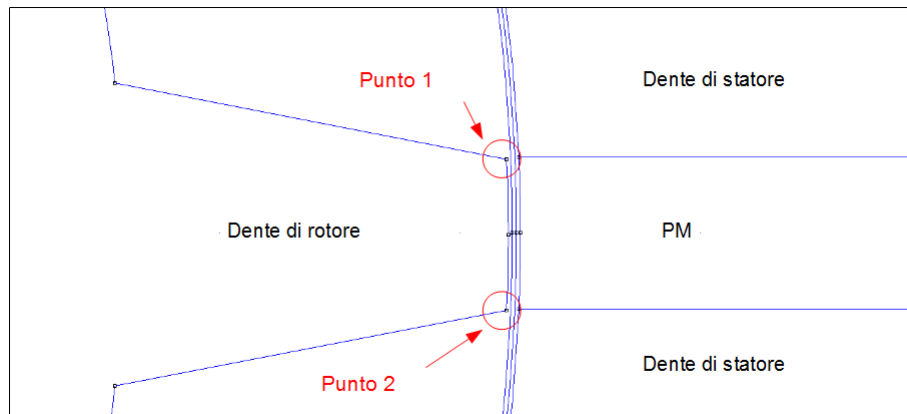


Figura 4.22: Punti 1 e 2 nella sezione prossima al traferro dei denti di rotore

L'andamento dell'induzione nella sezione prossima al traferro del dente di rotore è il seguente (figura 4.22)

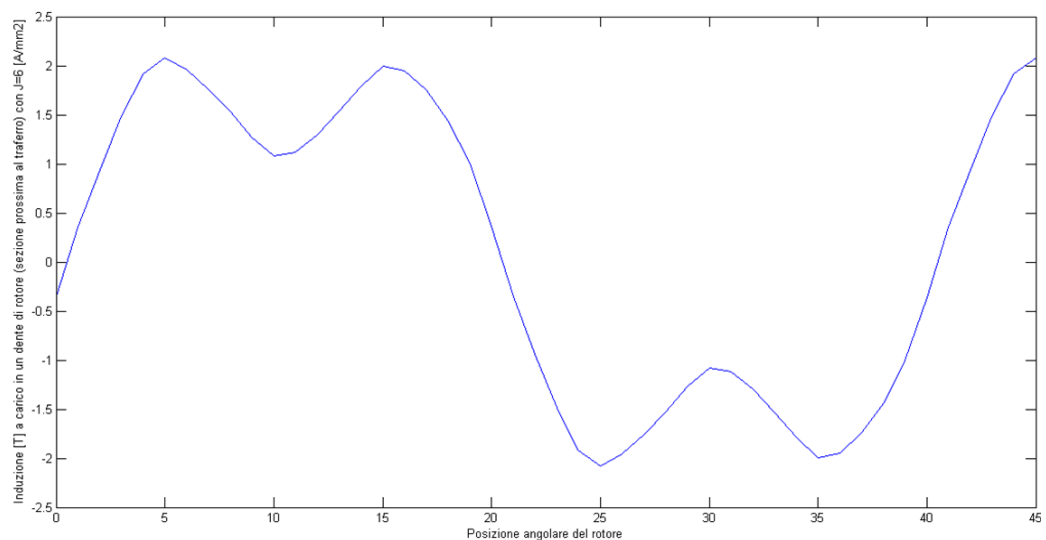


Figura 4.23: Induzione a carico nei denti di rotore nella sezione prossima al traferro

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

- $B_{max} = 2.077[T]$
- $B_{min} = -2.077[T]$
- $B_{medio} = 0[T]$

N.B. L'andamento calcolato rispecchia effettivamente quello ipotizzato.

### Sezione basale

In figura 4.24 sono evidenziati i punti che individuano la sezione del dente in corrispondenza della quale viene calcolata l'induzione; la posizione iniziale assunta per il rotore è la stessa.

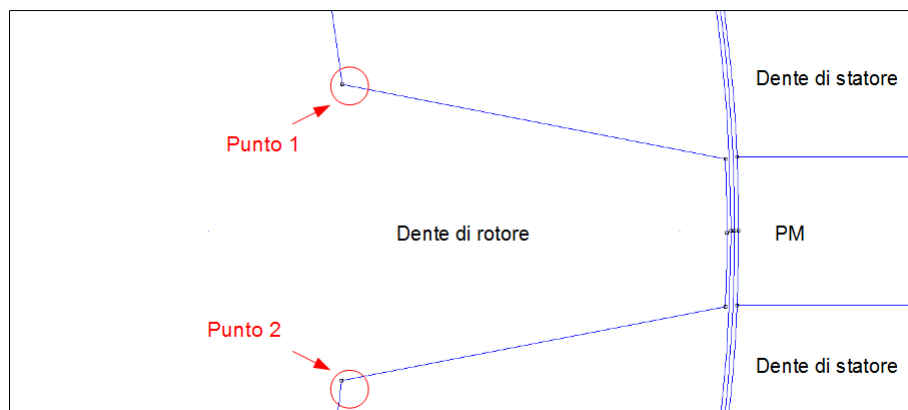


Figura 4.24: Punti 1 e 2 nella sezione basale dei denti di rotore

Di seguito è rappresentato l'andamento dell'induzione nella sezione basale (figura 4.25).

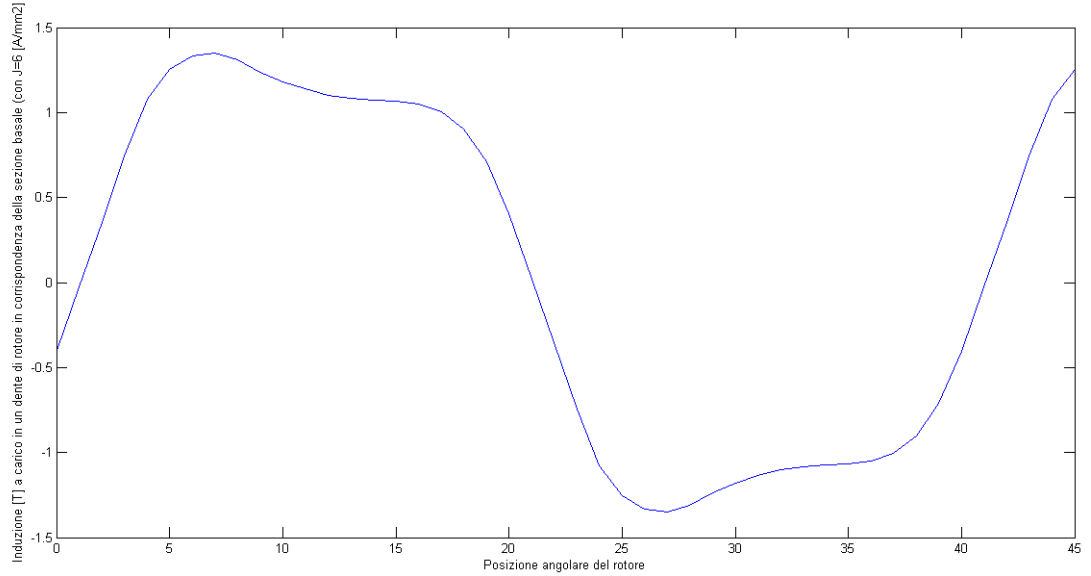


Figura 4.25: Induzione a carico nei denti di rotore nella sezione basale

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

- $B_{max} = 1.3476[T]$
- $B_{min} = -1.3476[T]$
- $B_{medio} = 0[T]$

#### 4.3.2 Calcolo delle perdite

Come ampiamente visto e discusso nel precedente paragrafo, l'induzione assume andamenti diversi per parti diverse della macchina; nei denti e nella corona di statore le forme d'onda sono addirittura non alternate, pur essendo periodiche. Nei denti di rotore si hanno forme d'onda alternate ma comunque non sinusoidali.

La soluzione più semplice è quella di approssimare le forme d'onda reali con sinusoidi (il come si vedrà nel prossimo paragrafo), ed utilizzare, pertanto, le formule di Steinmetz, effettuando così un calcolo approssimato delle perdite nel ferro. La soluzione più accurata, ed anche più corretta, prevede invece di calcolare le perdite per correnti parassite e le perdite per isteresi separatamente. Le prime, riscrivendo l'equazione di Steinmetz in termini di somma quadratica media degli incrementi  $\frac{dB}{dt}$  sul periodo; le seconde, invece, per mezzo del modello di Preisach sul comportamento isteretico del materiale ferromagnetico, tenendo conto sia dei cicli interi che dei cicli minori.

### Calcolo approssimato

**Statore.** Le forme d'onda calcolate per i denti e la corona di statore possono essere espresse come la somma di un termine alternato ed un termine costante, pari al valore medio non nullo:

$$B(\theta) = B(t) = B(\sim) + B_{medio} \quad (4.16)$$

Come già evidenziato all'inizio, le perdite per correnti parassite dipendono dalla derivata dell'induzione secondo il tempo; pertanto, solamente ai fini del calcolo delle perdite, si può pensare di eliminare il termine costante ed approssimare quello alternato con una sinusoide di pari frequenza e pari valore massimo. La stessa approssimazione la si effettua per il calcolo delle perdite per isteresi, mettendo però in evidenza come in questo caso si commetta un'errore sicuramente maggiore, dato che si approssima un ciclo minore (minor loop, in inglese) come quello associato alle forme d'onda calcolate, non alternate, con un ciclo intero (sinusoide).

**Dente di statore – Sezione prossima al traferro.** Procedendo come appena descritto, la forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide con frequenza pari a 50 [Hz] e valore di picco pari a:

$$B_{picco} = B_{max} - \frac{B_{max} + B_{min}}{2} = 0.7145[T] \quad (4.17)$$

Utilizzando la formula di Steinmetz, le perdite specifiche nel ferro risultano pari a:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 \quad (4.18)$$

dove la cifra di perdita  $p_{spec-0}$  dipende dal tipo di lamierino; utilizzando un lamierino magnetico isolato tipo M270 – 50A (IEC60404-8-4) Black Lack (auto cementante), si ha:

$$p_{spec-0} = 1.10[W/kg](ad1[T]e50[Hz]) \quad (4.19)$$

ottenendo quindi delle perdite specifiche pari a:

$$p_{spec-fe} = 0.562[W/kg] \quad (4.20)$$

Supponendo di attribuire tali perdite ad una porzione pari ad un terzo del dente di statore, le perdite associate sono pari a:

$$P_{ds-tr} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} \quad (4.21)$$

dove:

- $Vol_{ds}$  è il volume di un dente di statore, pari a:

$$Vol_{ds} = b_t \cdot h_t \cdot L_{stk} = 2.843 \cdot 10^{-5} [m^3] \quad (4.22)$$

- $G_{fe}$  è la densità del materiale ferromagnetico, pari a  $7700 [\frac{kg}{m^3}]$ ;
- $k_{magg} = 1.5$ , è un coefficiente maggiorativo introdotto per tenere conto delle imperfezioni dovute alla lavorazione dei lamierini che causano perdite aggiuntive.

Si ottiene:

$$P_{ds-tr} = 2.22 [W] \quad (4.23)$$

**Dente di statore – Sezione mediana.** La forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide con frequenza pari a 50 [Hz] e valore di picco pari a:

$$B_{picco} = B_{max} - \frac{B_{max} + B_{min}}{2} = 1.024 [T] \quad (4.24)$$

Con una cifra di perdita pari a 1.10 [W/kg] si ottiene:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 = 1.153 [W/kg] \quad (4.25)$$

Supponendo di attribuire tali perdite ad una porzione pari ad un terzo del dente di statore, si ottiene:

$$P_{ds-med} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 4.55 [W] \quad (4.26)$$

**Dente di statore - Sezione prossima alla corona.** La forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide con frequenza pari a 50 [Hz] e valore di picco pari a:

$$B_{picco} = B_{max} - \frac{B_{max} + B_{min}}{2} = 1.184 [T] \quad (4.27)$$

Con una cifra di perdita pari a 1.10 [W/kg] si ottiene:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + \\ + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 = 1.542[W/kg] \quad (4.28)$$

Supponendo di attribuire tali perdite ad una porzione pari ad un terzo del dente di statore, si ottiene:

$$P_{ds-cor} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 6.08[W] \quad (4.29)$$

**Corona di statore.** La forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide con frequenza pari a 50 [Hz] e valore di picco pari a:

$$B_{picco} = B_{max} - \frac{B_{max} + B_{min}}{2} = 1.2[T] \quad (4.30)$$

Con una cifra di perdita pari a 1.10 [W/kg] si ottiene:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + \\ + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 = 1.584[W/kg] \quad (4.31)$$

Le perdite nella corona di statore sono quindi pari a:

$$P_{cor} = Vol_{cor} \cdot 2 \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} \quad (4.32)$$

dove  $Vol_{cor}$  è il volume della corona statorica, pari a:

$$Vol_{cor} = b_{bi} \cdot [\pi \cdot (D_e - b_{bi}) - N_s \cdot b_m] \cdot Lstk = 4.027 \cdot 10^{-4}[m^3] \quad (4.33)$$

Si ottiene:

$$P_{cor} = 7.36[W] \quad (4.34)$$

**Rotore.** Le forme d'onda dell'induzione calcolate per i denti di rotore sono alternate; supponendo di approssimarle con delle sinusoidi di pari frequenza e pari valore massimo, si calcolano le perdite nel ferro utilizzando le formule di Steinmetz, come visto per lo statore. L'errore che si commette in questo caso è sicuramente maggiore per quanto concerne le perdite per correnti parassite; infatti, per quanto visto all'inizio del paragrafo relativo

alle perdite nel ferro, le perdite per correnti parassite dipendono essenzialmente dall'andamento dell'induzione nel tempo, e quello reale si discosta parecchio da quello di una sinusoide. Per quanto riguarda le perdite per isteresi, invece, l'errore che si commette nel calcolo approssimato è legato principalmente al non considerare, con l'utilizzo della formula di Steinmetz, i cicli minori dovuti all'andamento "a doppia gobba" dell'induzione.

**Dente di rotore – Sezione prossima al traferro.** La forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide con frequenza pari a 21.43 [Hz] e valore di picco pari a 2.077 [T]; con una cifra di perdita pari a 1.10 [W/kg] si ottiene:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 = 1.685 [W/kg] \quad (4.35)$$

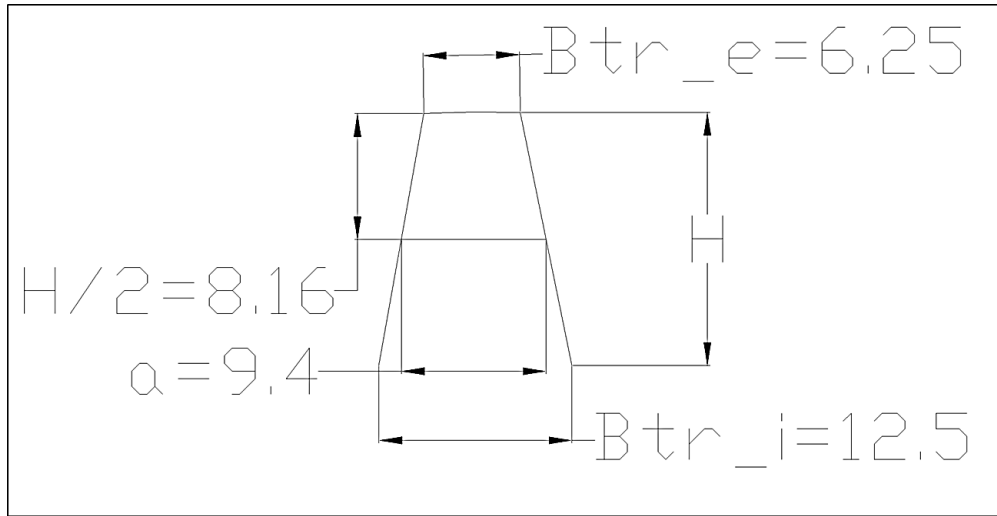


Figura 4.26: Dettaglio del dente di rotore

Supponendo di attribuire tali perdite specifiche ad una porzione pari a metà del dente di rotore (quella superiore in figura 4.26), di volume pari a:

$$Vol_{dr-tr} = \left[ (B_{tr-e} + a) \cdot \frac{H}{4} \right] \cdot Lstk = 6.39 \cdot 10^{-6} [m^3] \quad (4.36)$$

si ottengono le perdite totali, pari a:

$$P_{dr-tr} = Vol_{dr-tr} \cdot N_r \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 2.61[W] \quad (4.37)$$

**Dente di rotore – Sezione basale.** La forma d'onda dell'induzione si approssima con una sinusoide di frequenza pari a 21.43 [Hz] e valore di picco pari a 1.3476 [T]; con una cifra di perdita pari a 1.10 [W/kg] si ottiene:

$$p_{spec-fe} = K_{hys} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right) + K_{ec} \cdot p_{spec-0} \cdot \left( \frac{B_{picco}}{B^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{f^*} \right)^2 = 0.710[W/kg] \quad (4.38)$$

Supponendo di attribuire tali perdite specifiche ad una porzione pari a metà del dente di rotore (quella inferiore in figura 4.26), di volume pari a:

$$Vol_{dr-b} = \left[ (B_{tr-i} + a) \cdot \frac{H}{4} \right] \cdot Lstk = 8.94 \cdot 10^{-6}[m^3] \quad (4.39)$$

si ottengono le perdite totali, pari a:

$$P_{dr_b} = Vol_{dr-b} \cdot N_r \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 1.54[W] \quad (4.40)$$

**Perdite totali approssimate.** Le perdite totali che derivano dal calcolo approssimato risultano essere pari a:

$$P_{tot-ap} = P_{ds-tr} + P_{ds-med} + P_{ds-cor} + P_{cor} + P_{dr-tr} + P_{dr-b} = 24.36[W] \quad (4.41)$$

### Calcolo accurato

**Perdite per correnti parassite.** Come già accennato all'inizio, le perdite per correnti parassite, in condizioni di periodicità, con  $f = 1/T$ , possono essere calcolate riformulando l'equazione di Steinmetz in termini di somma quadratica media degli incrementi dB/dt [8]. L'espressione base utilizzata per la valutazione delle perdite specifiche per correnti parassite, quindi in [W/kg], deriva dalla media integrale, sul periodo, del quadrato della derivata dell'induzione nel tempo:

$$p_{ec} = k_{ec} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{dB}{dT} \right)^2 \quad (4.42)$$

dove  $k_{ec} \cdot (2 \cdot \pi)^2$  è il coefficiente del termine relativo alle correnti parassite presente nella formula di Steinmetz per regimi sinusoidali. Ciò può essere dimostrato risolvendo l'equazione precedente per una forma d'onda di induzione sinusoidale ( $B(t) = B_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$ ), ottenendo:

$$p_{ec} = k_{ec} \cdot (2 \cdot \pi)^2 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad (4.43)$$

Per forme d'onda di induzione costituite da una serie di tratti localmente lineari, corrispondenti ad intervalli temporali pari a  $\tau_i$ , i termini  $\frac{dB}{dt}_i$  sono costanti in ogni intervallo; pertanto, le perdite per correnti parassite possono essere espresse come:

$$p_{ec} = k_{ec} \cdot \sum_i \left[ \left( \frac{dB}{dT} \right)^2 \cdot \frac{\tau_i}{T} \right] \quad (4.44)$$

**Implementazione Matlab.** Per effettuare il calcolo delle perdite è stata implementata in Matlab la formula appena descritta:

```
%script per il calcolo delle perdite nel ferro per correnti parassite

f=f_onda; %frequenza della forma d'onda
T=1/f; %periodo della variazione [s]
d=size(B); %dimensioni del vettore delle induzioni (vettore 1 x 2)
dim=d(1); %estrae il numero dei valori di induzione
delta_t=T/(dim-1); %intervallo di tempo tra un valore di induzione ed il successivo [s]
s=0; %valore iniziale della sommatoria
k_ec=0.67e-5; %calcolato a partire dai dati riportati nell'articolo, dipende
           %dal lamierino utilizzato

for i=1:(dim-1)
    s_iter=((B(i+1)-B(i))/delta_t)^2*(delta_t/T);
    s=s + s_iter;
end

p_ec=k_ec*s % [W/kg]
```

Gli intervalli di tempo (indicati con delta\_t nello script) nella sommatoria sono tutti uguali tra loro e costituiscono il tempo che impiega il rotore a compiere una rotazione di un angolo corrispondente ad una iterazione del ciclo for impiegato nello script per il calcolo delle induzioni.

**Perdite per isteresi.** Per effettuare il calcolo delle perdite nel ferro per isteresi viene applicato un modello del comportamento isteretico del ferro

derivato dalla teoria di Preisach [8]. In questa analisi, bisogna tener presente quanti cicli interi e quanti cicli minori d'isteresi avvengono in un periodo della data forma d'onda. Ovviamente, si parla di ciclo intero quando l'induzione cambia polarità due volte, assumendo lo stesso valore di picco sia positivamente che negativamente; come già accennato all'inizio della trattazione, le perdite per isteresi associate ad un ciclo intero possono essere assunte pari a quelle dovute ad un'onda sinusoidale di pari valore massimo e pari frequenza (formula di Steinmetz e cifra di perdita fornita dal costruttore). Viceversa, un ciclo d'isteresi minore avviene quando non si verifica il cambiamento della polarità dell'induzione, o quando, pur manifestandosi l'inversione della polarità, l'onda non assume gli stessi valori di picco positivo e negativo. Le perdite per isteresi associate a cicli minori possono essere calcolate a partire dal modello di Preisach. Come si può vedere in [8], le perdite relative a cicli minori sono espresse in funzione del valore massimo  $B_M$  e del valore minimo  $B_m$  che l'induzione assume durante il ciclo. Per praticità le perdite sono espresse come percentuale delle perdite per isteresi dovute ad un ciclo intero con valore di picco  $B_M = 1.5[T]$  (figura 4.27).

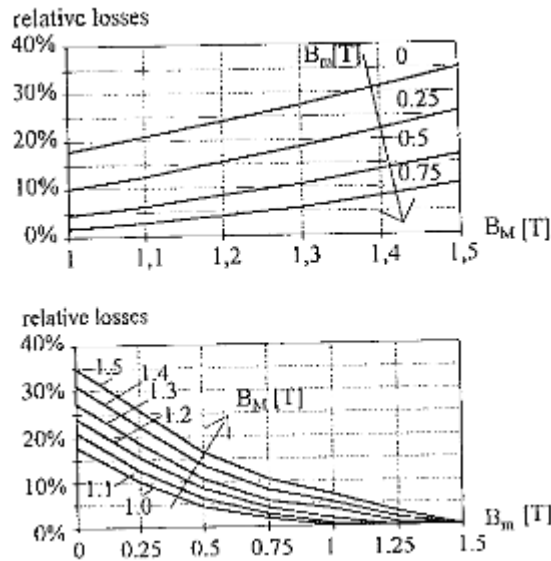


Figura 4.27: Perdite per isteresi - Cicli minori

Ovviamente, le perdite per isteresi totali in un periodo sono somma di quelle dovute ai cicli interi e quelle dovute ai cicli minori.

**Dente di statore** – Sezione prossima al traferro. A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite tramite lo script appena descritto:

$$p_{ec} = 0.192[W/kg] \quad (4.45)$$

Per determinare le perdite per isteresi si calcolano innanzitutto quelle relative alla sinusoide con frequenza pari a 50 [Hz] e valore massimo pari a 1.5 [T], che, come detto, fungono da riferimento :

$$p_{hys-rif} = 0.7 \cdot 1.1 \cdot 1.5^2 = 1.733[W/kg] \quad (4.46)$$

Con riferimento alla forma d'onda di fig. 4.15, risulta evidente che si ha un ciclo d'isteresi minore con valore massimo, in modulo, pari a 2.0741 [T] e valore minimo, in modulo, pari a 0.6472 [T]; vi è quindi un “salto” tra massimo e minimo pari a circa 1.4 [T], pertanto, dalla figura 4.27, risulta:

$$p_{hys} = 0.32 \cdot p_{hys-rif} = 0.32 \cdot 1.733 = 0.555[W/kg] \quad (4.47)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$p_{spec-fe} = p_{ec} + p_{hys} = 0.192 + 0.555 = 0.747[W/kg] \quad (4.48)$$

Le perdite nella porzione di dente di statore prossima al traferro risultano quindi pari a:

$$P_{ds-tr} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 2.94[W] \quad (4.49)$$

**Dente di statore – Sezione mediana.** A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite:

$$p_{ec} = 0.403[W/kg] \quad (4.50)$$

Con riferimento alla forma d'onda di fig. 4.17, risulta evidente che si ha un ciclo d'isteresi minore con valore massimo, in modulo, pari a 1.6372 [T] e valore minimo pari a - 0.4110 [T]; vi è quindi un “salto” tra massimo e minimo pari a circa 2 [T]. In figura 4.22, il valore di  $B_M$  sull'asse delle ascisse arriva fino a 1.5 [T]; operando un'estrapolazione, per  $B_M$  pari a 2 [T], in corrispondenza della curva  $B_m = 0$  (supposta lineare), si ottiene:

$$p_{hys} = 0.52 \cdot p_{spec-rif} = 0.52 \cdot 1.733 = 0.900[W/kg] \quad (4.51)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$p_{spec-fe} = p_{ec} + p_{hys} = 0.403 + 0.900 = 1.303[W/kg] \quad (4.52)$$

Le perdite nella porzione mediana del dente di statore risultano quindi pari a:

$$P_{ds-med} = \frac{1}{3} \cdot Vol_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 5.14[W] \quad (4.53)$$

**Dente di statore – Sezione prossima alla corona.** A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite:

$$p_{ec} = 0.546[W/kg] \quad (4.54)$$

In questo caso, essendo la forma d'onda dell'induzione (fig. 4.19) quasi alternata (il suo valore medio si avvicina molto allo zero rispetto alle precedenti), per il calcolo delle perdite per isteresi si sceglie di approssimarla con una sinusoide con stessa frequenza e di valore massimo pari a 1.184 [T]; sotto queste ipotesi si utilizza la formula di Steinmetz:

$$p_{hys} = 0.7 \cdot 1.1 \cdot 1.184^2 = 1.079[W/kg] \quad (4.55)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$p_{spec-fe} = p_{ec} + p_{hys} = 0.546 + 1.079 = 1.625[W/kg] \quad (4.56)$$

Le perdite nella porzione del dente di statore prossima alla corona risultano quindi pari a:

$$P_{ds-cor} = \frac{1}{3} \dot{Vol}_{ds} \cdot 2 \cdot N_s \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 6.40[W] \quad (4.57)$$

**Corona di statore.** A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite:

$$p_{ec} = 0.592[W/kg] \quad (4.58)$$

Anche in questo caso, essendo la forma d'onda dell'induzione (fig. 4.21) quasi alternata, per il calcolo delle perdite per isteresi si sceglie di approssimarla con una sinusoide con stessa frequenza e di valore massimo pari a 1.2 [T]; sotto queste ipotesi si utilizza la formula di Steinmetz:

$$p_{hys} = 0.7 \cdot 1.1 \cdot 1.2^2 = 1.11[W/kg] \quad (4.59)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$p_{spec-fe} = p_{ec} + p_{hys} = 0.592 + 1.110 = 1.702[W/kg] \quad (4.60)$$

Le perdite nella corona di statore risultano quindi pari a:

$$P_{cor} = Vol_{cor} \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 7.92[W] \quad (4.61)$$

**Dente di rotore – Sezione prossima al traferro.** A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite:

$$p_{ec} = 0.636[W/kg] \quad (4.62)$$

Prima di procedere al calcolo delle perdite per isteresi è necessario fare due osservazioni:

- la prima è che la forma d'onda dell'induzione, essendo alternata (vedi fig. 4.23) comporta sicuramente un ciclo d'isteresi intero nel periodo;
- la seconda è che, sempre in un periodo, sono presenti due cicli minori uguali (uno per valori positivi e l'altro per valori negativi); il ciclo minore si ripete quindi con una frequenza doppia rispetto alla forma d'onda principale.

Pertanto, le perdite per isteresi saranno somma di quelle dovute al ciclo intero e quelle dovute ai cicli minori. Le prime si valutano con la formula di Steinmetz:

$$p_{hys\_1} = 0.7 \cdot 1.1 \cdot 2.077^2 \cdot \frac{21.43}{50} = 1.424[W/kg] \quad (4.63)$$

Le seconde si calcolano tenendo presente che il valore massimo assunto durante il ciclo minore è pari a 2.077 [T] ed il valore minimo a 1.08 [T] e che la frequenza è pari a 42.86 [Hz]; vi è un salto di circa 1 [T], pertanto, come si evince da fig. 4.27, risulta:

$$p_{hys\_2} = 0.18 \cdot 1.733 \cdot \frac{42.86}{50} = 0.267[W/kg] \quad (4.64)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$\begin{aligned} p_{spec-fe} &= p_{ec} + p_{hys\_1} + p_{hys\_2} = \\ &= 0.636 + 1.424 + 0.267 = 2.327[W/kg] \end{aligned} \quad (4.65)$$

Le perdite nella porzione del dente di rotore prossima al traferro risultano quindi pari a:

$$P_{dr-tr} = Vol_{dr-tr} \cdot Nr \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 3.61[W] \quad (4.66)$$

**Dente di rotore – Sezione basale.** A partire dal vettore delle induzioni, si calcolano le perdite specifiche per correnti parassite:

$$p_{ec} = 0.192[W/kg] \quad (4.67)$$

Le perdite per isteresi, in questo caso, sono associate solamente ad un ciclo intero (forma d'onda alternata, fig. 4.25), perchè non sono presenti cicli minori. Si calcolano pertanto con la formula di Steinmetz:

$$p_{hys} = 0.7 \cdot 1.1 \cdot 1.3476^2 \cdot \frac{21.43}{50} = 0.6[W/kg] \quad (4.68)$$

Le perdite specifiche totali sono:

$$p_{spec-fe} = p_{ec} + p_{hys} = 0.313 + 0.6 = 0.792[W/kg] \quad (4.69)$$

Le perdite nella porzione basale del dente di rotore risultano quindi pari a:

$$P_{dr-b} = Vol_{dr-b} \cdot Nr \cdot G_{fe} \cdot p_{spec-fe} \cdot k_{magg} = 1.72[W] \quad (4.70)$$

**Perdite totali.** Le perdite nel ferro totali che derivano dal calcolo accurato risultano essere pari a:

$$P_{tot-ac} = P_{ds-tr} + P_{ds-med} + P_{ds-cor} + \\ + P_{cor} + P_{dr-tr} + P_{dr-b} = 27.73[W] \quad (4.71)$$

### Calcolo con scomposizione in serie di Fourier

Grazie alla gentile concessione del Dottorando **Omar Bottesi** della Libera Università di Bolzano, sono disponibili i risultati del calcolo delle perdite nel ferro per correnti parassite derivante dalla scomposizione delle forme d'onda dell'induzione in serie di Fourier: una volta scomposte le forme d'onda, le perdite per correnti parassite totali vengono calcolate come la somma delle perdite associate ad ogni singola armonica, ricavate applicando la formula di Steinmetz ad ognuna di esse.

**Dente di statore – Sezione prossima al traferro.** In figura 4.28 è riportato l'istogramma relativo allo spettro armonico della forma d'onda dell'induzione.

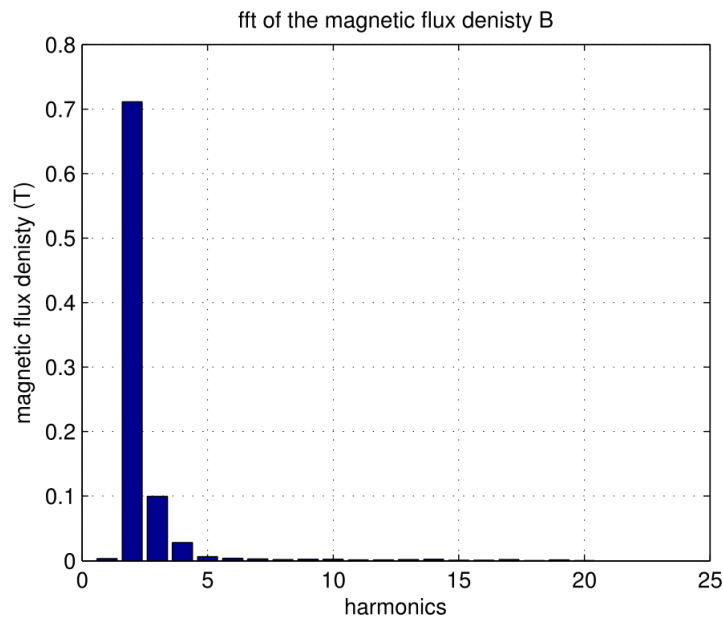


Figura 4.28: Istogramma relativo allo spettro armonico dell'induzione

In figura 4.29 è riportato, invece, quello relativo alle perdite nel ferro corrispondenti.

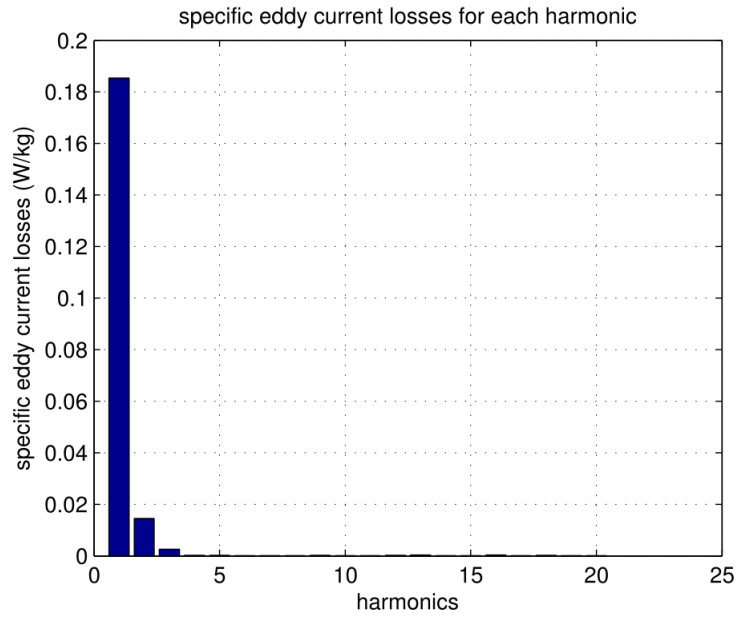


Figura 4.29: Perdite nel ferro

Le perdite specifiche per correnti parassite e per isteresi, e quindi quelle totali, così calcolate risultano essere pari a:

$$p_{ec} = 0.209[W/kg] \quad (4.72)$$

$$p_{hys} = 0.410[W/kg] \quad (4.73)$$

$$p_{spec-fe} = 0.619[W/kg] \quad (4.74)$$

**Dente di statore – Sezione mediana.** In figura 4.30 è riportato l'istogramma relativo allo spettro armonico della forma d'onda dell'induzione.

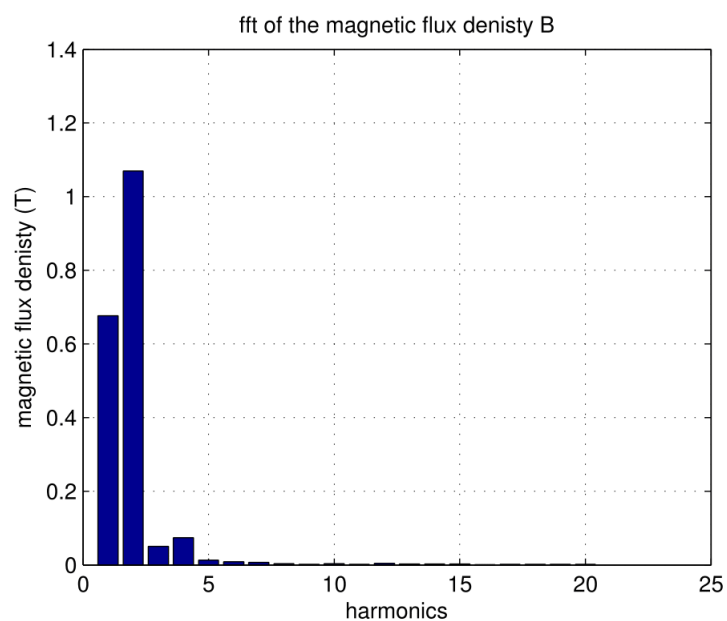


Figura 4.30: Istogramma relativo allo spettro armonico dell'induzione

In figura 4.31 è riportato, invece, quello relativo alle perdite per correnti parassite corrispondenti.

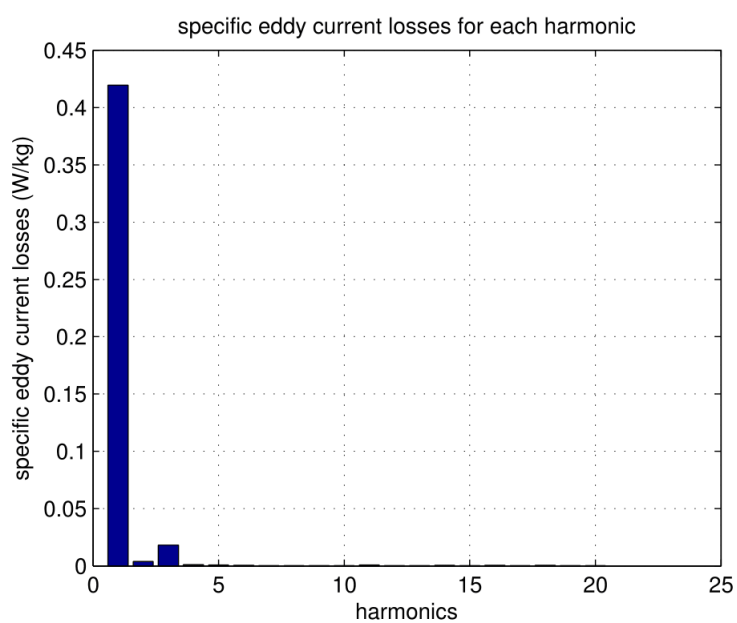


Figura 4.31: Perdite per correnti parassite

Le perdite specifiche per correnti parassite e per isteresi, e quindi quelle totali, così calcolate risultano essere pari a:

$$p_{ec} = 0.454[W/kg] \quad (4.75)$$

$$p_{hys} = 0.906[W/kg] \quad (4.76)$$

$$p_{spec-fe} = 1.36[W/kg] \quad (4.77)$$

**Corona di statore.** In figura 4.32 è riportato l'istogramma relativo allo spettro armonico della forma d'onda dell'induzione:

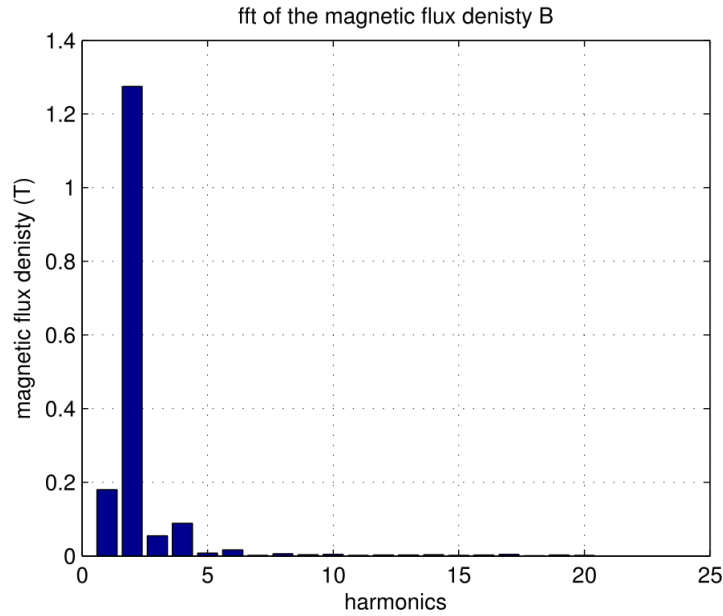


Figura 4.32: Istogramma relativo allo spettro armonico dell'induzione

In figura 4.33 è riportato quello relativo alle perdite per correnti parassite corrispondenti.

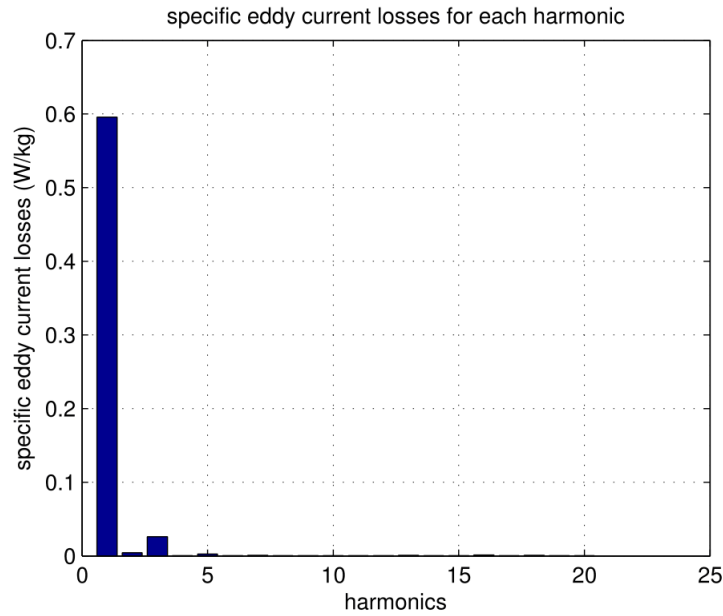


Figura 4.33: Perdite per correnti parassite

Le perdite specifiche per correnti parassite e per isteresi, e quindi quelle totali, così calcolate risultano essere pari a:

$$p_{ec} = 0.646[W/kg] \quad (4.78)$$

$$p_{hys} = 1.238[W/kg] \quad (4.79)$$

$$p_{spec-fe} = 1.884[W/kg] \quad (4.80)$$

**Dente di rotore – Sezione prossima al traferro.** In figura 4.34 è riportato l'istogramma relativo allo spettro armonico della forma d'onda dell'induzione:

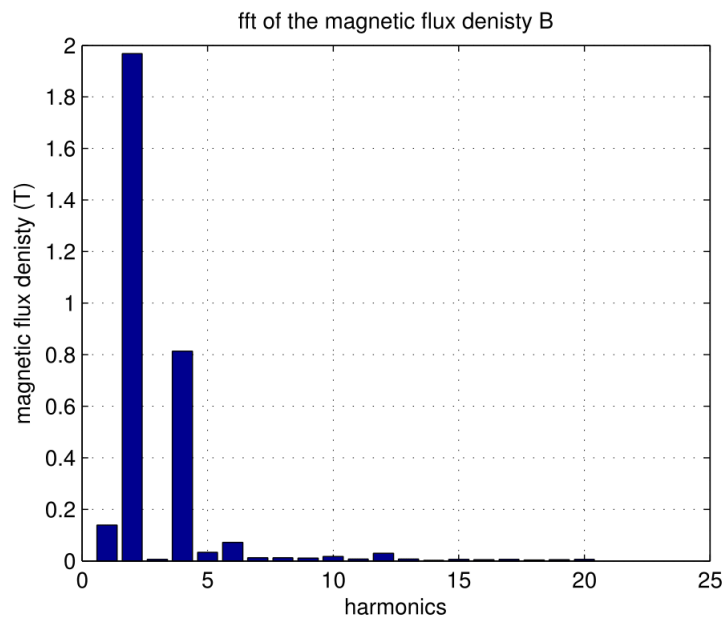


Figura 4.34: Istogramma relativo allo spettro armonico dell'induzione

In figura 4.35 è riportato quello relativo alle perdite per correnti parassite corrispondenti.

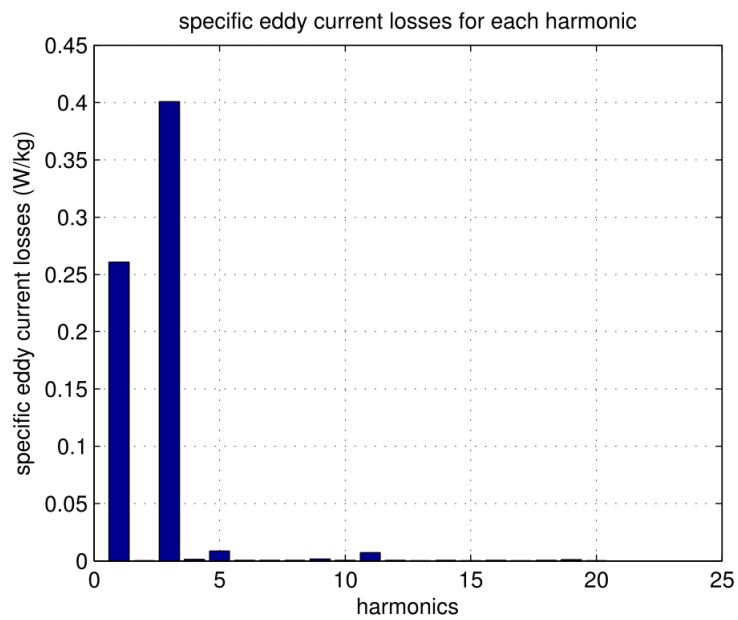


Figura 4.35: Perdite per correnti parassite

Le perdite specifiche per correnti parassite e per isteresi, e quindi quelle totali, così calcolate risultano essere pari a:

$$p_{ec} = 0.709[W/kg] \quad (4.81)$$

$$p_{hys} = 1.315[W/kg] \quad (4.82)$$

$$p_{spec-fe} = 2.024[W/kg] \quad (4.83)$$

**Dente di rotore – Sezione basale.** In figura 4.36 è riportato l'istogramma relativo allo spettro armonico della forma d'onda dell'induzione:

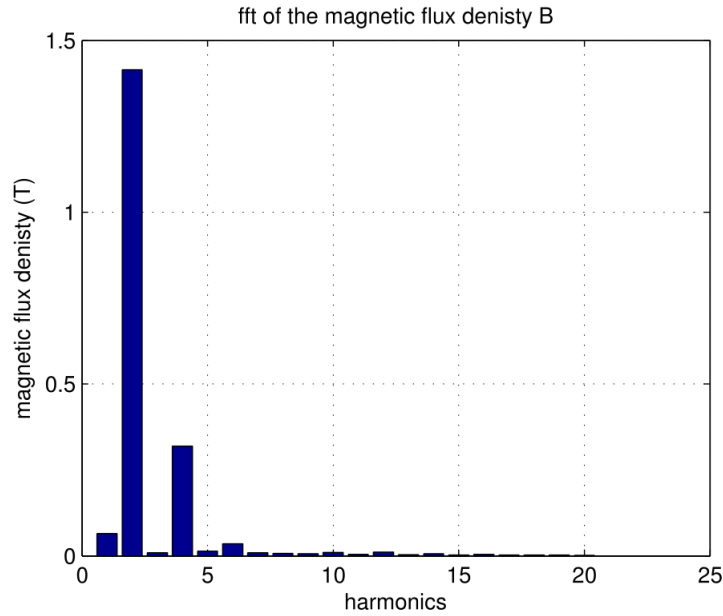


Figura 4.36: Istogramma relativo allo spettro armonico dell'induzione

In figura 4.37 è riportato quello relativo alle perdite per correnti parassite corrispondenti.

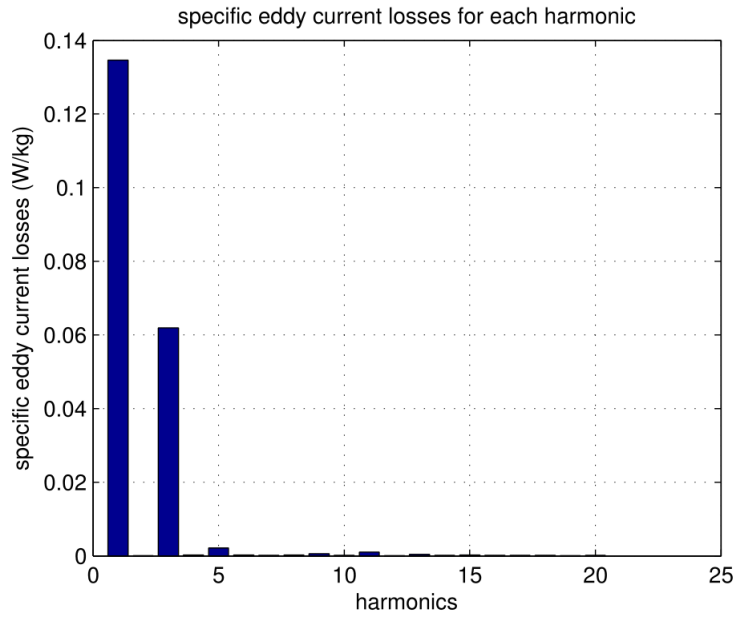


Figura 4.37: Perdite per correnti parassite

Le perdite specifiche per correnti parassite e per isteresi, e quindi quelle totali, così calcolate risultano essere pari a:

$$p_{ec} = 0.209[W/kg] \quad (4.84)$$

$$p_{hys} = 0.679[W/kg] \quad (4.85)$$

$$p_{spec-fe} = 0.888[W/kg] \quad (4.86)$$

## 4.4 Analisi Termica

Dopo aver concluso il calcolo delle perdite Joule nei conduttori e le perdite nel ferro, si procede con l'analisi termica agli elementi finiti della macchina, tramite l'espansione termica del software FEMM (FEH).

### 4.4.1 Materiali utilizzati nella simulazione agli elementi finiti

Tutti i materiali utilizzati nella simulazione, che caratterizzano ogni blocco del disegno, possiedono determinate caratteristiche termiche, di seguito elencate:

- conducibilità termica  $k$ ,  $[W/(m \cdot K)]$ ;
- capacità termica volumica (pari al calore specifico per la densità)  $C_v$ ,  $[MJ/(K \cdot m^3)]$ ;
- – perdite interne  $W_i$ ,  $[W/m^3]$ .

Le prime due dipendono dalla natura del materiale; le terze dipendono, invece, dalle perdite che hanno sede nella parte di macchina alla quale il determinato blocco è associato.

I materiali utilizzati nella simulazione e le loro caratteristiche sono elencati qui di seguito:

- Aluminium pure (da libreria FEH),  $W_i = 0$ ;
- Air (da libreria),  $W_i = 0$ ;
- Stainless steel (acciaio, da libreria),  $W_i = 0$ ;
- PVC, materiale isolante creato con le seguenti caratteristiche:  $k = 0.16$ ,  $C_v = 1.26$  (calcolata a partire dalla densità del PVC e dal suo calore specifico),  $W_i = 0$  (si trascurano le perdite nell'isolante);
- Copper (rame), creato con le seguenti caratteristiche:  $k = 1$  (la conducibilità termica del rame è molto più elevata ma è stata fissata pari ad 1 per tenere conto degli strati di vernice isolante tra le spire, i quali ostacolano lo smaltimento del calore),  $C_v = 3$ ,  $W_i = \frac{P_{js}}{Vol_{Cu}} = 1298100$ ;
- Laminated Iron (da Libreria FEH);
- Rotor Teeth, (ferro laminato, assegnato alla sezione basale dei denti di rotore)  $k = 75$ ,  $C_v = 3$ ,  $W_i = \frac{P_{dr-b}}{N_r \cdot Vol_{dr-b}} = 9163$ ;
- Rotor Teeth (external), (ferro laminato, assegnato alla sezione prossima al trasferimento dei denti di rotore)  $k = 75$ ,  $C_v = 3$ ,  $W_i = \frac{P_{dr-tr}}{N_r \cdot Vol_{dr-tr}} = 26900$ ;

- PM NdFeB (da libreria);
- Stator teeth 1, (ferro laminato, assegnato alla sezione prossima alla corona dei denti di statore),  $k = 75, C_v = 3, W_i = \frac{P_{ds-cor}}{N_s \cdot \frac{1}{3} Vol_{ds}} = 18757$ ;
- Stator teeth 2, (ferro laminato, assegnato alla sezione mediana dei denti di statore),  $k = 75, C_v = 3, W_i = \frac{P_{ds-med}}{N_s \cdot \frac{1}{3} Vol_{ds}} = 15065$ ;
- Stator teeth 3, (ferro laminato, assegnato alla sezione prossima al traferro dei denti di statore),  $k = 75, C_v = 3, W_i = \frac{P_{ds-tr}}{N_s \cdot \frac{1}{3} Vol_{ds}} = 8617$ ;
- Stator back iron, (ferro laminato, assegnato alla corona di statore),  $k = 75, C_v = 3, W_i = \frac{P_{cor}}{Vol_{cor}} = 19670$ .

#### 4.4.2 Condizioni al contorno

La condizione al contorno è stata scelta tale da imporre lo smaltimento del calore per convezione dell'aria; le caratteristiche principali sono:

- $h = 80[W/(K \cdot m^2)]$ , coefficiente di convezione che tiene conto della superficie esterna alettata della macchina;
- $T_0 = 313[K]$ , temperatura esterna di riferimento.

#### 4.4.3 Simulazione

La geometria utilizzata per l'analisi termica della macchina è quella presentata nelle figure 4.38, 4.39 e 4.40.

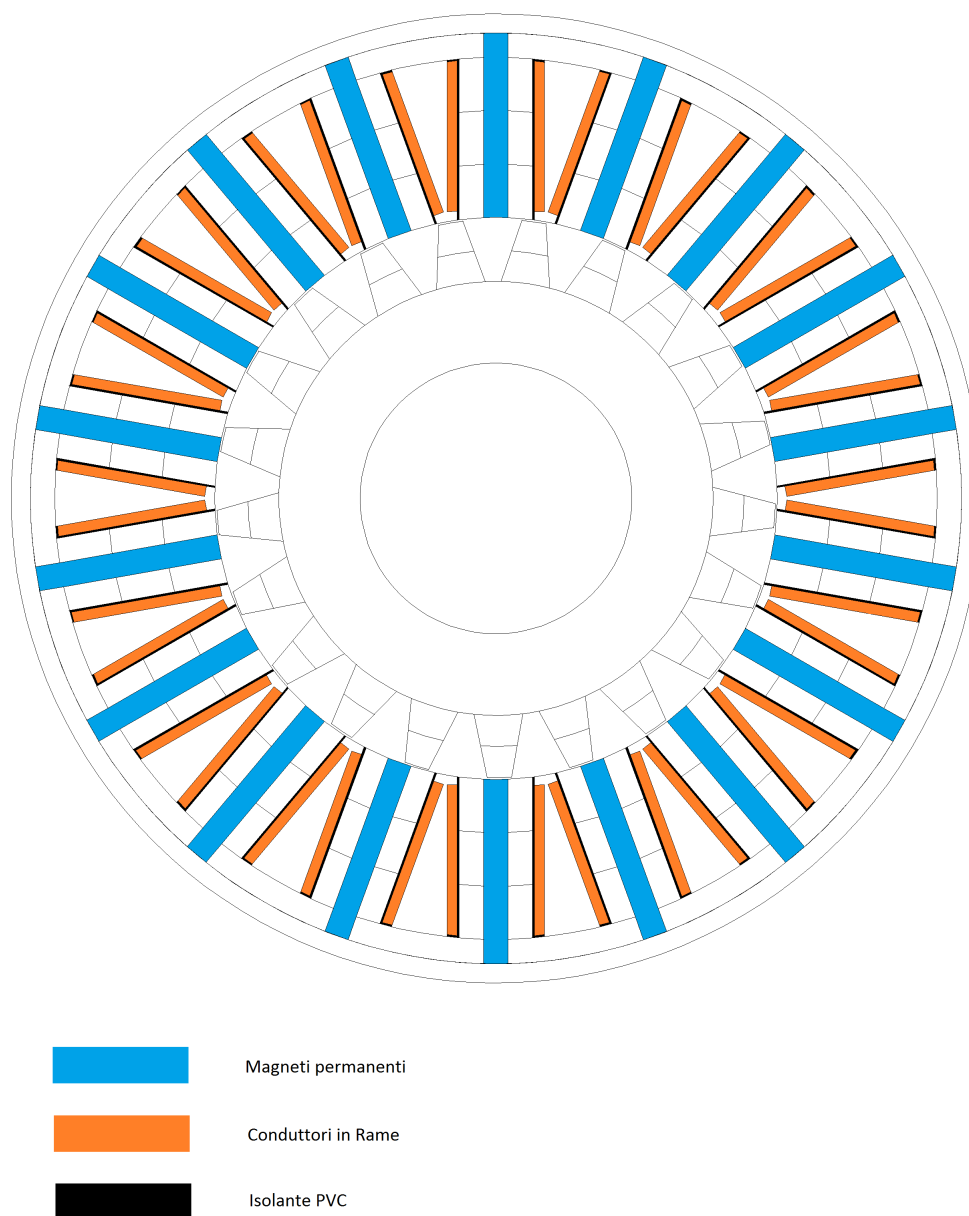


Figura 4.38

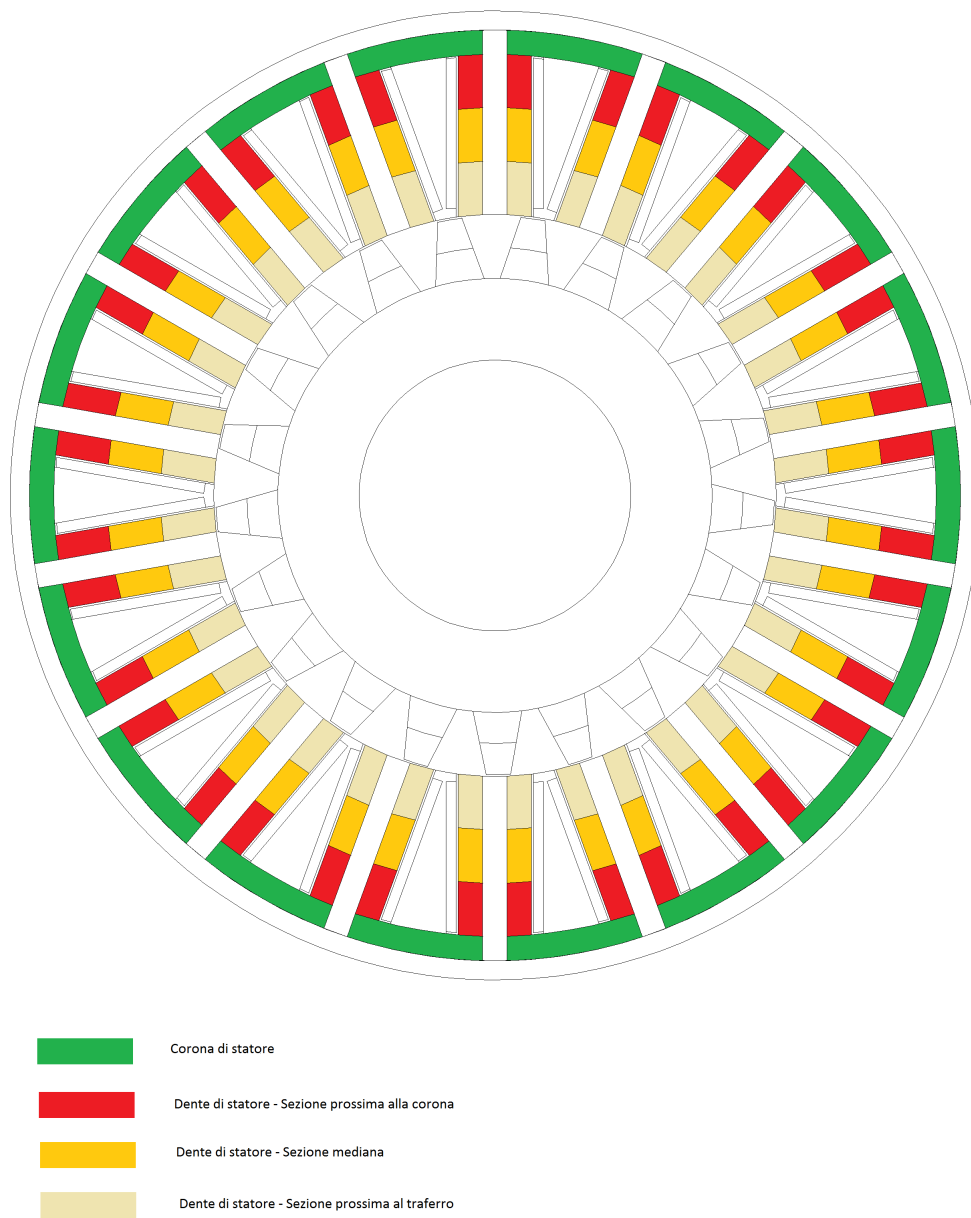


Figura 4.39

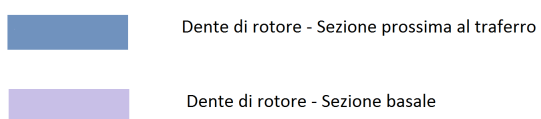
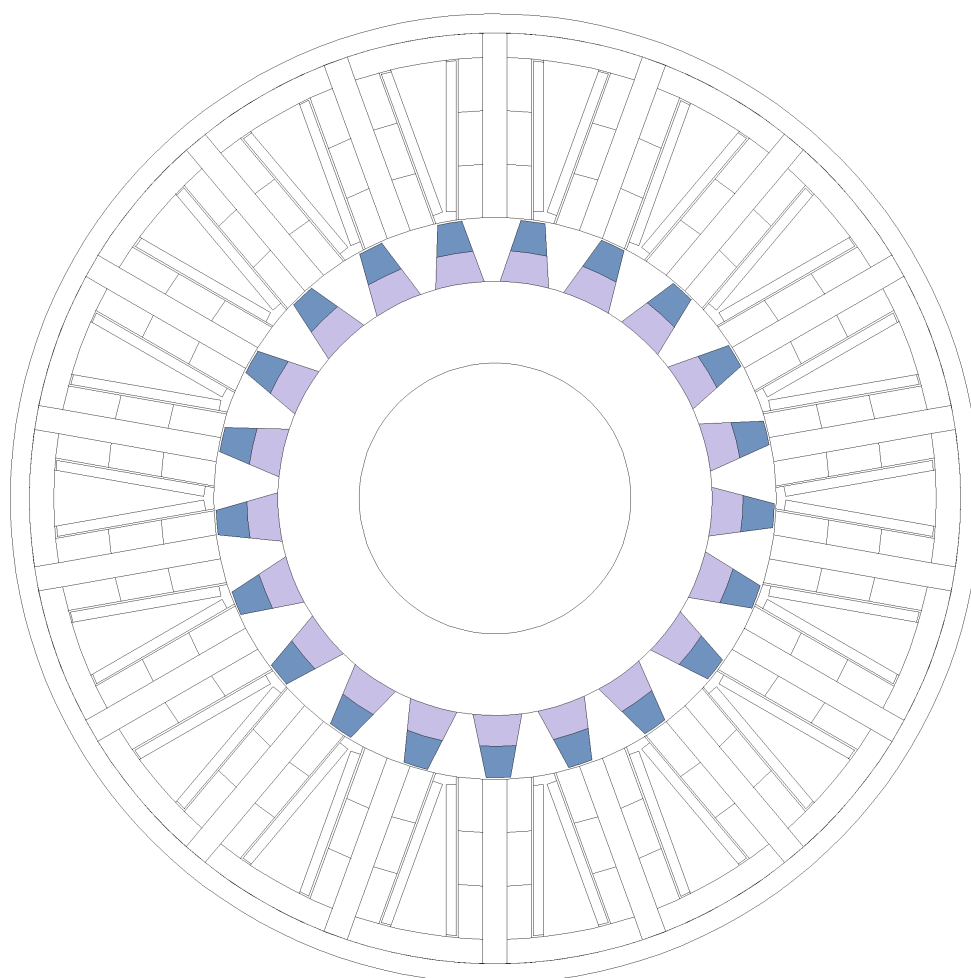


Figura 4.40

#### 4.4.4 Risultati della simulazione

I risultati della simulazione sono presentati in figura 4.41.

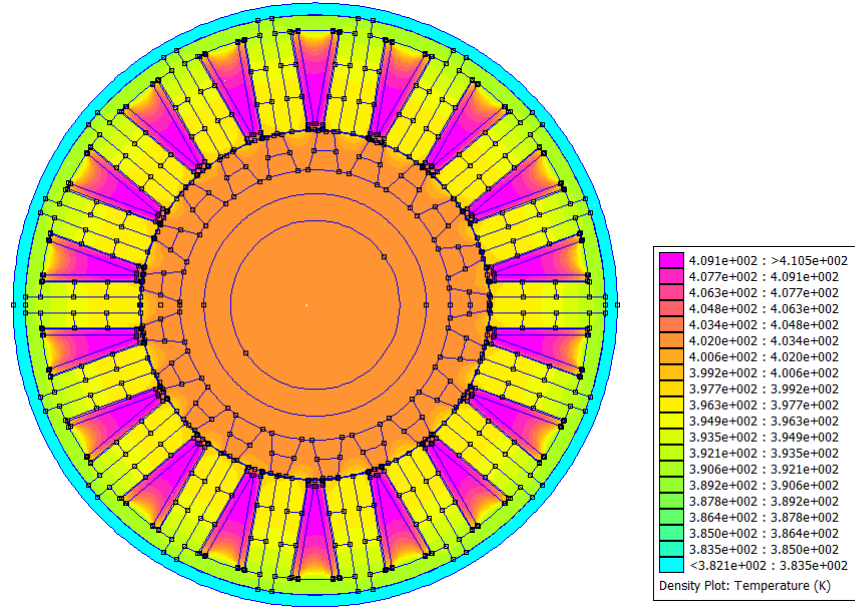


Figura 4.41

Dalla simulazione si ottengono i seguenti risultati:

- i **conduttori in cava** raggiungono una temperatura media assoluta di circa 134 °C (407 [K]), con una sovratemperatura media rispetto all'esterno, supposto ad una temperatura di 40° C (313 [K], vedi condizioni al contorno) di 94 [K], valore ammissibile per un isolamento in classe F in quanto inferiore a 115 [K];
- i **magneti permanenti** raggiungono una temperatura media assoluta di circa 121 °C (394 [K]), con una sovratemperatura media rispetto all'esterno di 81 [K]; la temperatura di 121 °C è **ammissibile per i magneti permanenti utilizzati** (NdFeB N33EH), sia in termini di temperatura massima di esercizio sia per quanto riguarda il margine di smagnetizzazione.

## Capitolo 5

# Configurazione finale della FSPM 18-21

In questo capitolo verrà presentata la configurazione finale del motore, frutto di un confronto con l'azienda costruttrice. Si è partiti dalla configurazione ideale ottimizzata, presentata nel capitolo 4, e si è andati incontro alle esigenze costruttive imposte dall'azienda.

### 5.1 Problemi costruttivi

Dall'analisi della geometria della configurazione ideale del motore FSPM 18-21 è stata pensata una costruzione modulare dello statore da ottenere per assemblaggio delle celle statoriche con i magneti permanenti.

L'azienda, dopo un primo confronto, ha proposto il seguente *modus operandi* per la realizzazione costruttiva:

- Taglio dei lamierini ad U delle celle di statore con lamiera blacklack (autocementante), impaccati su attrezzatura per tenerli allineati, sottoposti a pressione e trattati a forno; è stato subito proposto un nuovo profilo della cava (vedi figura 5.1) per creare una leggera tasca di posizionamento del magnete;

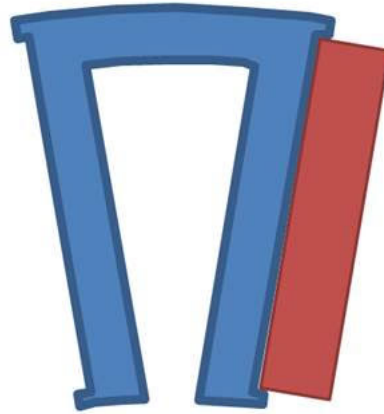


Figura 5.1: Nuovo profilo della cava

- Assemblaggio dello statore con un anello esterno contenitivo (una fascia sul diametro esterno per dare consistenza all'oggetto per la manipolazione e l'avvolgimento);
- Tornitura del diametro interno di statore per ottenere il diametro voluto;
- Avvolgimento dello statore stando attenti alla temperatura di cottura (intorno ai  $160\text{ [}^{\circ}\text{C]}$ ) con pericolo, quindi, di smagnetizzazione dei magneti permanenti (scelta adeguata della lega);
- Potting (colata di resina) dello statore per dare una certa consistenza prima di tornire il diametro esterno per l'accoppiamento con l'involucro del motore;
- Costruzione del rotore per impaccamento dei lamierini (molto semplice).

Un ulteriore problema fatto presente durante il confronto è stato quello della tenuta dei magneti all'interno della struttura e per ovviare ad esso sono stati proposti dall'azienda due possibili profili della cella statorica, raffigurati nelle figure 5.2 e 5.3.

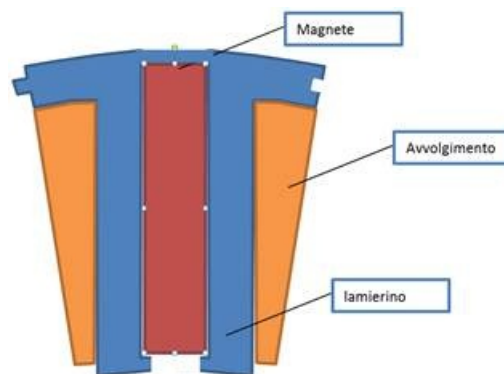


Figura 5.2: A) Nuovo profilo della cella statorica

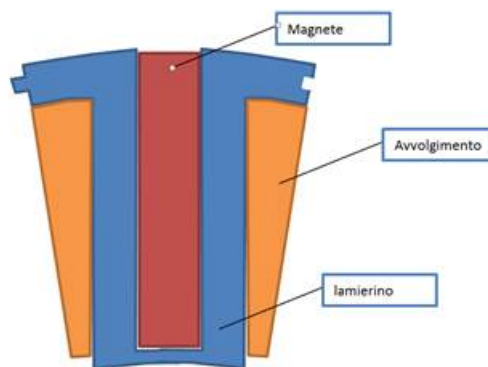


Figura 5.3: B) Nuovo profilo della cella statorica

Da tutte queste considerazioni sono scaturite alcune configurazioni che, in qualche modo, cercassero di risolvere i problemi emersi.

## 5.2 Varie configurazioni proposte

La lunghezza assiale del motore è stata portata da 100 [mm] a 120 [mm] perché, da parte dell'azienda, è stata espressa la possibilità di realizzare il motore con tali caratteristiche.

Modificata la lunghezza assiale, è stata ricalcolata la coppia media della configurazione ideale:

- $C_{\text{media}}=174$  [Nm];
- Ondulazione di coppia=4.2%.

### 5.2.1 Prima configurazione

Per ovviare ai problemi della difficoltà di assemblaggio delle celle statoriche, step critico nella costruzione del prototipo, e della tenuta dei magneti all'interno del pacco statorico, è stata ideata la configurazione a lamierino unico (non più 18 lamierini ad U) con le celle statoriche aventi il profilo presentato in figura 5.2.

La geometria della struttura è raffigurata in figura 5.4.

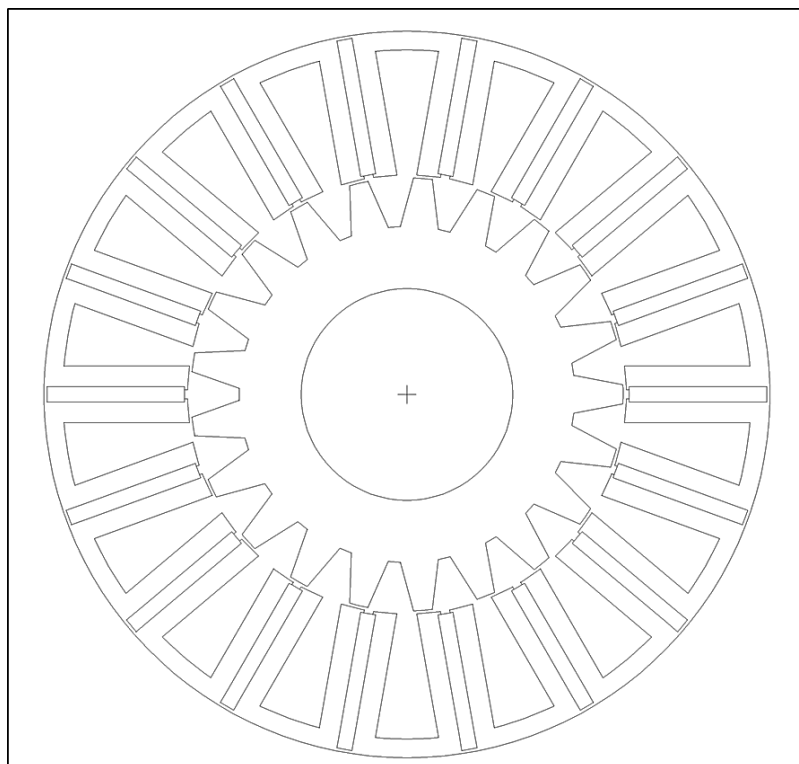


Figura 5.4: Geometria della prima configurazione

I denti in ferro, posti nella parte inferiore di ciascun magnete, sono stati scelti delle dimensioni di 1 [mm] x 1 [mm]. Per lo spessore dei ponti in ferro, posti nella parte superiore dei magneti, è stata condotta un'analisi parametrica; esso è stato fatto variare tra 0.4 [mm] e 1.5 [mm] ed è stato ricercato il massimo della coppia.

I dati del motore e della simulazione sono:

- Raggio del rotore:  $R_r=71.5$  [mm];
- Diametro esterno:  $D_e=240$  [mm];
- Lunghezza assiale:  $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- Fattore di riempimento cava:  $k_{fill}=0.4$ ;
- Fattore di laminazione:  $k_{pack}=0.96$ ;
- Sezione di cava:  $S_{slot} = 561[mm^2]$
- Corrente in cava:  $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

I dati delle simulazioni sono riportati in tabella 5.1:

Tabella 5.1: Dati della  $C_{max}$ , della  $C_{min}$ , della  $C_{media}$  e di  $\Delta C\%$  al variare delle dimensioni dei ponti in ferro

| Spessore ponte [mm] | $C_{max}$ [Nm] | $C_{min}$ [Nm] | $C_{media}$ [Nm] | $\Delta C\%$ |
|---------------------|----------------|----------------|------------------|--------------|
| 0.4                 | 151.6          | 146.3          | 148.3            | 3.6          |
| 0.8                 | 153.9          | 148.4          | 150.2            | 3.7          |
| 1                   | 154.0          | 148.2          | 150.8            | 3.3          |
| 1.2                 | 143.0          | 135.6          | 139.8            | 5.3          |
| 1.5                 | 142.9          | 135.4          | 139.5            | 5.5          |

Si può vedere come il massimo della coppia media,  $C_{media}=150.8$  [Nm], si ottenga per uno spessore dei ponti in ferro di 1 [mm].

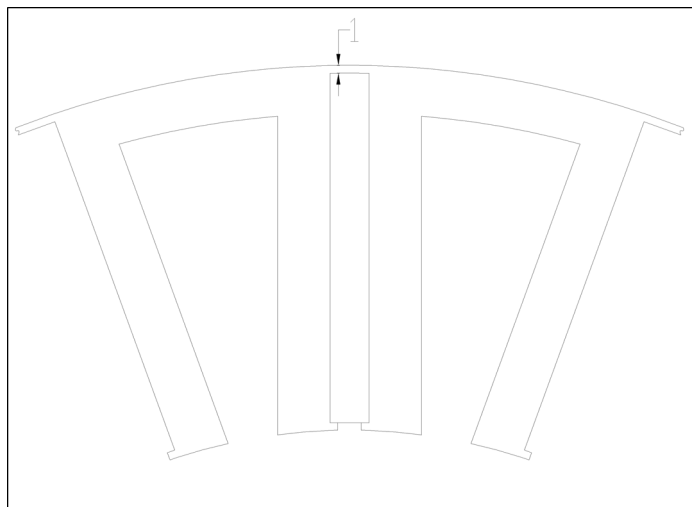


Figura 5.5: Dettaglio della cella di statore (quote in [mm])

Al fine di ottenere una coppia media superiore a quella ottenibile da questa struttura, sono state pensate altre quattro configurazioni che potessero andare incontro ai problemi di tenuta dei magneti e dell'assemblaggio, ma che presentassero un minor numero di ponti in ferro per ridurre i cortocircuiti magnetici. Per esse è stato assunto uno spessore dei ponti in ferro pari ad 1 [mm].

### 5.2.2 Seconda configurazione

Questa configurazione prevede l'alternanza, lungo il pacco statorico, di lamierini con strutture diverse:

- per un lamierino su 6: 18 ponti in ferro (1 per ogni magnete, di spessore 1 [mm]) sulla circonferenza esterna e 2 denti in ferro (di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]), per ogni magnete, lungo la circonferenza interna dello statore per la tenuta degli stessi;
- per 5 lamierini su 6: 18 spazi di aria (di spessore 1 [mm]) sulla circonferenza esterna di statore e 2 denti in ferro (di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]), per ogni magnete, sulla circonferenza interna di statore per la tenuta degli stessi.

È stato suggerito all'azienda di creare i lamierini con un diametro esterno maggiore di quello indicato per la geometria e, una volta impaccati, di tornire il diametro esterno ed aprire le zone sopra i magneti per 5 lamierini su 6 per ottenere gli spazi d'aria suddetti.

I dati del motore simulato sono:

- Raggio del rotore:  $R_r=71.5$  [mm];
- Diametro esterno:  $D_e=240$  [mm];
- Lunghezza assiale:  $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- Fattore di riempimento cava:  $k_{fill}=0.4$ ;
- Fattore di laminazione:  $k_{pack}=0.96$ ;
- Sezione di cava:  $S_{slot} = 561[mm^2]$
- Corrente in cava:  $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

La coppia media ottenuta è:

$$C_{media} = 156[Nm] \quad (5.1)$$

con un'ondulazione del 3.56%.

Si può notare come ci sia un aumento della coppia, rispetto alla prima configurazione, a fronte di un processo costruttivo leggermente più complesso.

Nelle figure 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 sono riportate le geometrie dei lamierini e i dettagli.

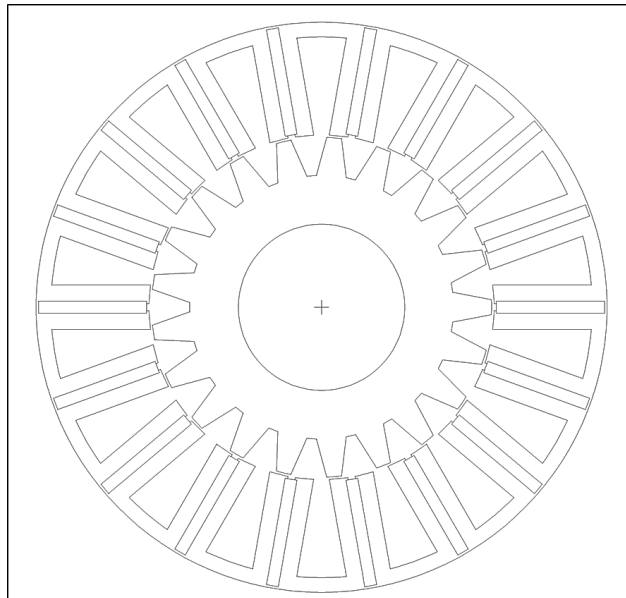


Figura 5.6: 18 ponti in ferro

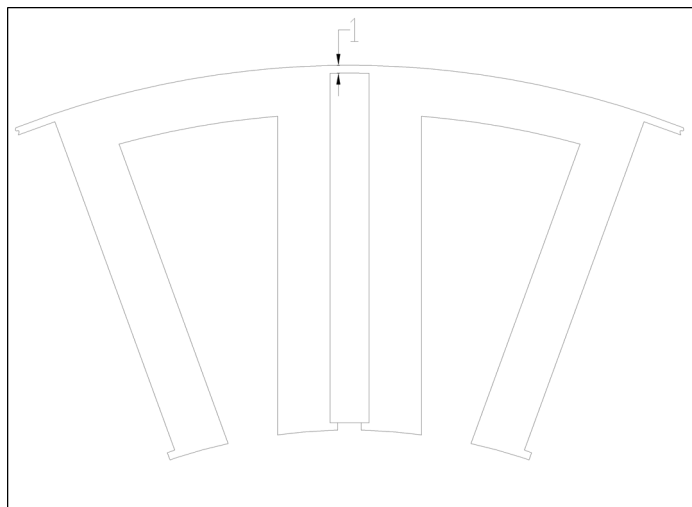


Figura 5.7: Dettaglio della cella di statore (quote in [mm])

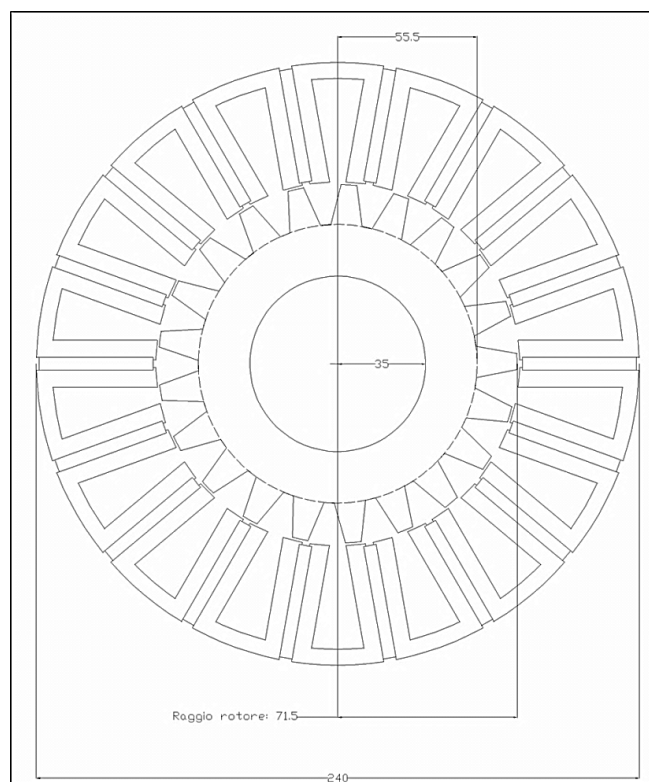


Figura 5.8: 18 spazi d'aria (quote in [mm])

### 5.2.3 Terza configurazione

Questa configurazione prevede:

- per tutti i lamierini: 2 ponti in ferro (di spessore 1 [mm]) più 16 spazi di aria (di spessore 1 [mm]) sulla circonferenza esterna di statore, e 2 denti in ferro (di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]), per ogni magnete, lungo la circonferenza interna dello statore per la tenuta dei magneti (ogni lamierino ruotato rispetto al precedente cosicché da non avere i ponti in ferro sempre sugli stessi magneti).

Come per la seconda configurazione, è stato suggerito all'azienda di creare i lamierini con un diametro esterno maggiore di quello indicato e, una volta impaccati, di tornire il diametro esterno ed aprire le zone sopra 16 magneti su 18 per ogni lamierino per ottenere gli spazi d'aria suddetti.

I dati del motore e della simulazione sono:

- Raggio del rotore:  $R_r=71.5$  [mm];
- Diametro esterno:  $D_e=240$  [mm];
- Lunghezza assiale:  $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- Fattore di riempimento cava:  $k_{fill}=0.4$ ;
- Fattore di laminazione:  $k_{pack}=0.96$ ;
- Sezione di cava:  $S_{slot} = 561[mm^2]$
- Corrente in cava:  $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

La coppia media ottenuta è:

$$C_{media} = 156[Nm] \quad (5.2)$$

con un'ondulazione del 3.47%.

Si riporta in figura 5.9 la geometria della lamiera.

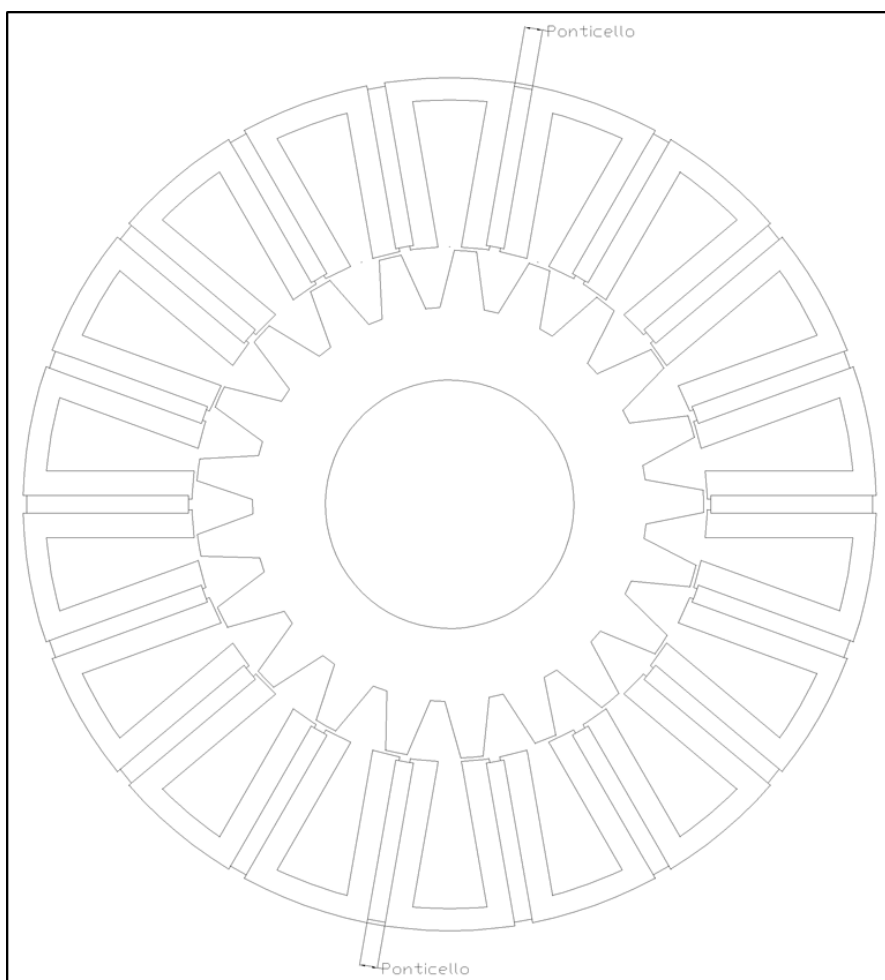


Figura 5.9: 16 ponti in ferro e 2 spazi d'aria (quote in [mm])

#### 5.2.4 Quarta configurazione

Configurazione che prevede:

- Per un lamierino su 6: 18 ponti in ferro (1 per ogni magnete, di spessore 1 [mm]) a “zig-zag” (9 sulla circonferenza esterna e 9 su quella interna di statore, alternati) con 2 denti in ferro (per ogni magnete, di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]) sulla circonferenza interna di statore (ove non siano presenti i ponticelli) per la tenuta dei magneti;
- 5 lamierini su 6: 18 spazi d’aria (di spessore 1 [mm]) sulla circonferenza esterna di statore e 2 denti in ferro (per ogni magnete, di dimensioni di 1 [mm] x 1 [mm]) sulla circonferenza interna di statore per la tenuta dei magneti.

I dati del motore e della simulazione sono:

- Raggio del rotore:  $R_r=71.5$  [mm];
- Diametro esterno:  $D_e=240$  [mm];
- Lunghezza assiale:  $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- Fattore di riempimento cava:  $k_{fill}=0.4$ ;
- Fattore di laminazione:  $k_{pack}=0.96$ ;
- Sezione di cava:  $S_{slot} = 561[mm^2]$
- Corrente in cava:  $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

La coppia media ottenuta è:

$$C_{media} = 156[Nm] \quad (5.3)$$

con un’ondulazione del 3.47%.

In figura 5.10 si riporta la geometria del lamierino.

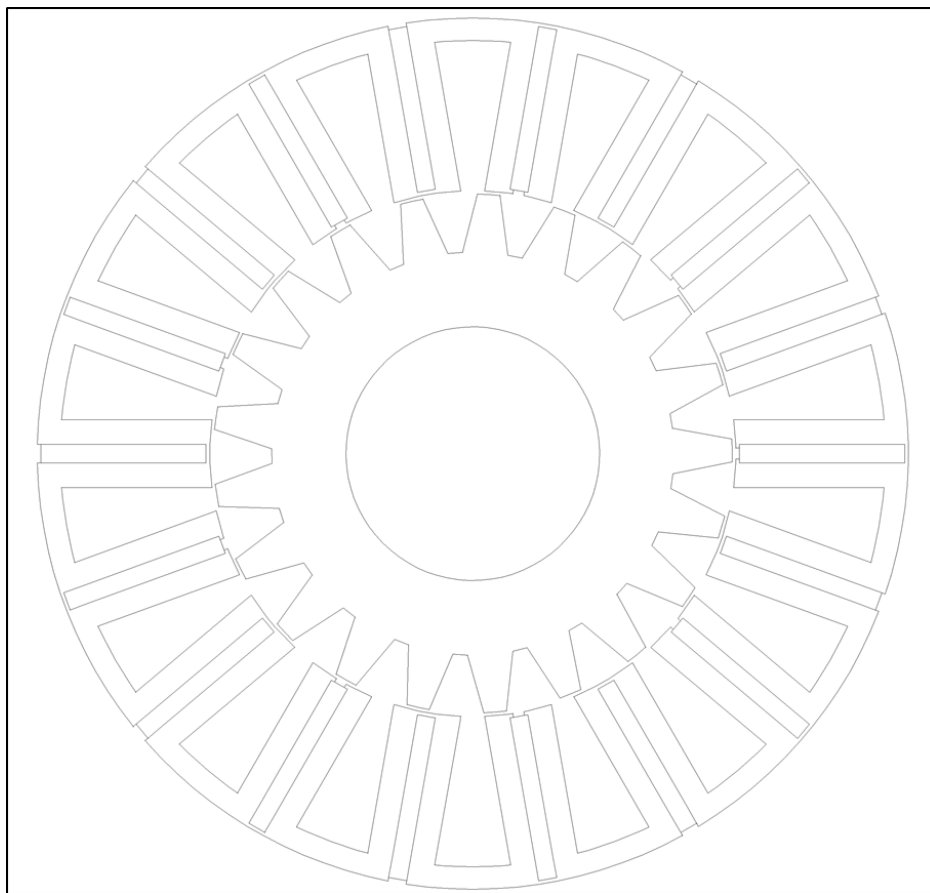


Figura 5.10: 18 ponti in ferro a zig-zag (quote in [mm])

### 5.2.5 Quinta configurazione

Configurazione che prevede:

- per un lamierino su 6: 18 ponti in ferro (1 per ogni magnete, di spessore 1 [mm]) sulla circonferenza esterna di statore e 2 denti in ferro (di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]), per ogni magnete, lungo la circonferenza interna dello statore, che costituiscono la base per una zeppa amagnetica (una per ogni magnete, di spessore 1 [mm]) per la tenuta dei magneti;
- per 5 lamierini su 6: 18 spazi di aria (di spessore di 1 [mm]) sulla circonferenza esterna di statore e 2 denti in ferro (di dimensioni 1 [mm] x 1 [mm]), per ogni magnete, sulla circonferenza interna di statore, che costituiscono la base per una zeppa amagnetica (una per ogni magnete, di spessore 1 [mm]) per la tenuta dei magneti.

Come per la prima e la seconda configurazione, è stato suggerito all'azienda di creare i lamierini con un diametro esterno maggiore di quello indicato e, una volta impaccati, di tornire il diametro esterno ed aprire le zone sopra i magneti per 5 lamierini su 6 per ottenere gli spazi d'aria suddetti.

I dati del motore e della simulazione sono:

- Raggio del rotore:  $R_r=71.5$  [mm];
- Diametro esterno:  $D_e=240$  [mm];
- Lunghezza assiale:  $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- Fattore di riempimento cava:  $k_{fill}=0.4$ ;
- Fattore di laminazione:  $k_{pack}=0.96$ ;
- Sezione di cava:  $S_{slot} = 561[mm^2]$
- Corrente in cava:  $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

La coppia media ottenuta è:

$$C_{media} = 144[Nm] \quad (5.4)$$

con un'ondulazione del 3%.

Nelle figure 5.11 e 5.12 sono riportate le geometrie dei lamierini:

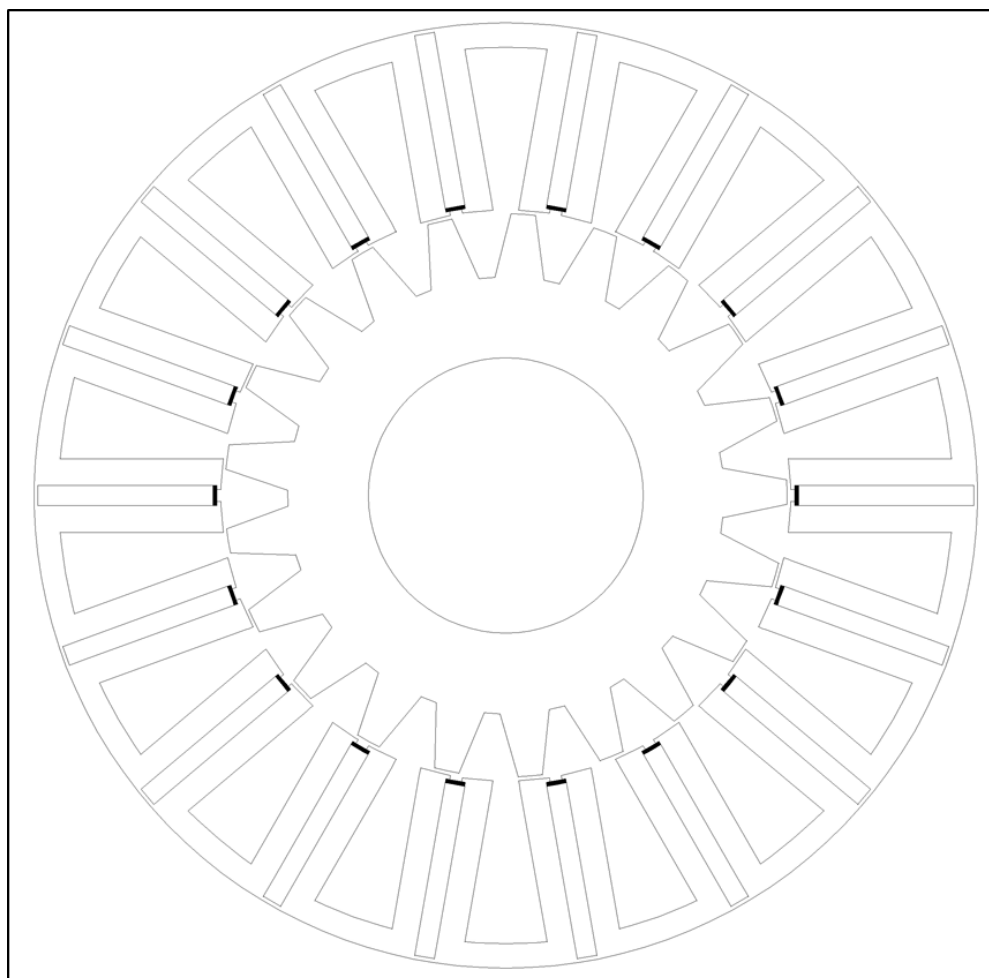


Figura 5.11: 18 ponti in ferro e zeppe (quote in [mm])

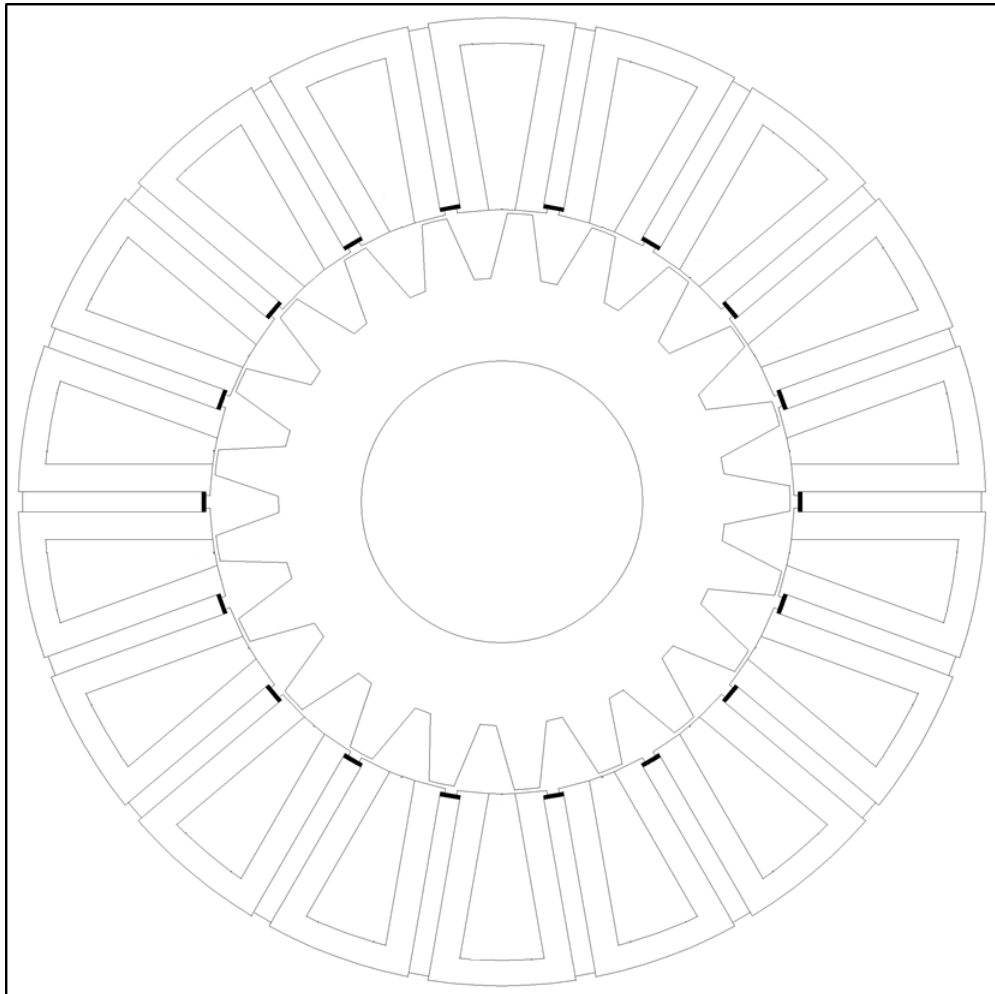


Figura 5.12: 18 Buchi d'aria e zeppe (quote in [mm])

### 5.3 Scelta della configurazione finale

Dopo un consulto con l'azienda, la scelta è ricaduta sulla prima configurazione, essenzialmente per due motivi:

- solidità della struttura;
- Maggiore facilità di costruzione rispetto alle altre quattro configurazioni.

La configurazione presa in esame è stata ulteriormente modificata con l'aggiunta degli incastri per il posizionamento delle biette, componenti atti alla tenuta degli avvolgimenti in cava. La geometria finale, con tutte le quote, è rappresentata in figura 5.13:

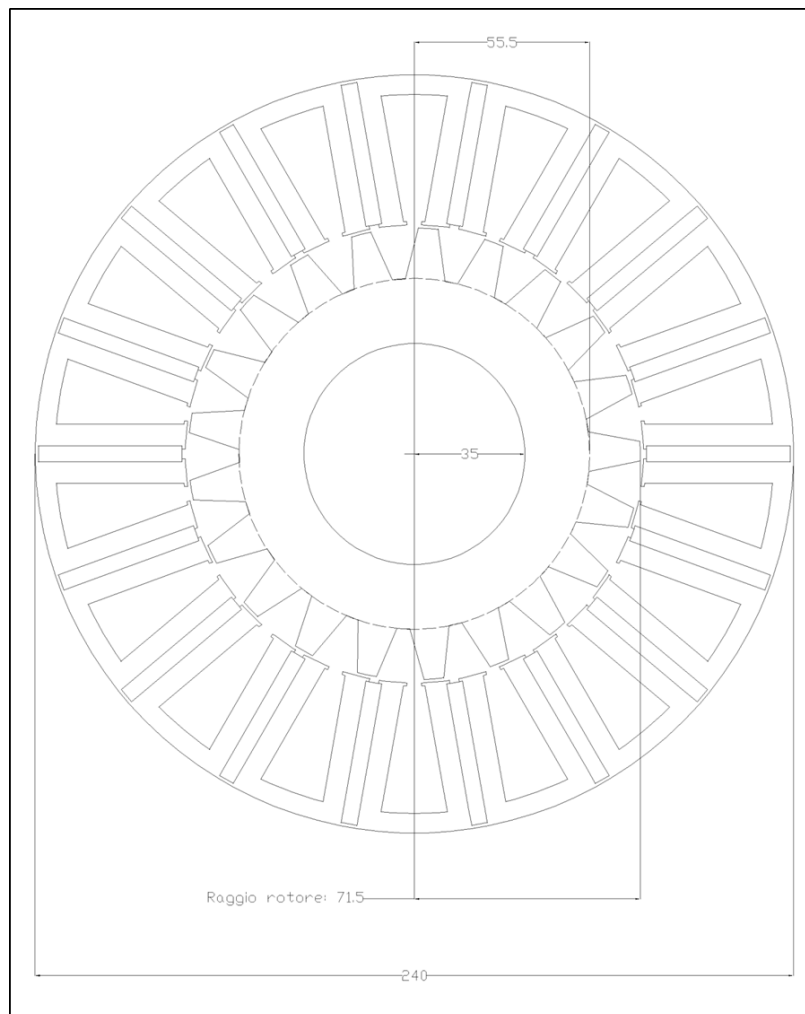


Figura 5.13: Configurazione finale (quote in [mm])

In figura 5.14 si riporta, invece, il dettaglio su due cave statoriche e del dente di rotore:

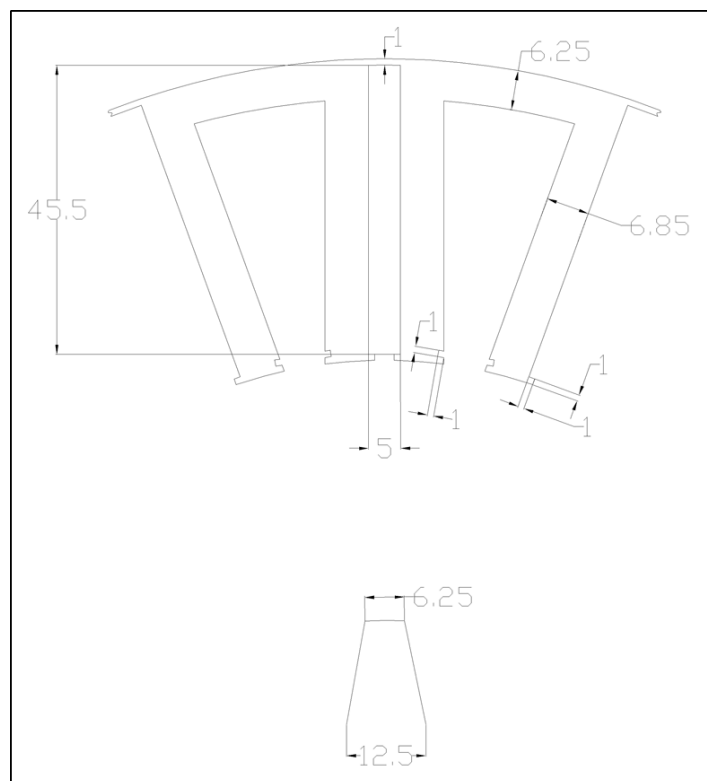


Figura 5.14: Dettaglio su cella statorica e dente di rotore (quote in [mm])

5.3.1 Geometria approvata dall'azienda

Nelle figure 5.15 e 5.16 sono rappresentate le geometrie approvate dall'azienda Magnetic spa.

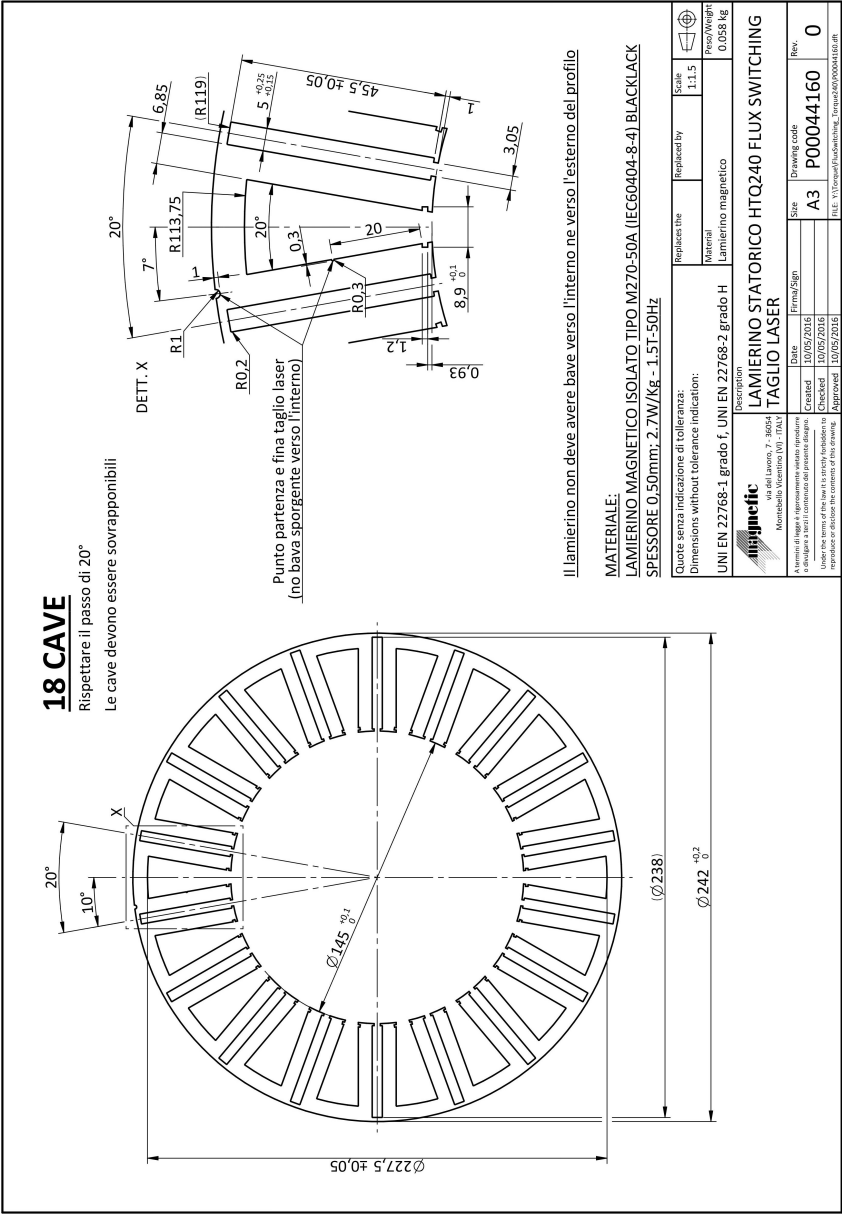


Figura 5.15: Statore

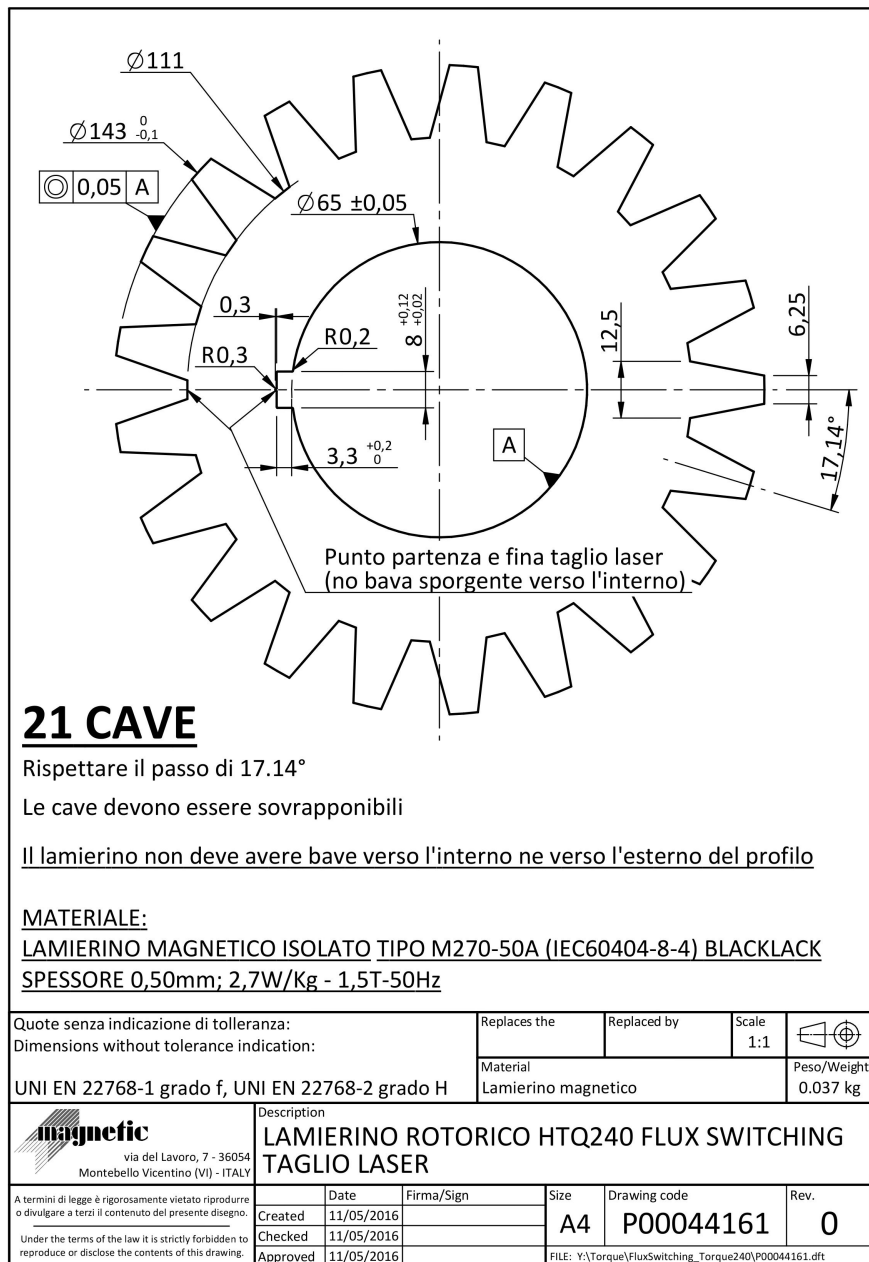


Figura 5.16: Rotore

### 5.3.2 Avvolgimento

L'avvolgimento di fase del motore FSPM 18-21 è costituito da sei bobine concentrate intorno al dente collegate in serie tra loro. Lo schema è riportato in figura 5.17.

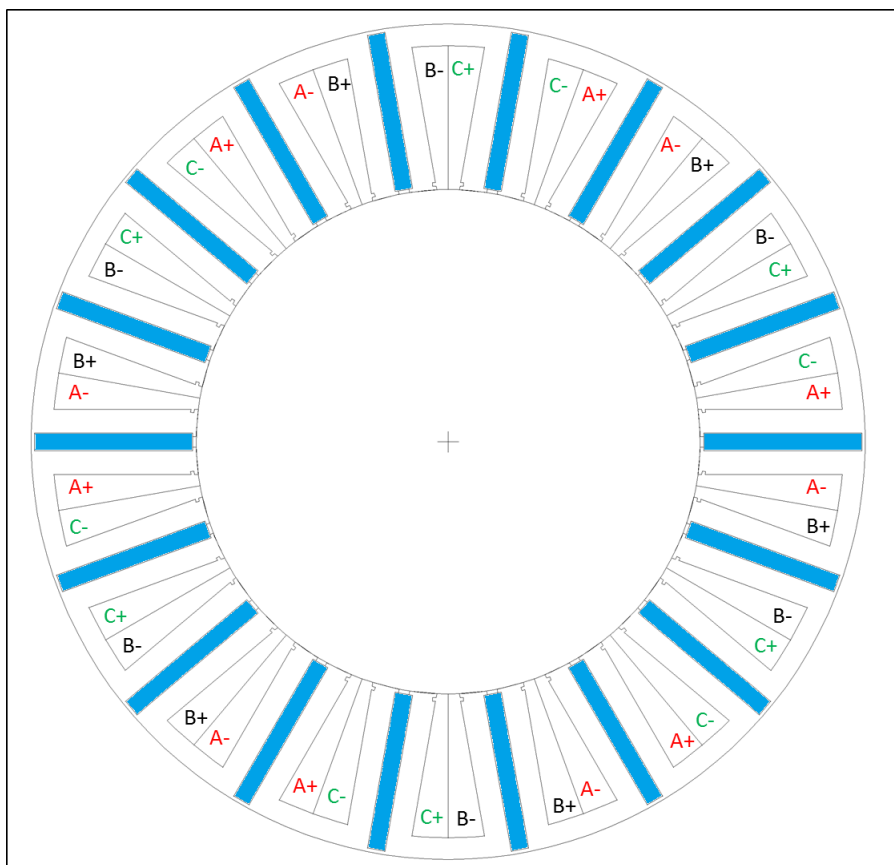


Figura 5.17: Schema di avvolgimento

## 5.4 Analisi del motore FSPM 18-21 - Configurazione Finale

In questo paragrafo si analizza il motore nella sua configurazione finale. Nelle simulazioni a vuoto verranno calcolati il flusso concatenato, da cui si ricaverà il numero di conduttori in cava, e la coppia di impuntamento (coppia a vuoto, cogging torque o coppia di dentatura); in quelle a carico la coppia e l'ondulazione di coppia. Infine verrà calcolato il rendimento della macchina. I dati del motore e dell'analisi sono riassunti di seguito:

- $R_r=71.5$  [mm];
- $D_e=240$  [mm];
- $L_{stk}=120$  [mm];
- Traferro:  $g=1$  [mm];
- $k_{fill}=0.4$ ;
- $k_{pack}=0.96$ ;
- $S_{slot} = 561[mm^2]$
- $I_{slot} = 1904[A]$
- $J = 6[A/mm^2]$

### 5.4.1 Simulazioni a vuoto

Si compie inizialmente lo studio a vuoto, ovvero con correnti statoriche nulle. La figura 5.18 mostra le linee di campo quando il rotore si trova a  $\theta_m = 0$ .

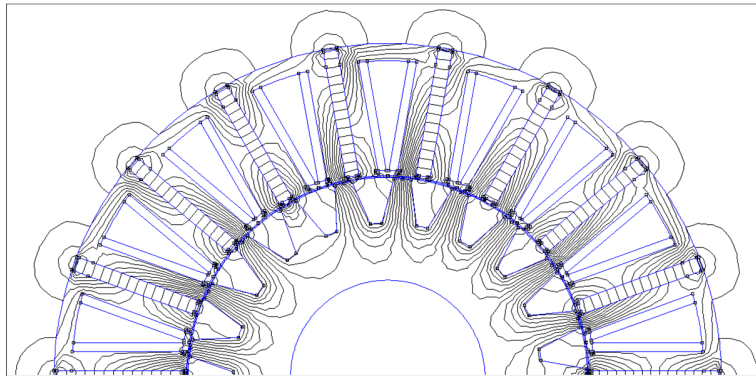


Figura 5.18: Linee di flusso a vuoto

Si ricavano i flussi concatenati con le tre fasi, come riportato in figura 5.19.

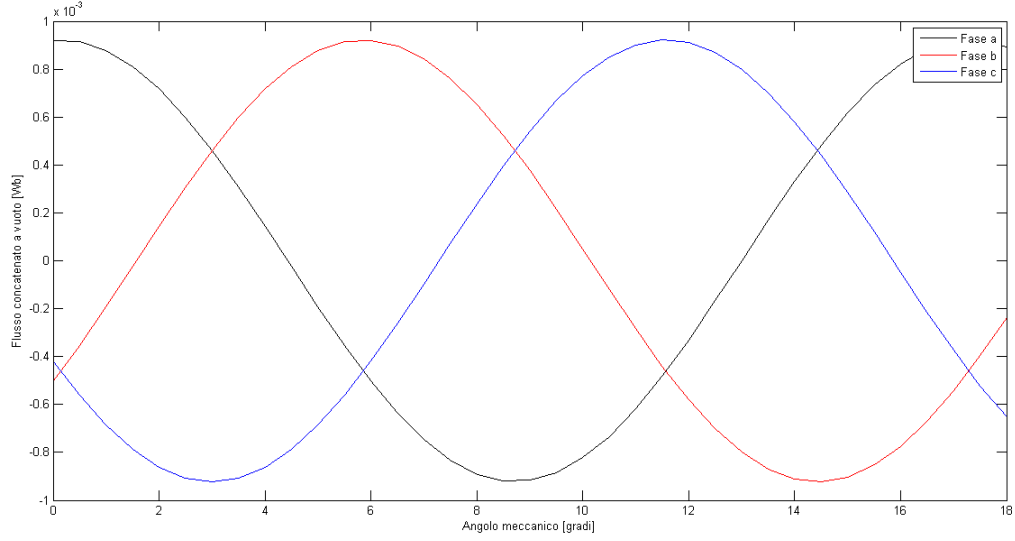


Figura 5.19: Flussi concatenati da una spira a vuoto

Dal massimo del flusso concatenato da una fase si è ricavato il numero di conduttori in cava, considerando una tensione di alimentazione pari a  $E=220$  [V] ed una frequenza nominale di  $f=50$  [Hz]:

$$\hat{\Lambda} = 0.92 \cdot 10^{-3} [Wb] \quad (5.5)$$

$$\omega = 2\pi \cdot f = 314.59 [rad/s] \quad (5.6)$$

Il numero di spire  $N$  di una fase è:

$$N = \frac{E \cdot \sqrt{2}}{\omega \cdot \hat{\Lambda}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{314.59 \cdot 0.92 \cdot 10^{-3}} = 1078 \quad (5.7)$$

Il numero di spire della singola bobina concentrata intorno al dente è:

$$n = \frac{N}{6} = \frac{1078}{6} = 179.5 \rightarrow 180 \quad (5.8)$$

con:

$$N = n \cdot 6 = 1080 \quad (5.9)$$

Facendo riferimento allo schema di avvolgimento di figura 5.17 è facile vedere come il numero di conduttori in cava sia pari a:

$$n_c = n \cdot 2 = 360 \quad (5.10)$$

Infine, è stata ricavata la sezione teorica dei conduttori:

$$S_c = \frac{S_{slot} \cdot k_{fill}}{n_c} = \frac{561 \cdot 0.4}{360} = 0.62[mm^2] \quad (5.11)$$

con un diametro teorico pari a:

$$d_c = \sqrt{\frac{4 \cdot S_c}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.62}{\pi}} = 0.88[mm] \quad (5.12)$$

La coppia di impuntamento è riportata in figura 5.20. Essa è stata calcolata utilizzando il tensore degli sforzi di Maxwell:

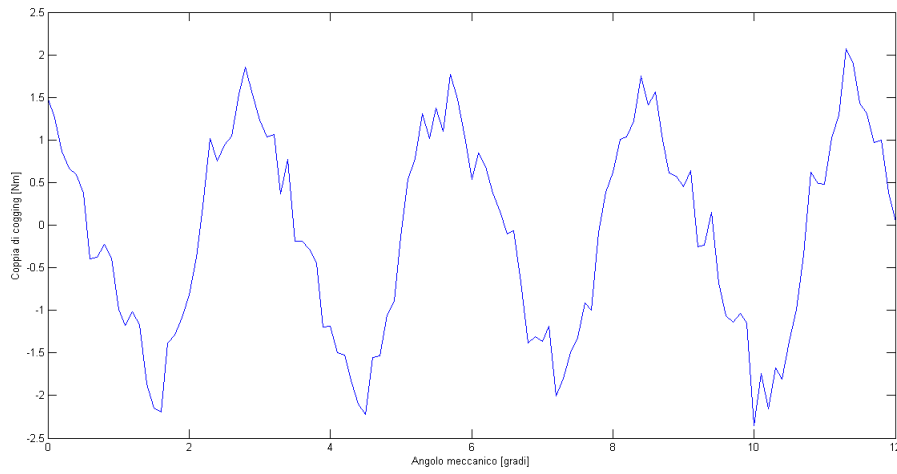


Figura 5.20: Coppia di cogging

La coppia di cogging presenta un periodo è pari a:

$$T = \frac{360}{126} = 2.857 \quad (5.13)$$

### 5.4.2 Simulazioni a carico

Si effettua adesso lo studio a carico, alimentando il motore con la corrente  $I_{slot} = 1904[A]$ . Il valore della coppia elettromeccanica, calcolata tramite il tensore degli sforzi di Maxwell, è riportata in figura 5.21; si può vedere come essa abbia un'ondulazione con un periodo uguale a quello della coppia di impuntamento.

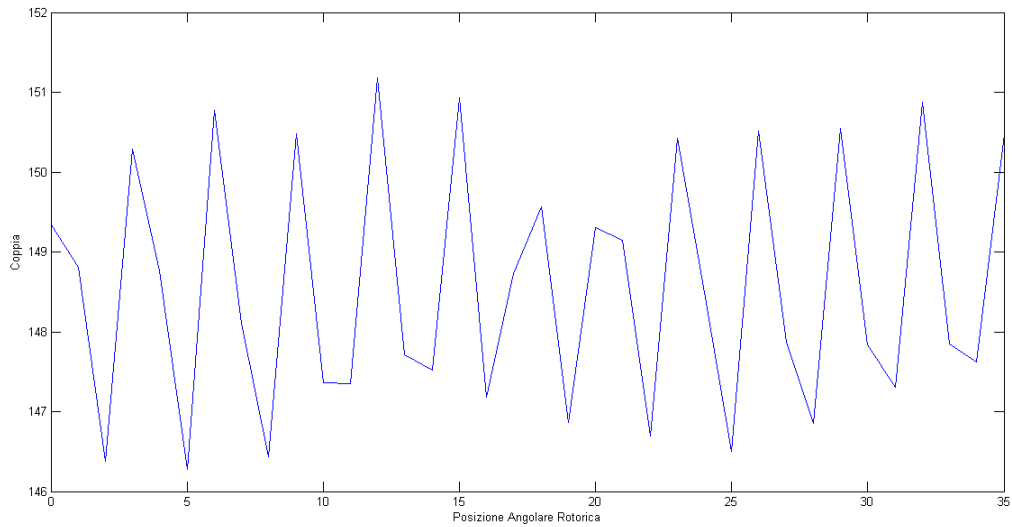


Figura 5.21: Coppia

La coppia media ottenuta è:

$$C_{media} = 148.5[Nm] \quad (5.14)$$

con un'ondulazione pari a  $\Delta C_{\%} = 3\%$ .

Si può notare come ci sia stata una leggera diminuzione della coppia media rispetto alla prima configurazione del paragrafo “Varie configurazioni proposte”. Questo è probabilmente dovuto alla presenza degli incastri per le biette magnetiche in cava che hanno modificato leggermente il circuito magnetico.

### 5.4.3 Verifica termica dei Magneti durante la resinatura a caldo

La resinatura a caldo degli avvolgimenti, durante l'assemblaggio della macchina, avviene ad una temperatura pari a 160° C; è quindi opportuno verificare che, a quella temperatura, i magneti permanenti, che al momento della resinatura risultano già inseriti nello statore, non raggiungano un punto di lavoro al di sotto del ginocchio della caratteristica, rischiando così la smagnetizzazione. Durante questa procedura, il circuito magnetico su cui insistono i PM è costituito soltanto dallo statore e da aria, in quanto il rotore viene assemblato alla macchina in un secondo momento.

Per procedere con la verifica, bisogna innanzitutto determinare l'induzione al ginocchio alla temperatura di 160° C, che rappresenta il valore limite al di sotto del quale il PM non può funzionare senza il rischio di smagnetizzazione. Si riportano di seguito i dati relativi alla lega NdFeB utilizzata (la N33EH) che torneranno utili nella verifica:

- $B_{r20} = 1.15[T]$ , induzione residua a 20° C;
- $H_{cj} = -2388[kA/m]$ , campo coercitivo intrinseco;
- $\alpha_B = -0.11[\%/C]$ , coefficiente di temperatura per l'induzione residua;
- $\alpha_{Hcj} = -0.55[\%/C]$ , coefficiente di temperatura per il campo coercitivo intrinseco;
- $\mu_r = 1.067$ , permeabilità relativa;

Si calcola l'induzione residua alla temperatura di 160°C:

$$B_{r160} = B_{r20} \cdot (1 + \alpha_B \cdot \Delta T) = 1.15 \cdot (1 - 0.0011 \cdot 140) = 0.973[T] \quad (5.15)$$

e il campo coercitivo intrinseco alla temperatura di 160° C:

$$H_{cj160} = H_{cj20} \cdot (1 + \alpha_{Hcj} \cdot \Delta T) = -2388 \cdot (1 - 0.0055 \cdot 140) = -549[kA/m] \quad (5.16)$$

L'induzione al ginocchio alla temperatura di 160° C è pari a:

$$B_{gin160} = B_{r160} + \mu_r \mu_0 \cdot H_{cj160} = 0.25[T] \quad (5.17)$$

È necessario verificare che l'induzione di lavoro dei PM durante la resinatura a caldo sia **sufficientemente maggiore** di  $B_{gin160}$ . Si ricorre all'analisi agli elementi finiti; si studia la configurazione rappresentata soltanto dallo statore. Per tenere conto della temperatura, si modifica il campo coercitivo dei PM da 883310 a 550000 [A/m]. In figura 5.22 è riportato uno spaccato della struttura risolta:

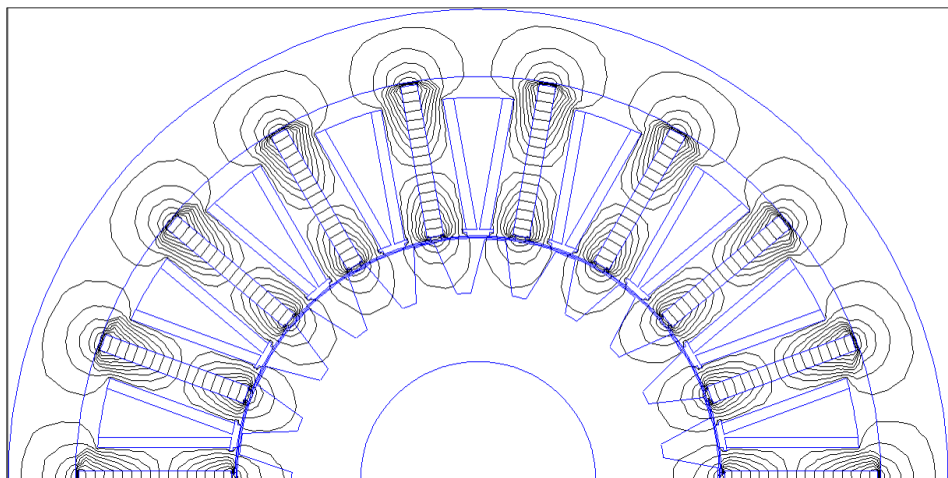


Figura 5.22

Nella figura 5.23 è riportato l'andamento dell'induzione di lavoro dei PM nelle suddette condizioni.

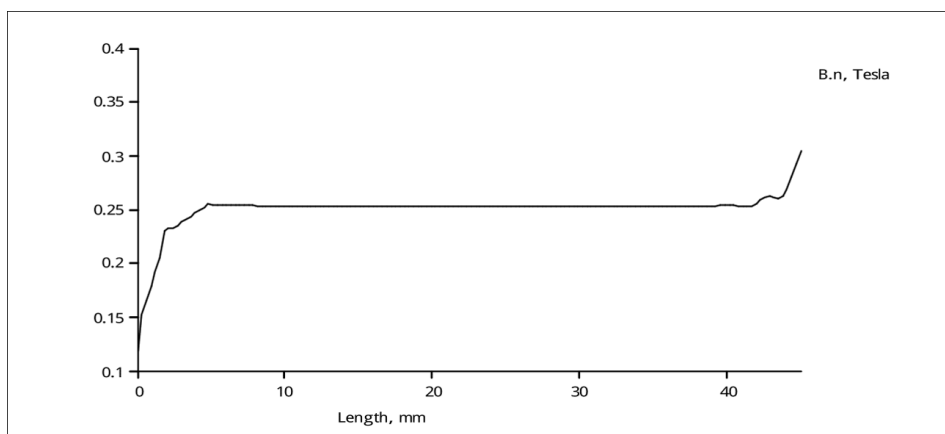


Figura 5.23: Andamento dell'induzione in un magnete durante la resinatura a caldo

Come risulta evidente dall'andamento rappresentato in figura, l'induzione assume valori anche al di sotto di quello limite, pari a 0.25 [T]. Pertanto, in queste condizioni, non è possibile effettuare la resinatura a caldo.

Una possibile soluzione al problema è quella di incamiciare lo statore con una cassa in materiale ferromagnetico, durante la resinatura, in modo da far lavorare i PM ad induzioni più elevate.

In figura 5.24 è riportato uno spaccato della struttura risolta appena descritta. Si vede come le linee di flusso si addensino, ovviamente, nella cassa esterna, incontrando un percorso a riluttanza molto più bassa rispetto al caso precedente (si otterranno induzioni presumibilmente più alte).

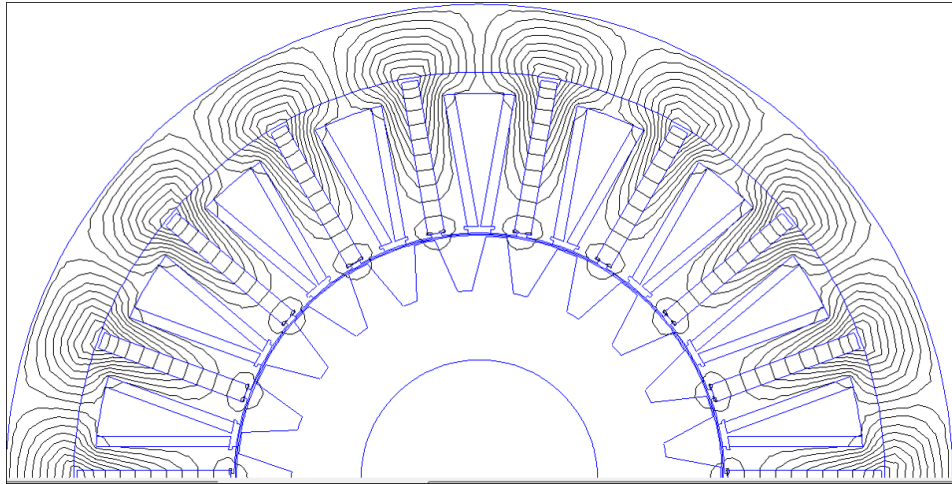


Figura 5.24

Nella figura seguente è riportato l'andamento dell'induzione di lavoro dei PM nelle suddette condizioni.

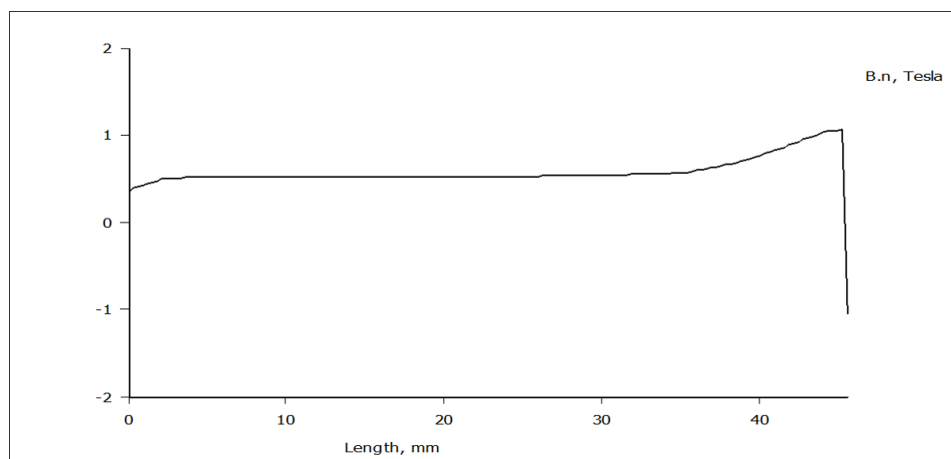


Figura 5.25: Andamento dell'induzione in un magnete durante la resinatura a caldo con aggiunta di una cassa di materiale ferromagnetico ad abbracciare la struttura

Tuttavia, anche in questo caso l'induzione assume valori non compatibili con il limite  $B_{gin160}$ . Si può quindi concludere che non è possibile realizzare la resinatura a caldo dell'avvolgimento perché il rischio di smagnetizzazione dei PM sarebbe troppo elevato.

#### 5.4.4 Calcolo del rendimento

Il rendimento della macchina è calcolabile a partire dalla formula generale:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.18)$$

dove:

- $\eta$  è il rendimento;
- $P_{out}$  è la potenza in uscita dalla macchina, ovvero la potenza meccanica disponibile all'albero;
- $P_{in}$  è la potenza assorbita dalla macchina; questa è pari alla somma della potenza  $P_{out}$  e delle perdite che hanno sede nella macchina, ovvero le perdite per effetto joule, le perdite nel ferro [vedi capitolo 4] e le perdite meccaniche.

Le **perdite per effetto Joule** sono pari a:

$$P_{js} = \rho_{120} \cdot J^2 \cdot Vol_{cu} \quad (5.19)$$

dove:

- $\rho_{120} = 0.023 \cdot 10^{-6} [\Omega m]$  è la resistività del rame a 120° C;
- $Vol_{cu} = N_s \cdot k_{fill} \cdot S_{slot} \cdot (L_{stk} + L_{ew}) = 18 \cdot 0.4 \cdot 561 \cdot 10^{-6} \cdot (120 + 41.6) \cdot 10^{-3} = 6.53 \cdot 10^{-4} [m^3]$ ;
- $J = 6 [A/mm^2]$ .

Si ottiene:

$$P_{js} = 541 [W] \quad (5.20)$$

Le **perdite nel ferro**, come visto nel capitolo 4, si calcolano a partire dagli andamenti che l'induzione assume nelle varie parti della macchina. Si ottengono i seguenti risultati:

- $P_{fe,ds-tr} = 3.53 [W]$  (perdite nel ferro nella sezione prossima al traferro dei denti di statore);
- $P_{fe,ds-med} = 6.17 [W]$  (perdite nel ferro nella sezione mediana dei denti di statore);
- $P_{fe,ds-cor} = 7.70 [W]$  (perdite nel ferro nella sezione prossima alla corona dei denti di statore);

- $P_{fe,cor} = 9.51[W]$  (perdite nel ferro nella corona di statore);
- $P_{fe,dr-tr} = 4.33[W]$  (perdite nel ferro nella sezione prossima al traferro dei denti di rotore);
- $P_{fe,dr-b} = 2.10[W]$  (perdite nel ferro della sezione basale dei denti di rotore).

Le perdite nel ferro totali sono pari a:

$$P_{feTOT} = 33.4[W] \quad (5.21)$$

Le perdite meccaniche si valutano a mezzo della seguente formula empirica:

$$P_{mecc} = 0.35 \cdot P(kVA) \cdot \sqrt{n(rpm)} = 0.35 \cdot 3 \cdot 230 \cdot \frac{1904}{360} \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{3000/21} = 16[W] \quad (5.22)$$

La potenza meccanica trasferita all'albero è:

$$P_{out} = C_{media} \cdot \frac{2\pi \cdot f}{N_r} = 148.5 \cdot \frac{2\pi \cdot 50}{21} = 2222[W] \quad (5.23)$$

Si può, pertanto, calcolare il rendimento percentuale della macchina:

$$\eta\% = \frac{P_{out} \cdot 100}{P_{out} + P_{feTOT} + P_{js} + P_{mecc}} = 79\% \quad (5.24)$$

# Bibliografia

- [1] Tesi di Laurea "Motore trifase a magneti permanenti Switching-Flux: ottimizzazione delle prestazioni", Capitolo 4 - Jacopo Maria Bellini, Università degli Studi di Padova, Dipartimento di Ingegneria Industriale DII - 2015/2016
- [2] "Design principles of flux-switch alternators" - S.E. Rauch e L. J. Johnson, AIEE Trans., vol. 74III - pp. 1261-1268, 1955
- [3] "Three-phase flux reversal machine (FRM)" - C.Wang, S.A. Nasar, I. Boldea, IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 2, March 1999
- [4] "Advanced Flux Switching Permanent Magnet Brushless Machine" - Z. Q. Zhu e J. T. Chen, IEEE Transactions on Magnetics (Volume:46 , Issue: 6 ) - June 2010
- [5] "Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti" - N.Bianchi, Università degli Studi di Padova, Dipartimento di Ingegneria Industriale DII - Gennaio 2001
- [6] "Comparative Study of Flux-Switching and Interior Permanent Magnet Machines" - Y.Pang, Z.Q.Zhu, D.Howe, S.Iwasaki, R.Deodhar, A.Pride, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, Mappin Street, Sheffield S1 3JD, UK IMRA Europe S.A.S., U.K. Research Centre, University of Sussex, Brighton BN1 9RS, UK - Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8 11, Seoul, Korea
- [7] "Individual and Global Optimization of Switched Flux Permanent Magnet Motors" - Z.Q. Zhu, and X. Liu, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, Sheffield S1 3JD, U.K - Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on - 20-23 Aug. 2011
- [8] "Prediction of Iron Losses in Switched Reluctance Motors", N.Bianchi, S.Bolognani e M.Ziglotto, Department of Electrical Engineering, University of Padua, Italy