

POLITECNICO DI MILANO

Scuola di Ingegneria Industriale e dell'Informazione

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica



**DIMENSIONAMENTO DI UNA MACCHINA AD  
AVVOLGIMENTI CONCENTRATI PER APPLICAZIONI  
AUTOMOTIVE**

Relatore: Prof. Giovanni Maria Foglia

Tesi di laurea magistrale di:

Domenico Cornacchia Matr. 922708

Anno accademico 2019/2020



*<< Sempre devi avere in mente Itaca –  
raggiungerla sia il pensiero costante.  
Soprattutto, non affrettare il viaggio;  
fa che duri a lungo, per anni, e che da vecchio  
metta piede sull'isola, tu, ricco  
dei tesori accumulati per strada  
senza aspettarti ricchezze da Itaca.  
Itaca ti ha dato il bel viaggio,  
senza di lei mai ti saresti messo in viaggio.>>*

### **RINGRAZIAMENTI**

Mamma, papà, grazie. Grazie per essermi stati accanto in ogni momento della mia vita. Grazie per avermi dato la grandissima opportunità di intraprendere e di terminare questo percorso universitario. Grazie per l'amore che provate per me ogni giorno. Grazie milioni di volte.

Un ringraziamento speciale a zia Anna, il mio oracolo, colei che mi fa da guida quando il mio percorso si fa incerto.

Amici, un grazie enorme anche a voi per i bellissimi momenti vissuti anche a distanza in questo periodo storico di grave crisi. Grazie per i vostri preziosi consigli e per le serate "pazze" (intelligenti pauca...) che ho passato con voi.

Professor Foglia, io la ringrazio N volte, con  $N \rightarrow \infty$ , per avermi sostenuto, incoraggiato e aiutato a realizzare questo lavoro. La pazienza che ha avuto lei per me va al di là del commensurabile. Ancora grazie!!

## INDICE DEI SIMBOLI

$A_d$	Potenza di dimensionamento
$A_m$	Superficie del magnete
$B_r$	Induzione residua
$E_{0max}$	F.e.m. massima indotta a vuoto
$E_{bh}$	Armonica di ordine h del fasore di f.e.m. indotta in una bobina
$E_{bcfh}$	Armonica di ordine h del fasore di f.e.m. risultante indotta in $N_{bcf}$ bobine
$E_{fh}$	F.em. risultante di fase all'armonica h-esima
$E_{sh}$	F.e.m. risultante di strano alla armonica h-esima
$H_c$	Forza coercitiva
$I_d$	Componente lungo l'asse diretto del fasore di corrente di fase
$I_q$	Componente lungo l'asse in quadratura del fasore di corrente di fase
$I_{totb}$	Corrente totale di bobina
$I_{totc}$	Corrente totale di cava
$L_d$	Induttanza lungo l'asse diretto
$L_q$	Induttanza lungo l'asse in quadratura
$L_{ss}$	Autoinduttanza
$M_{ss}$	Mutua induttanza
$N_{bc}$	Numero di bobine in un ciclo
$N_{bcf}$	Numero di bobine per ciclo-fase
$N_c$	Numero di cicli
$N_{dc}$	Numero di denti in un ciclo
$N_{dcf}$	Numero di denti per ciclo-fase
$N_{max}$	Velocità meccanica massima in giri al minuto
$N_{mc}$	Numero di magneti per ciclo
$N_s$	Numero di strati
$N_{sd}$	Numero di denti del quale è spostato il secondo strato
$R_\Omega$	Resistenza ohmica
$V_{dc}$	Tensione del DC bus dell'inverter
$W_m$	Energia magnetica
$X_s$	Reattanza sincrona
$b_m$	Larghezza del magnete in senso periferico
$f_{max}$	Frequenza massima in Hz
$h_d$	Armonica di dentatura

$h_m$	Altezza del magnete
$k_a$	Coefficiente delle perdite addizionali
$k_{dh}$	Fattore di distribuzione alla h-esima armonica
$k_{sh}$	Fattore di spostamento alla h-esima armonica
$k_{wh}$	Fattore di avvolgimento alla h-esima armonica
$n_p$	Numero di coppie polari
$p_{max}$	Numero massimo di poli
$\Lambda_c$	Permeanza di dispersione in cava
$\Lambda_g$	Permeanza del traferro
$\Lambda_{lm}$	Permeanza di dispersione
$\Lambda_m$	Permeanza equivalente del magnete
$\Lambda_p$	Permeanza di dispersione fra teste denti
$\Lambda_\rho$	Permeanza di reazione al traferro
$\Phi_{d0}$	Flusso massimo di dente
$\Phi_r$	Flusso residuo del magnete
$\Psi_{0rms}$	Flusso concatenato efficace a vuoto
$\Psi_{PM}$	Fasore del flusso concatenato con un avvolgimento dovuto ai magneti
$\Omega_{max}$	Velocità meccanica massima in radianti al secondo
$\alpha_b$	Angolo elettrico fra bobine contigue
$\alpha_{bh}$	Angolo elettrico fra bobine contigue all'armonica h-esima
$\alpha_{cf}$	Angolo fra bobine capostipite
$\alpha_d$	Angolo elettrico fra denti contigui
$\varepsilon_l$	Coefficiente di dispersione
$\eta_{MP}$	Rendimento del magnete permanente
$\mu_{rev.pu}$	Permeabilità reversibile relativa
$E$	F.e.m. interna
$I$	Corrente di un avvolgimento di fase
$J$	Densità superficiale di corrente
$N$	Velocità meccanica in giri al minuto
$R$	Resistenza di fase
$T$	Coppia elettromagnetica
$V$	Tensione di fase ai morsetti
$a$	Numero di vie in parallelo
$f$	Frequenza in Hz
$l$	Lunghezza assiale della macchina

$p$	Numero di poli
$q$	Numero di cave per polo per fase
$\Delta$	Densità lineare di corrente
$\omega$	Pulsazione in rad/s

## INDICE DELLE FIGURE

Figura 1: motoruota.....	13
Figura 2: caratteristica coppia-velocità di un veicolo elettrico stradale.....	14
Figura 3: rotore a magneti superficiali a 4 poli.....	15
Figura 4: rotore a magneti a forma di V.....	16
Figura 5: assi degli avvolgimenti (a sinistra) e sezione (a destra) di una macchina ad avvolgimento.....	17
Figura 6: secondo quadrante del ciclo di isteresi dei materiali Ferrite, NdFeB, SmCo e AlNiCo-5.....	18
Figura 7: PMSM con inverter; diodi in antiparallelo in rosso.....	21
Figura 8: VSI trifase con convertitore DC/DC di tipo boost in ingresso.....	22
Figura 9: sistema motore-inverter integrato con semiconduttori in SiC della Mitsubishi Electric.....	23
Figura 10: porzione della sezione di una macchina ad avvolgimenti concentrati.....	24
Figura 11: avvolgimento controverso (a sinistra) e avvolgimento equiverso (a destra).....	25
Figura 12: diagramma fasoriale delle macchine trifase.....	27
Figura 13: esempio di assegnazione delle fasi alle bobine capostipite.....	27
Figura 14: diagramma fasoriale delle armoniche h-esime di f.e.m. di bobina.....	28
Figura 15: composizione fasoriale delle armoniche di f.e.m. di strato.....	29
Figura 16: circuito equivalente della macchina sincrona a magneti superficiali.....	30
Figura 17: diagramma fasoriale corrispondente al circuito equivalente della macchina sincrona a magneti superficiali.....	31
Figura 18: mappa di campo tipica della macchina a magneti superficiali.....	32
Figura 19: circuito equivalente magnetico della macchina a magneti superficiali.....	33
Figura 20: linee di campo di dispersione in cava.....	37
Figura 21: suddivisione dei conduttori in senso radiale.....	40
Figura 22: dimensioni di cava e di dente.....	46
Figura 23: disposizione delle bobine delle tre fasi attorno ai denti.....	47
Figura 24: sezione della macchina dimensionata realizzata su Maxwell.....	49
Figura 25: rappresentazione della mesh (in alto) e dettaglio della mesh nel traferro (in basso).....	51
Figura 26: flusso disperso di un magnete.....	52
Figura 27: modulo dell'induzione magnetica nel dente allineato con un magnete Nord.....	53
Figura 28: modulo dell'induzione magnetica nella zona dentata lungo tutta la periferia.....	53
Figura 29: modulo dell'induzione magnetica su tutta la sezione.....	54
Figura 30: indotta a vuoto nell'avvolgimento di fase A.....	56
Figura 31: FFT della tensione indotta a vuoto.....	57
Figura 32: flusso concatenato con la fase A (in rosso) e f.e.m. indotta a vuoto di fase A (in verde).....	57
Figura 33: FFT del flusso concatenato.....	58

Figura 34: coppia di cogging in funzione del tempo. ....	59
Figura 35: diagramma fasoriale in condizione di coppia massima e funzionamento da motore. ....	60
Figura 36: flusso dovuto alle sole correnti. ....	61
Figura 37: flusso totale in assenza di saturazione. ....	62
Figura 38: flusso totale con saturazione. ....	62
Figura 39: mappa di campo in presenza di saturazione (zone rosse). ....	63
Figura 40: andamento nel tempo della tensione indotta a vuoto (in rosso) e della corrente (in azzurro). ....	64
Figura 41: FFT del modulo della tensione ai morsetti. ....	65
Figura 42: FFT della fase della tensione ai morsetti. ....	65
Figura 43: data sheet del materiale M400-50a prodotto da Sura Magnets. ....	66
Figura 44: divisione in 8 parti di un lato attivo. ....	67
Figura 45: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) negli 8 conduttori massicci. ....	68
Figura 46: perdite nel nucleo ferromagnetico statorico per isteresi (in azzurro), per correnti parassite (in verde), totali (in rosso). ....	69
Figura 47: perdite nel nucleo ferromagnetico rotorico per isteresi (in azzurro), per correnti parassite (in verde), totali (in rosso). ....	69
Figura 48: densità di corrente reale indotta nel magnete (a sinistra) e densità di corrente simulata con magneti di lunghezza infinita (a destra). ....	70
Figura 49: perdite per correnti parassite indotte in un magnete non suddiviso. ....	70
Figura 50: perdite in una delle due metà del magnete (suddivisione in due parti). ....	71
Figura 51: perdite per correnti parassite in una delle 4 parti del magnete (suddivisione in 4). ....	71
Figura 52: diagramma fasoriale per $f \geq f^*$ . ....	72
Figura 53: dettaglio della suddivisione dei conduttori in 4 vie in parallelo e circuito esterno. ....	74
Figura 54: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di conduttori non suddivisi. ....	75
Figura 55: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di suddivisione in due. ....	75
Figura 56: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di suddivisione in quattro. ....	76
Figura 57: a sinistra, suddivisione in due vie in parallelo: i conduttori rosso scuro collegati a quelli fucsia, i conduttori rossi a quelli rosa; a destra, circuito esterno per il collegamento delle due vie in parallelo. ....	76
Figura 58: a sinistra, suddivisione in quattro vie in parallelo; a destra, circuito esterno per collegare le quattro vie. ....	77
Figura 59: mappa di campo con linee di flusso che si richiudono nel giogo statorico. ....	77
Figura 60: ampiezza normalizzata dell'armonica fondamentale in funzione dell'indice di modulazione di ampiezza. ....	78
Figura 61: circuito esterno con inverter trifase e modulatore. ....	79



Figura 62: segnale modulante complessivo (in nero), componente fondamentale del segnale modulante (in rosso tratteggiato), terza armonica del segnale modulante (in verde tratteggiato) e segnale portante (in blu) per $m_f=21$ dal corner point in poi.....	80
Figura 63: correnti di fase con alimentazione da VSI a 38 Hz. ....	81
Figura 64: tensione ai morsetti con alimentazione da VSI.....	81
Figura 65: suddivisione dei magneti in sei parti. ....	83

## INDICE DELLE TABELLE

Tabella 1: soluzioni tecnologiche per motori di trazione presenti sul mercato [2]. ....	11
Tabella 2: materiali per nuclei di macchine per la trazione elettrica [2]. ....	20
Tabella 3: fattori di distribuzione e di spostamento di prima armonica al variare di $v$ . ....	43
Tabella 4: armoniche h-esime del fattore di avvolgimento al variare di $N_{sd}$ . ....	44
Tabella 5: grandezze elettriche. ....	48
Tabella 6: dimensioni geometriche. ....	48
Tabella 7: altre grandezze. ....	49
Tabella 8: perdite al variare del numero di suddivisioni.....	71
Tabella 9: perdite e rendimenti alle quattro frequenze selezionate, con magneti suddivisi in 4. ....	83
Tabella 10: perdite e rendimenti alle quattro frequenze selezionate, con magneti suddivisi in 6. ....	84
Tabella 11: valori analitici e risultati FEM delle principali grandezze. ....	85

## SOMMARIO

ABSTRACT.....	10
PREFAZIONE .....	11
CAPITOLO 1 - Introduzione.....	13
1.1 Caratteristiche del motore.....	13
1.2 Caratteristiche dei magneti e dei lamierini.....	17
1.3 Problema della f.e.m. indotta a vuoto [4] .....	20
1.4 Caratteristiche dell' inverter e del circuito di controllo .....	21
CAPITOLO 2 – Teoria della macchina sincrona trifase brushless ad avvolgimenti concentrati .....	24
2.1 Generalità e definizioni [7].....	24
2.2 Fattore di avvolgimento e f.e.m. di fase [7].....	28
2.3 Circuito equivalente [7] .....	30
2.4 F.e.m. indotta e circuito magnetico [7] .....	31
2.5 Potenza di dimensionamento e coppia [7] .....	35
2.6 Induttanza di fase [7] .....	37
2.7 Resistenza di fase [7].....	39
CAPITOLO 3 - Dimensionamento della macchina.....	42
3.1 Dati di partenza.....	42
3.2 Calcolo dei fattori di distribuzione, di spostamento e di avvolgimento .....	43
3.3 Dimensionamento dei denti e delle cave .....	45
3.4 Dimensionamento dei giochi rotorico e statorico.....	47
3.5 Assegnazione delle bobine alle tre fasi.....	47
3.6 Riepilogo dei risultati.....	48
CAPITOLO 4 – Analisi FEM con il software Ansys Maxwell .....	50
4.1 Introduzione.....	50
4.2 Prova statica .....	52
4.3 Prova a vuoto .....	56
4.4 Prova a carico .....	60
4.5 Perdite nel rame, nei magneti e nel ferro a 50 Hz.....	66
4.6 Funzionamento in zona di deflussaggio a 250 Hz e trasposizione .....	72
4.7 Alimentazione da inverter .....	78
CAPITOLO 5 – Conclusioni .....	85
BIBLIOGRAFIA .....	87



## **ABSTRACT**

(Italiano)

La tesi è incentrata sullo studio e sul dimensionamento di una macchina ad avvolgimenti concentrati per applicazioni automotive. La trattazione si articola nel seguente modo: dopo un'introduzione sui vincoli, peculiari dell'applicazione automotive, da rispettare nel dimensionamento della macchina e sulle caratteristiche, specifiche del settore, del motore e dell'inverter, si passa alla trattazione analitica delle macchine ad avvolgimenti concentrati, con particolare riguardo alla tipologia AC brushless. Successivamente, si presentano le equazioni di dimensionamento (*sizing equations*) della macchina ad avvolgimenti concentrati e si utilizzano per ricavare le dimensioni principali della macchina, in base alle prestazioni richieste. I calcoli svolti sono poi validati dalle simulazioni di diverse condizioni di funzionamento della macchina svolte col software Ansys Maxwell, che effettua l'analisi agli elementi finiti. Infine, si studia il comportamento della macchina quando è alimentata da inverter, con particolare attenzione alle perdite ai fini del calcolo del rendimento.

(Inglese)

The thesis focuses on the study and sizing of a concentrated winding machine for automotive applications. The discussion is divided as follows: after an introduction on the constraints, peculiar to the automotive application, to be respected in the sizing of the machine and on the characteristics of the motor and inverter in this sector, we move on to the analytical model of concentrated winding machines, with regard to the AC brushless type. Then, the sizing equations of the concentrated winding machine are presented and are used to obtain the main dimensions of the machine, based on the required performance. The computations are then validated by simulations of different operating conditions of the machine carried out by Ansys Maxwell, a finite element analysis software. Finally, the behavior of the machine when powered by an inverter is studied, with particular attention to losses in order to calculate the efficiency.

## PREFAZIONE

Con le recenti imposizioni delle Norme sul risparmio energetico e sul rendimento delle macchine, diventa sempre più stringente la necessità di aumentare l'efficienza dei sistemi per la mobilità. In quest'ottica, i motori per trazione di tipo elettrico sono i più indicati, considerate le loro elevate efficienza e densità di potenza e la conseguente eliminazione del bisogno di combustibili fossili, a favore di una mobilità più ecologica.

I progressi fatti negli ultimi anni sui materiali magnetici per la realizzazione di magneti permanenti (PM, *Permanent Magnets*), sui dispositivi allo stato solido e sulla microelettronica hanno contribuito alla diffusione di macchine brushless a magneti permanenti in corrente alternata nel campo della trazione elettrica. Grazie all'utilizzo delle cosiddette terre rare, i motori a magneti permanenti presentano elevate prestazioni in termini di fattore di potenza, densità di potenza ed efficienza (si raggiungono valori superiori al 90%), a parità di volume con altre macchine, ad esempio asincrone, senza che venga sacrificata l'affidabilità. Diverse case automobilistiche, dunque, hanno scelto macchine di questo tipo al posto dei tipici motori asincroni, che hanno dominato il mondo industriale per decenni e, in tempi più recenti, anche la mobilità.

A titolo di esempio, si riportano in tabella 1 le soluzioni tecnologiche per motori di trazione al momento esistenti sui mercati europeo e statunitense.

<b>VEICOLO</b>	<b>TIPO DI MOTORE</b>	<b>MATERIALE</b>
BMW i3	Interior PM	Terre rare
Chevrolet Volt	Interior PM	Ferrite/Terre rare
Hyundai Sonata	Surface PM	Terre rare
Mitsubishi PHEV	Interior PM	Terre rare
Nissan Leaf	Interior PM	Terre rare
Porsche Panamera	Surface PM	Terre rare
Tesla S	Motore a induzione	Gabbia in rame
Toyota Prius	Interior PM	Terre rare

**Tabella 1: soluzioni tecnologiche per motori di trazione presenti sul mercato [2].**

È chiaro dalla tabella 1 che il mercato attuale è dominato dai motori a magneti permanenti.

Tra le numerose possibili configurazioni dei motori brushless a magneti permanenti, questo lavoro di tesi è incentrato sullo studio e sul dimensionamento di una macchina ad avvolgimenti concentrati a cave frazionarie (in inglese FSCW, ossia *Fractional Slots Concentrated Windings*), con disposizione dei magneti sul rotore secondo la configurazione SPM (*Surface Permanent Magnet*). Negli ultimi anni, l'interesse per questa realizzazione dell'avvolgimento di armatura, a scapito dei classici avvolgimenti distribuiti, è cresciuto notevolmente per i diversi vantaggi costruttivi e funzionali che essa offre, tra i quali vi è il pratico annullamento della *cogging torque*, ossia la coppia elettromagnetica che la macchina sviluppa a vuoto a causa dell'interazione tra i magneti montati sul rotore e i denti del nucleo statorico. Nel settore della trazione elettrica, nel quale è richiesto un basso ripple di coppia a vuoto, questa macchina risulta una valida candidata per soddisfare tale requisito. Gli altri vantaggi apportati dalla macchina ad avvolgimenti concentrati sono descritti successivamente.

## **CAPITOLO 1 - Introduzione**

### **1.1 Caratteristiche del motore**

La parte fondamentale di un veicolo elettrico è il gruppo propulsore (*powertrain*), ossia il complesso di sistemi e dispositivi che permettono il moto del veicolo fornendo potenza alle ruote, dopo averla prelevata da una fonte primaria, in questo caso la batteria. Il gruppo propulsore di un veicolo elettrico è più semplice di quello di un veicolo con motore a combustione interna, essendo composto da un minor numero di elementi, tra i quali vi sono caricatori, batteria, inverter e motore elettrico.

In generale, in un veicolo è particolarmente importante il volume occupato dai vari componenti, primo tra tutti il motore. Nel caso della trazione elettrica, il requisito dello spazio occupato dal motore è soddisfatto dall'impiego di una macchina a magneti permanenti, che, per l'appunto, è in grado di fornire una notevole potenza con un volume ridotto, grazie all'elevata densità di energia dei magneti che compongono il rotore, realizzati con il materiale NdFeB in questo caso.

La configurazione classica di un veicolo elettrico prevede che il motore sia montato sull'albero, come è stato fatto in questo lavoro di tesi, ma non è l'unica. Infatti, allo stato dell'arte è diffusa anche la soluzione della motorruota (*in-wheel motor*), che consiste nell'inserimento del motore direttamente nella ruota, come mostrato in figura 1.

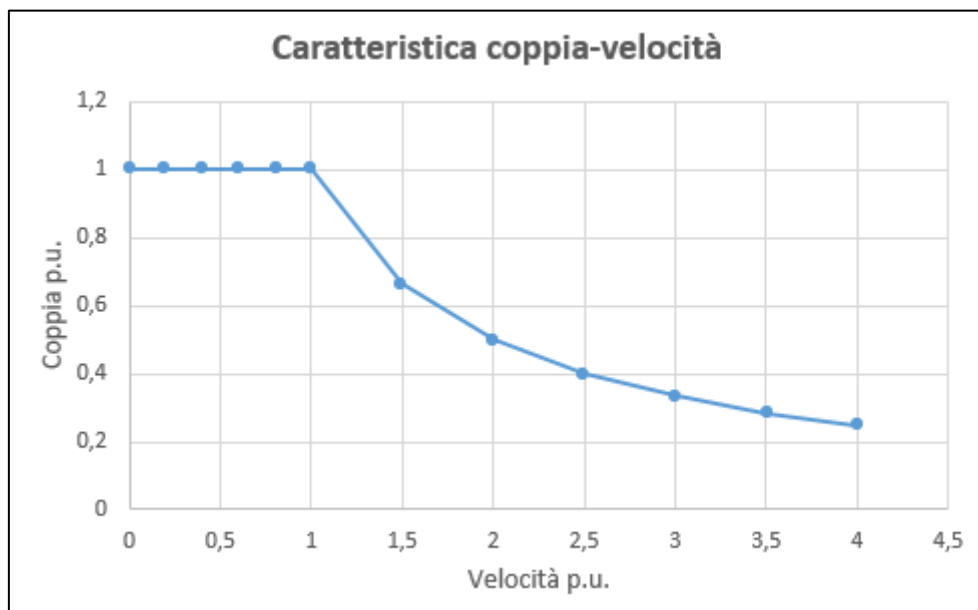


**Figura 1: motorruota.**

Si tratta di un motore a rotore esterno (*outer rotor*). I vantaggi principali di tale configurazione risiedono nel fatto che aumenta lo spazio disponibile nel veicolo e si ha una semplificazione della trasmissione del moto. Inoltre, ciascuna ruota può essere comandata indipendentemente dalle altre. Tuttavia, aumenta l'entità

della massa non sospesa (*unsprung mass*), ossia la massa dei componenti che seguono l'andamento del manto stradale, senza subire variazioni di altezza da esso; essi sono le ruote e tutti gli elementi rigidamente collegati ad esse. L'aumento di questa massa genera una maggiore inerzia e, dunque, una risposta più lenta alle irregolarità del terreno e, di conseguenza, una guida meno confortevole. È importante, invece, mantenere il rapporto tra masse sospese e masse non sospese al valore più alto possibile.

La sfida che si pone nel progetto di un motore elettrico di trazione è quella di poter operare in un ampio range coppia-velocità con la più alta efficienza possibile. La caratteristica coppia-velocità di un veicolo stradale è molto simile a quella di un tipico azionamento industriale, come si evince dalla figura 2.



**Figura 2: caratteristica coppia-velocità di un veicolo elettrico stradale.**

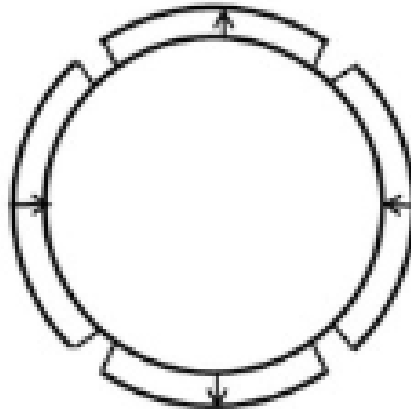
Si mantiene la coppia costante, pari al valore nominale, fino alla velocità base, rappresentata dalla quantità 1 p.u.; superata la velocità base, il motore opera a potenza costante, pari al valore nominale, e a coppia decrescente, inversamente proporzionale alla velocità. La regione a potenza costante è anche definita zona di deflussaggio, in quanto il motore, per mantenere la potenza costante all'aumentare della velocità, deve per forza lavorare a flusso ridotto. Nelle applicazioni automotive, si considera come velocità massima quella pari a circa 4 o 5 volte il valore base, come si evince anche dal grafico in figura 2.

Allo stato dell'arte, nel progetto di un motore brushless a magneti permanenti si pone il punto di funzionamento nominale nel punto corrispondente alla velocità base (o nelle sue vicinanze). Il moto di un veicolo stradale, ad esempio in aree urbane, è caratterizzato da frequenti frenate e accelerazioni e, di solito, la velocità non è elevata. Il discorso cambia se, invece, il veicolo si muove su tratti autostradali, a



velocità decisamente più elevate. È chiaro, dunque, che l'efficienza del motore non sarà mai costante e pari al valore massimo, perciò è necessario adottare degli accorgimenti atti a ridurre quanto più possibile le perdite e a massimizzare l'efficienza per tutte le possibili condizioni di funzionamento [4].

Per quanto riguarda la topologia del rotore, ne esistono di diversi tipi, a seconda delle prestazioni desiderate e alle esigenze costruttive. In seguito, sarà analizzata una macchina con rotore a magneti superficiali, schematizzato in figura 3.



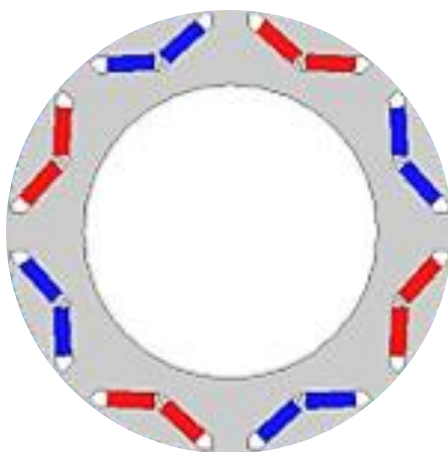
**Figura 3: rotore a magneti superficiali a 4 poli.**

Questa configurazione è vantaggiosa per la semplicità di assemblaggio dell'insieme composto dal nucleo rotorico e dai magneti. Lo svantaggio è che i magneti sono esposti ad eventuali urti o agenti esterni e possono rompersi. La struttura magnetica che essa forma con lo statore è di tipo isotropo, dunque l'induttanza lungo l'asse diretto è uguale a quella lungo l'asse in quadratura. L'espressione della coppia  $T$  sviluppata da tale macchina è:

$$T = \frac{3}{2} n_p \Psi_{PM} I_q \quad (1.1)$$

dove  $n_p$  è il numero di coppie polari,  $\Psi_{PM}$  è il valore massimo del flusso concatenato con ciascun avvolgimento derivante dall'azione dei magneti permanenti e  $I_q$  è il valore massimo della componente lungo l'asse  $q$  della corrente di fase. La coppia, quindi, è dovuta al solo contributo dei magneti permanenti.

Un'altra possibile soluzione, spesso adottata nel campo della trazione elettrica, consiste nel disporre i magneti a V [6], come esemplificato in figura 4.



**Figura 4: rotore a magneti a forma di V.**

In questo secondo caso, una parte della coppia elettromagnetica è dovuta all'anisotropia magnetica (quindi  $L_d \neq L_q$ ); l'espressione della coppia è:

$$T = \frac{3}{2}n_p[(L_d - L_q)I_d I_q + \Psi_{PM}I_q] \quad (1.2)$$

Il vantaggio risiede nel fatto che, per una certa coppia desiderata, si può ridurre il contributo del flusso dovuto ai magneti, grazie alla presenza della coppia di anisotropia. Ciò è vantaggioso anche ai fini della regione di funzionamento a potenza costante, nel senso che la macchina acquisisce buone capacità di indebolimento del flusso. Inoltre, i magneti sono inseriti all'interno del nucleo rotorico, dunque sono protetti da agenti esterni.

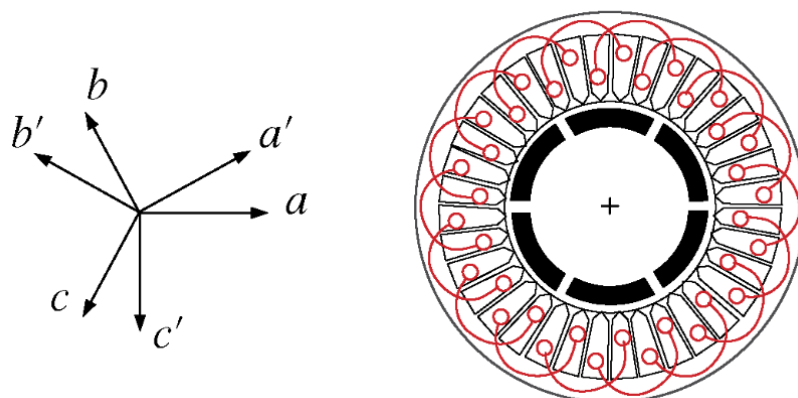
Molte aziende stanno sviluppando soluzioni alternative all'uso delle terre rare. Ad esempio, la Hitachi Metals ha prodotto magneti con una percentuale di disprosio minore rispetto ai classici magneti al NdFeB. Altre aziende stanno invece studiando l'impiego di altri materiali, come il manganese e nitruri di ferro, che però richiedono ancora diversi anni di ricerca prima di essere implementati e immessi nel mercato [2].

Fra le alternative alla macchina a MP, il motore a riluttanza commutata (SRM, *Switched Reluctance Machine*) è un possibile candidato. I vantaggi di questa macchina sono la sua struttura semplice, basso costo, robustezza del rotore e possibile funzionamento ad alte temperature, vista l'assenza di magneti permanenti. Tuttavia, si riscontrano problemi come la bassa coppia per unità di volume, bassa efficienza, rumore, vibrazioni e ondulazione di coppia. La macchina sincrona a riluttanza (SyR) è un'altra possibile candidata poiché non sfrutta terre rare, ma i valori di densità di coppia, densità di potenza, fattore di potenza ed efficienza sono inferiori rispetto ai motori a magneti permanenti.

Le performance delle due soluzioni appena descritte possono essere migliorate aggiungendo una quantità appropriata di magneti a basso costo, ottenendo le cosiddette *macchine a riluttanza assistita*.

Gran parte degli avvolgimenti per macchine elettriche sono costituiti da conduttori suddivisi in rame smaltato, generalmente disposti in bobine, posti nelle cave e rivestiti con carta isolante. I conduttori possono essere rettangolari o trapezoidali. I recenti sviluppi nel campo dei motori di trazione includono l'uso di fili piatti smaltati. I conduttori piatti presentano molti vantaggi: fattore di riempimento cava intorno all'80% e oltre, riduzione delle perdite per effetto Joule, teste di matassa più compatte, e una migliore dissipazione del calore. La possibilità di inserire più rame in una data cava consente di ridurre le dimensioni dello statore, portando ad un minore ingombro della macchina e al risparmio di materiale [2].

Oltre ai normali motori trifase, vengono prodotte anche macchine con speciali caratteristiche che le rendono tolleranti ai guasti, ma anche più costose. Ad esempio, una configurazione possibile è quella della macchina esafase, detta anche doppio trifase. Essa consiste in due avvolgimenti trifase separati alimentati da due inverter separati. I due avvolgimenti trifase sono sfasati tra di loro di  $30^\circ$ , come mostrato in figura 5, e sono alimentati da correnti sfasate di  $1/12$  di periodo. In caso di guasto avvenuto in una delle due strutture, la macchina funziona con un solo avvolgimento attivo, a metà della potenza, come una macchina trifase standard [6].

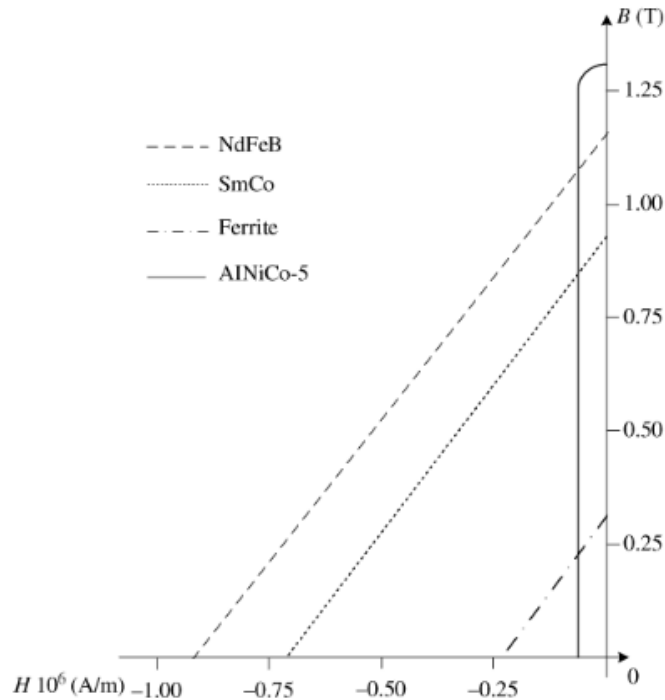


**Figura 5: assi degli avvolgimenti (a sinistra) e sezione (a destra) di una macchina ad avvolgimento.**

### 1.2 Caratteristiche dei magneti e dei lamierini

Riguardo al materiale che compone i magneti, i parametri da considerare sono l'induzione residua  $B_r$  e il campo coercitivo  $H_c$ , i valori dei quali sono forniti dai costruttori dei magneti permanenti. I valori di  $B_r$  e  $H_c$  dipendono fortemente dalla temperatura di funzionamento del magnete. In generale, si ha che, all'aumentare della temperatura, i valori di induzione residua e di campo coercitivo diminuiscono, con conseguente riduzione delle prestazioni del magnete, e il ginocchio della caratteristica magnetica tende a spostarsi verso il secondo quadrante. Inoltre, esiste una temperatura, detta di Curie, alla quale i magneti perdono le proprietà magnetiche, quindi è necessario che essi siano portati ad una temperatura di funzionamento lontana da tale limite.

Al momento, i materiali più utilizzati per la realizzazione di magneti permanenti sono AlNiCo, Ferrite, NdFeB e SmCo [6], dei quali si riporta il secondo quadrante del ciclo di isteresi in figura 6. Gli ultimi due materiali citati fanno parte delle cosiddette terre rare.



**Figura 6: secondo quadrante del ciclo di isteresi dei materiali Ferrite, NdFeB, SmCo e AlNiCo-5.**

Tra i quattro materiali, il NdFeB offre prestazioni magnetiche migliori, in quanto presenta i valori più elevati di induzione residua e campo coercitivo. Dunque, il NdFeB è particolarmente indicato per la realizzazione di magneti “generatori di flusso” nei motori brushless. Altri vantaggi di questo materiale sono buona robustezza meccanica e il costo inferiore ad altri materiali, come il SmCo, dato dal fatto che il neodimio e il ferro sono attualmente abbondanti in natura. Inoltre, in generale le terre rare si comportano bene anche dal punto di vista della stabilità nel tempo; infatti, immediatamente dopo il processo di magnetizzazione, i materiali magnetici tendono a perdere le loro proprietà, secondo il fenomeno del decadimento magnetico, causato da fluttuazioni di temperatura. Le ottime caratteristiche delle terre rare, e in particolare del NdFeB, hanno fatto sì che la loro richiesta sul mercato crescesse del 12-15 % ogni anno negli ultimi venti anni. Uno degli svantaggi di questo materiale, tuttavia, è la sua bassa temperatura di Curie, che pone un limite sulla massima temperatura di funzionamento della macchina e, quindi, sul sistema di raffreddamento. Si riportano qui di seguito le temperature di Curie dei quattro materiali citati precedentemente:

- NdFeB → 310 °C
- SmCo → 750 °C
- AlNiCo → 860 °C

- Ferrite → 460 °C

Di solito, il NdFeB impiegato nella costruzione dei motori elettrici di trazione si fa lavorare ad una temperatura massima di 180 °C, superiore a 150 °C, che è la temperatura massima indicata usualmente dai produttori di magneti. Ciò è reso possibile sostituendo parte del neodimio con una elevata quantità di disprosio, più raro del neodimio, con un conseguente aumento del costo dei magneti. È bene ricordare che i magneti permanenti non devono lavorare a temperature troppo elevate affinché si eviti il problema della smagnetizzazione. Infatti, all'aumentare della temperatura il ginocchio della caratteristica magnetica tende a spostarsi nel secondo quadrante; in tal modo, il punto di lavoro del magnete potrebbe venire a trovarsi al di sotto del ginocchio, causando la smagnetizzazione irreversibile del materiale.

Dal grafico di figura 6, si evince che anche AlNiCo-5 potrebbe essere un buon candidato per la generazione del flusso nelle macchine brushless, per la sua elevata densità di flusso residuo, ma il basso valore di campo coercitivo e la sua estrema fragilità limitano l'uso di questo materiale in diversi campi di applicazione, pur avendo un costo di lavorazione basso.

In realtà, poiché la tecnologia della trazione elettrica è destinata ad essere implementata su larga scala in un futuro abbastanza prossimo, si deve tenere presente che il costo delle materie prime per i magneti permanenti aumenterà. Inoltre, l'uso dei magneti presenta una serie di inconvenienti tecnici che limitano la capacità del motore, tra i quali la smagnetizzazione in caso di temperatura oltre un certo limite. È importante, quindi, cercare delle soluzioni alternative che siano prive di magneti permanenti o che sfruttino una quantità limitata di terre rare o che sfruttino materiali diversi dalle terre rare.

Altro aspetto molto importante è quello dei materiali che compongono i nuclei ferromagnetici. Tipicamente, per la produzione di nuclei di motori elettrici si usano lamierini a grani non orientati in FeSi nelle quali il contenuto di silicio è compreso tra l'1% e il 3,2%.

Per i motori ad alta densità di potenza, il ferro cobalto (CoFe) è la lega più adeguata. La peculiarità di questa lega è che possiede il più alto valore di induzione di saturazione. Di conseguenza, le dimensioni e il peso dei nuclei ferromagnetici possono essere ridotti in modo significativo. Ciò consente la progettazione di macchine elettriche con densità di potenza molto elevate. Lo svantaggio è il maggior costo rispetto alla FeSi; per questo, i nuclei in FeCo sono utilizzati per lo più in macchine per applicazioni aerospaziali ed auto elettriche sportive [2]. In tabella 2 sono riportati alcuni materiali per nuclei impiegati nel settore automobilistico.

MATERIALE	COMPOSIZIONE	SPESSORE (mm)	INDUZIONE A 0,8 kA/m (T)	INDUZIONE A 2,5 kA/m (T)
CoFe	49% cobalto 49% ferro 2% vanadio	0,2÷0,5	2,1	2,23
NiFe	40% nickel 60% ferro	0,1÷0,5	1,4	1,48
SiFe ad alto contenuto di silicio	6,5% silicio	0,1÷0,2	1,3	1,40
SiFe a grani non orientati sottile	3% silicio 0,4% alluminio	0,1÷0,3	1,2	1,63

**Tabella 2: materiali per nuclei di macchine per la trazione elettrica [2].**

### 1.3 Problema della f.e.m. indotta a vuoto [4]

Un aspetto particolarmente vantaggioso dell'uso di magneti permanenti è che essi non sono causa di perdite per effetto Joule, in quanto producono spontaneamente un flusso magnetico costante. Ciò ha come effetto un aumento del rendimento e una semplificazione del sistema di raffreddamento. In realtà, i magneti sono sede di perdite per correnti parassite a causa della variazione della riluttanza del circuito magnetico durante la rotazione del rotore, ma tali perdite possono essere limitate suddividendo i magneti, come sarà più chiaro in seguito.

Tuttavia, proprio a causa della spontanea e continua produzione di flusso da parte dei magneti, si ha concatenamento di flusso con gli avvolgimenti e, quindi, f.e.m. indotta in essi anche in assenza di alimentazione esterna, se il rotore è posto in rotazione. Una possibile situazione di pericolo si verifica in caso di guasto dell'inverter che alimenta il motore: le valvole controllate sono tutte aperte e il rotore è in rotazione. In un inverter ciascuna delle valvole è sempre collegata ad un diodo in antiparallelo, ossia il diodo di free wheeling, evidenziati in rosso in figura 7.

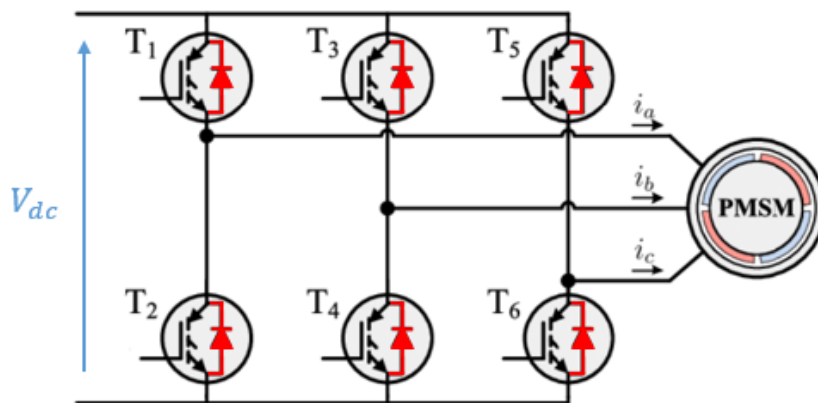


Figura 7: PMSM con inverter; diodi in antiparallelo in rosso.

Allora, in questa situazione l'inverter si comporta come un raddrizzatore trifase con ponte a diodi e il flusso di potenza si inverte, dando origine ad un funzionamento non corretto del sistema. Il problema va risolto facendo sì che l'ampiezza massima della tensione indotta a vuoto  $E_{0max}$ , legata alla massima velocità di rotazione  $\Omega_{max}$ , sia inferiore alla tensione del DC bus  $V_{dc}$ . La relazione da rispettare è la seguente:

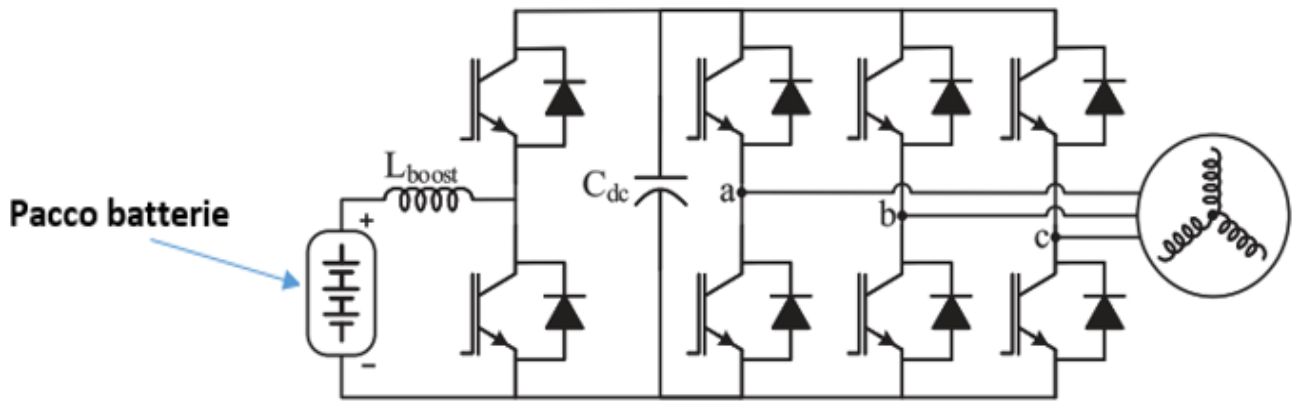
$$E_{0max} = n_p \cdot \Omega_{max} \cdot \Psi_{PM} < V_{dc} \quad (1.3)$$

con  $\Psi_{PM}$  flusso concatenato con ciascun avvolgimento dovuto ai soli magneti permanenti.

Questo problema è particolarmente significativo nei veicoli ad alta velocità. In ogni caso, solitamente si fa sempre in modo che la tensione indotta a vuoto a massima velocità non sia mai eccessivamente alta per non compromettere il funzionamento delle valvole, che potrebbero infatti essere sottoposte ad una tensione inversa pericolosa.

#### 1.4 Caratteristiche dell'inverter e del circuito di controllo

Al giorno d'oggi, la maggior parte dei veicoli elettrici sono equipaggiati con inverter a tensione impressa (VSI, *Voltage Source Inverter*) aventi moduli IGBT. Spesso, l'input dell'inverter è l'uscita di un convertitore DC/DC di tipo boost bidirezionale che eleva la tensione del pacco batterie. Quest'ultima soluzione è mostrata in figura 8. In ogni caso, un condensatore di dimensioni considerevoli è collegato sul DC bus per ridurre il ripple causato dalla commutazione delle valvole. Nel corso degli anni, sono state proposte altre soluzioni, come i CSI, *Current Source Inverters*, e i convertitori multilivello, in particolare quello a tre livelli. Tuttavia, queste soluzioni alternative aumentano non solo i costi, ma anche la complessità delle strategie di controllo, il volume e il peso dell'intero sistema.



**Figura 8: VSI trifase con convertitore DC/DC di tipo boost in ingresso.**

In merito alle tecniche di modulazione, quella più frequentemente adottata è la modulazione SVPWM, ossia *Space Vector Pulse Width Modulation*, che ha avuto grande successo dopo la diffusione dell'elaborazione numerica dei segnali e dei microcontrollori. Questa tecnica richiede una capacità di calcolo superiore alla classica modulazione PWM sinusoidale, da tempo applicata in ambito industriale, ma genera un THD (*Total Harmonic Distorsion*) più basso, migliorando così l'efficienza dell'inverter. A titolo di esempio, la General Motors applica la SVPWM al di sotto della velocità base e la modulazione in onda quadra oltre la velocità base [1]. La modulazione in onda quadra, detta anche modulazione *six step*, permette di sfruttare l'intera tensione del DC bus, ma genera un notevole contenuto armonico a basse frequenze.

Gli IGBT sono stati la scelta predominante per gli inverter di trazione rispetto ad altri dispositivi di commutazione. Ciò è dovuto alla loro ampia disponibilità, al basso costo e alla notevole potenza sopportabile. In effetti, IGBT con una tensione di blocco da 650 V a 1200 V possono sopportare facilmente le tensioni dei pacchi batteria odierni, che variano tra 200 V e 450 V nella maggior parte dei veicoli elettrici. I circuiti di controllo dei gate degli IGBT sono responsabili dell'efficienza dell'inverter, in quanto influenzano il comportamento dinamico degli IGBT e dei diodi di ricircolo [1].

Per implementare il software di controllo del motore, è presente un microcontrollore o un DSP (*Digital Signal Processor*) su una scheda di controllo dedicata all'interno l'inverter. Processori a 32 bit con frequenze di clock oltre i 100 MHz sono la norma per gli inverter di trazione. Poiché gli algoritmi di controllo continuano ad aumentare in complessità e le velocità di commutazione aumentano, si è sperimentato che gli hardware FPGA (*Field Programmable Gate Array*) sono adeguati per l'implementazione della modulazione, mentre il controllo del motore è gestito dal dispositivo DSP [1].

Per quanto riguarda il sensore di posizione per stabilire la posizione del rotore, nella maggior parte delle applicazioni automobilistiche si usano un resolver e un chip R2D (*Resolver To Digital*), incluso nella scheda di controllo dell'inverter.



Per realizzare il feedback di corrente nel circuito di controllo, sono largamente usati sensori a effetto Hall ad anello aperto, vantaggiosi per il basso costo, elevata larghezza di banda elevata e isolamento intrinseco [1].

Per ridurre il volume occupato dai vari componenti del gruppo propulsore, sono state sviluppate anche soluzioni nelle quali l'inverter è integrato nel motore. Un esempio è quello di Mitsubishi Electric, che ha costruito nel 2014 un motore elettrico per trazione con inverter integrato, realizzato con valvole in materiale SiC. Ciò ha portato al più piccolo azionamento sul mercato. Le prestazioni del raffreddamento sono state migliorate integrando i sistemi di raffreddamento del motore e dell'inverter. Il sistema motore-inverter integrato della Mitsubishi Electric è rappresentato in figura 9.



**Figura 9: sistema motore-inverter integrato con semiconduttori in SiC della Mitsubishi Electric.**

Ragionando sempre nell'ottica di abbattere i costi, si potrebbe tuttavia optare per un sistema di alimentazione di tipo commerciale. In particolare, si può scegliere un inverter commerciale utilizzato per la realizzazione di azionamenti industriali. La limitazione posta da tale scelta è la massima frequenza che l'inverter può fornire in uscita  $f_{max}$ . Gran parte degli inverter commerciali odierni hanno una frequenza massima di uscita di 300 Hz [3]. Considerando la velocità massima  $N_{max}$  (in giri al minuto) che si vuole raggiungere, corrispondente alla frequenza di funzionamento di 300 Hz, si ha un vincolo sul massimo numero di poli della macchina, come dimostra la relazione che segue:

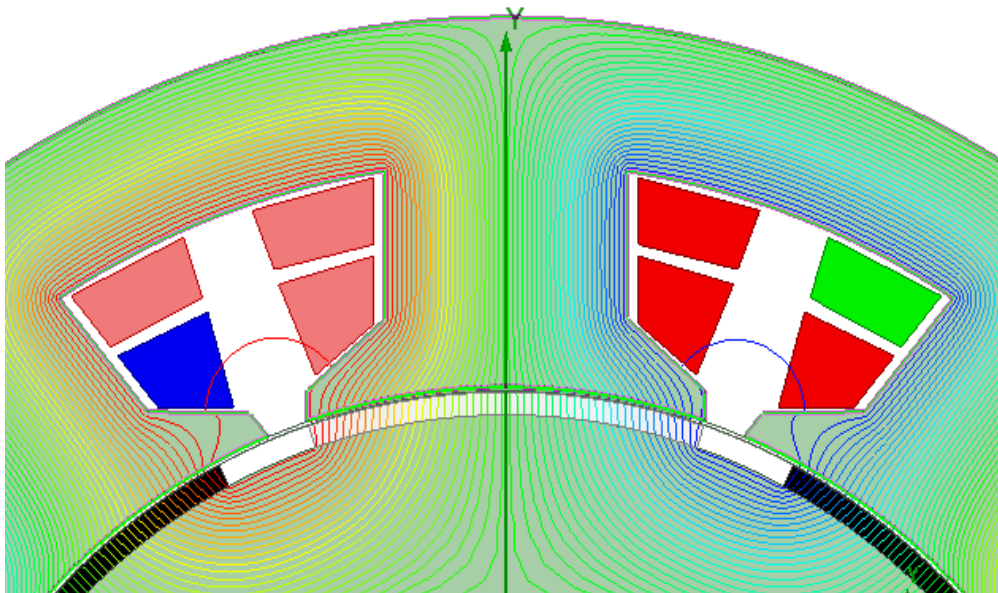
$$p_{max} = \frac{f_{max} \cdot 120}{N_{max}} \quad (1.4)$$

Ciò vincola fortemente il design elettromagnetico della macchina, perché è necessario considerare delle specifiche combinazioni tra numero di denti e numero di poli, come sarà chiaro nei Capitoli 2 e 3.

## CAPITOLO 2 – Teoria della macchina sincrona trifase brushless ad avvolgimenti concentrati

### 2.1 Generalità e definizioni [7]

A differenza di una classica macchina ad avvolgimenti distribuiti, nella quale la presenza dei denti è d'intralcio al buon funzionamento, nel caso di avvolgimenti concentrati (o a bobine di dente) si sfrutta, invece, la dentatura come via atta a convogliare il flusso magnetico generato dall'induttore. Infatti, il termine "concentrati" sta ad indicare che l'avvolgimento è composto da bobine avvolte attorno ai denti. In figura 10 è riportata una porzione della macchina in esame; sono ben visibili le due bobine avvolte attorno al dente centrale.



**Figura 10: porzione della sezione di una macchina ad avvolgimenti concentrati.**

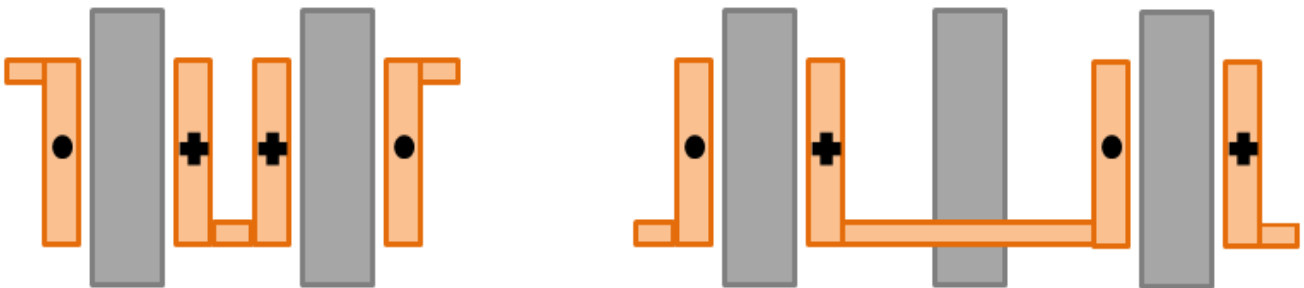
Come noto dalla teoria degli avvolgimenti distribuiti, esistono delle particolari armoniche di campo, dette "di dentatura", per le quali il fattore di avvolgimento è lo stesso del campo principale. Tali armoniche generano diversi problemi: distorsione della forma d'onda di forza elettromotrice, oscillazioni di coppia e vibrazioni. I metodi tipici per ovviare al problema sono diversi: inclinazione relativa fra denti del nucleo di armatura e poli induttori (*skewing*), elevato numero di cave per polo per fase, adozione di avvolgimento a cave frazionarie, struttura magnetica *slotless*.

La configurazione ad avvolgimenti concentrati presenta numerosi vantaggi. Poiché l'avvolgimento è composto da bobina avvolte attorno ai denti, non si ha sovrapposizione fra teste di matassa, dunque l'avvolgimento risulta più ordinato; inoltre, è di semplice realizzazione, in quanto, se l'apertura di cava è sufficientemente ampia, basta costruire le bobine separatamente e in seguito applicarle attorno ai denti,

completando poi la connessione tra di esse. Poiché le teste di matassa hanno lunghezza molto piccola, si ottiene un risparmio in termini di quantità di materiale conduttore e si hanno meno perdite per effetto Joule.

La peculiarità principale delle macchine a bobine di dente è la vicinanza tra passo tra denti contigui e passo tra poli induttori contigui, che in questo lavoro di tesi consistono in magneti permanenti. Ciò si traduce in uno sfasamento graduale tra denti d'indotto e magneti e in una variazione circa sinusoidale del flusso nella zona dentata. La conseguenza è una coppia di cogging molto bassa, che rende questa macchina particolarmente interessante per applicazioni automotive, nelle quali si richiede un basso livello di vibrazioni e di rumore. A questo punto, è chiaro che non vi è la necessità di applicare lo *skewing*, semplificando così la costruzione.

In questo lavoro si è considerato un avvolgimento in doppio strato, nel quale uno è la replica dell'altro, spostato lungo la periferia di un certo numero di denti  $N_{sd}$ . I denti possono essere tutti avvolti oppure no; nel primo caso, le bobine di una fase di uno stesso strato e disposte attorno a denti contigui sono connesse in serie controversa; nel secondo caso, un dente è avvolto e il successivo no e le bobine di una fase di uno stesso strato sono collegate in serie equiversa. Questi due casi sono rappresentati in figura 11.



**Figura 11: avvolgimento controverso (a sinistra) e avvolgimento equiverso (a destra).**

Alcune definizioni:

- **ciclo** → porzione di periferia che ripete identica nel ciclo successivo, ossia si verifica nuovamente la stessa posizione reciproca fra denti e magneti; poiché tutti i cicli sono uguali, si possono collegare in serie o in parallelo le sezioni di un avvolgimento di fase situate in cicli successivi; è chiaro che il massimo numero di vie in parallelo è uguale al numero di cicli;
- **ciclo-fase** → frazione di un ciclo comprendente bobine contigue della stessa fase;
- **bobine capostipite** → le prime bobine di cicli-fase successivi;
- $N_{dc}$  → numero di denti in un ciclo (deve essere multiplo di 3 affinché l'avvolgimento sia trifase simmetrico);

- $N_{bc} \rightarrow$  numero di bobine in un ciclo (vale la stessa osservazione fatta per  $N_{dc}$  circa la simmetria dell'avvolgimento); per avvolgimenti in serie controversa,  $N_{bc} = N_{dc}$ ; per avvolgimenti in serie equiversa,  $N_{bc} = \frac{N_{dc}}{2}$ ;
- $N_{dcf} = \frac{N_{dc}}{3} \rightarrow$  numero di denti per ciclo-fase;
- $N_{bcf} = \frac{N_{bc}}{3} \rightarrow$  numero di bobine per ciclo-fase; per avvolgimenti in serie controversa,  $N_{bcf} = N_{dcf}$ ; per avvolgimenti in serie equiversa,  $N_{bcf} = \frac{N_{dcf}}{2}$ ;
- $N_{mc} \rightarrow$  numero di magneti per ciclo; esso differisce di un numero intero  $\nu$  dalla quantità  $N_{dc}$ , ma, affinché il fattore di avvolgimento sia massimo, conviene che  $\nu = \pm 1$ , quindi si ottiene che  $N_{mc} = N_{dc} \pm 1$ ;
- $\alpha_d = 180^\circ \cdot \frac{N_{mc}}{N_{dc}} \rightarrow$  angolo elettrico fra denti contigui;
- $\alpha_b = 180^\circ \cdot \frac{N_{mc}}{N_{bc}} \rightarrow$  angolo elettrico fra bobine contigue; nel caso di avvolgimento in serie controversa,  $\alpha_b = \alpha_d$  perché  $N_{bc} = N_{dc}$ ; nel caso di avvolgimento in serie equiversa,  $\alpha_b = 2\alpha_d$  perché  $N_{bc} = \frac{N_{dc}}{2}$ ;
- $\alpha_{cf} = N_{bcf} \cdot \alpha_b \rightarrow$  angolo fra bobine capostipite;
- $N_{sd} \rightarrow$  numero di denti del quale è spostato il secondo strato rispetto al primo; il valore che ottimizza la forma d'onda della forza elettromotrice indotta è:  $N_{sd\_ott} = \frac{N_{dcf}}{2}$ ; se  $N_{sd\_ott}$  è non intero, se ne prende l'intero più vicino;
- $q = \frac{N_{dc}}{3N_{mc}} \rightarrow$  numero di cave (uguale al numero di denti) per polo per fase; questa definizione è equivalente a quella dei classici avvolgimenti distribuiti; dopo alcuni passaggi si ottiene che:  

$$q = \left( 1 \pm \frac{1}{N_{mc}} \right) \cdot \frac{1}{3} \cong \frac{1}{3}$$
 Si può affermare, allora, che un avvolgimento a bobine concentrate è un avvolgimento a cave frazionarie con un numero di cave per polo per fase minore di 1 e sempre circa uguale a  $\frac{1}{3}$ . Con numero molto basso di cave per polo per fase è dunque possibile realizzare un avvolgimento nel quale si producono forze elettromotrici indotte con basso contenuto armonico e bassa coppia di cogging, senza adottare altri accorgimenti, come lo skewing.

Il criterio per assegnare le bobine capostipite alle fasi di uno strato e costruire così l'avvolgimento è il seguente: si considera il diagramma fasoriale tipico delle macchine trifase, rappresentato in figura 12; si assegna una bobina capostipite ad una certa fase, ad esempio fase A; si individua la bobina capostipite del ciclo-fase successivo assegnandola alla fase il nome della quale è quello del fasore che dista un angolo pari ad  $\alpha_{cf}$  dalla bobina di partenza.

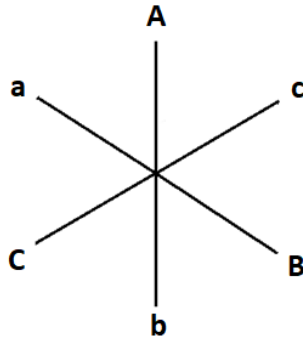


Figura 12: diagramma fasoriale delle macchine trifase.

Esempio di assegnazione delle bobine capostipite:

- $N_{bcf} = N_{dcf} = 6$ , quindi  $N_{bc} = N_{dc} = 18$ ;
- $N_{mc} = 19$ ;
- $\nu = 1$ ;

$$\alpha_{cf} = 180^\circ \cdot \frac{N_{mc}}{N_{bc}} \cdot N_{bcf} = 1140^\circ \rightarrow \text{Nell'intervallo } 0^\circ\text{-}360^\circ: \alpha_{cf} = 60^\circ.$$

Percorrendo per  $60^\circ$  in senso orario il diagramma fasoriale di figura ---, partendo dal fasore A si incontra il fasore c. Dunque, percorrendo la periferia della macchina in senso antiorario, che è il senso diretto, si assegna alla fase c la bobina distante un angolo pari ad  $\alpha_{cf}$  dalla bobina di partenza, alla quale si è assegnata la fase A. Si continua con tale modalità fino a completare tutta la periferia. Il risultato è riportato in figura 13.

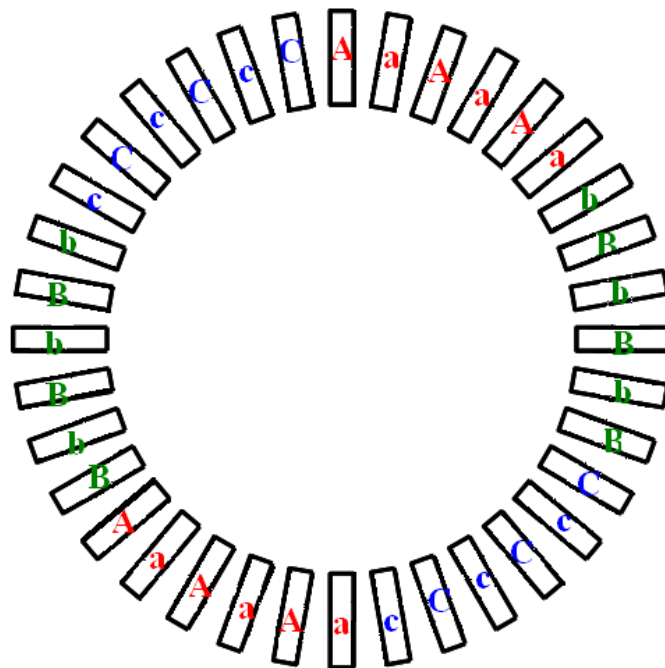
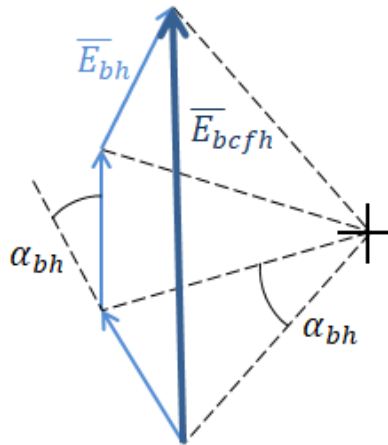


Figura 13: esempio di assegnazione delle fasi alle bobine capostipite.

## 2.2 Fattore di avvolgimento e f.e.m. di fase [7]

Anche per le macchine ad avvolgimenti concentrati, come per quelle ad avvolgimenti distribuiti, si definisce il fattore di avvolgimento, che tiene conto di come sono distribuite le bobine di una fase lungo la periferia. Esso è pari al prodotto del fattore di distribuzione, che è indice dello sfasamento tra bobine adiacenti appartenenti ad un ciclo-fase, e del fattore di spostamento, che dipende dallo sfasamento tra i due strati che compongono l'avvolgimento. Riguardo al fattore di distribuzione, esso è di semplice determinazione se si considera la composizione fasoriale delle armoniche di ordine  $h$  delle f.e.m. indotte nelle bobine di un ciclo-fase di uno strato (figura 14), gli assi delle quali sono sfasati dell'angolo  $\alpha_{bh} = h \cdot \alpha_b$ .



**Figura 14: diagramma fasoriale delle armoniche  $h$ -esime di f.e.m. di bobina.**

Si ricorda che, nel caso di avvolgimenti controversi,  $\alpha_b = \alpha_d$ , mentre per quelli equiversi  $\alpha_b = 2\alpha_d$ .

I fasori presenti nel diagramma fasoriale di figura 14 sono:

- $\bar{E}_{bh}$  → armonica di ordine  $h$  del fasore di f.e.m. indotta in una bobina;
- $\bar{E}_{bcfh}$  → armonica di ordine  $h$  del fasore di f.e.m. risultante indotta in  $N_{bcf}$  bobine di un ciclo-fase.

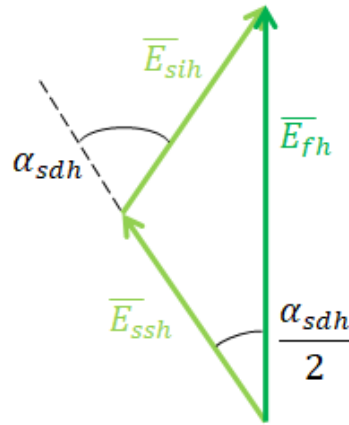
Si evince che il fattore di distribuzione alla  $h$ -esima armonica è pari a:

$$k_{dh} = \frac{|\bar{E}_{bcfh}|}{N_{bcf} \cdot |\bar{E}_{bh}|} = \frac{\sin\left(\frac{\alpha_b}{2} \cdot h \cdot N_{bcf}\right)}{N_{bcf} \cdot \sin\left(\frac{\alpha_b}{2} \cdot h\right)} \quad (2.1)$$

Con alcune sostituzioni si ricava la seguente espressione:

$$k_{dh} = \frac{\sin\left(90^\circ \cdot h \cdot \frac{v}{3}\right)}{N_{bcf} \cdot \sin\left(90^\circ \cdot h \cdot \frac{v}{3 \cdot N_{bcf}}\right)} \quad (2.2)$$

Riguardo al fattore di spostamento, si può dire che esso è ricavato componendo le f.e.m. armoniche indotte nelle bobine di un ciclo-fase degli  $N_s$  strati, come mostrato in Figura 15, in cui è riportato il caso di 2 strati, soluzione frequentemente adottata.



**Figura 15: composizione fasoriale delle armoniche di f.e.m. di strato.**

In figura 15 compaiono le seguenti quantità:

- $\bar{E}_{sih}$  → h-esima armonica di f.e.m. risultante dello strato inferiore;
- $\bar{E}_{ssh}$  → h-esima armonica di f.e.m. risultante dello strato superiore;
- $\bar{E}_{fh}$  → h-esima armonica di f.e.m. di fase;
- $\alpha_{sdh} = N_{sd} \cdot h \cdot \alpha_d$ .

Poiché i due strati sono identici, anche se sfasati spazialmente tra loro, si ha che  $|\bar{E}_{sih}| = |\bar{E}_{ssh}| = |\bar{E}_{sh}|$ .  
Segue che il fattore di spostamento alla armonica di ordine h vale:

$$k_{sh} = \frac{|\bar{E}_{fh}|}{2 \cdot |\bar{E}_{sh}|} = \cos\left(\frac{\alpha_{sdh}}{2}\right) = \cos\left(90^\circ \cdot h \cdot N_{sd} \cdot \frac{v}{3 \cdot N_{acf}}\right) \quad (2.3)$$

Allora, il fattore di avvolgimento è:  $k_{wh} = k_{dh} \cdot k_{sh}$ . Vista la tipica forma d'onda della f.e.m. di fase, vicina alla sinusoidale, saranno presenti solamente armoniche dispari. Considerando a vie in parallelo, la h-esima armonica di f.e.m. di fase si può esprimere in funzione della f.e.m. di bobina con la seguente formula:

$$E_{fh} = \frac{N_c}{a} \cdot N_{bcf} \cdot k_{wh} \cdot N_s \cdot E_{bh} \quad (2.4)$$

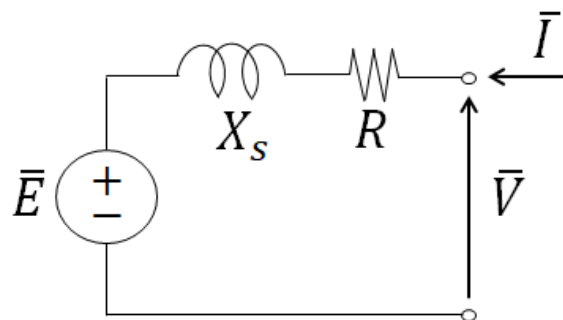
Si può osservare che le espressioni dei due fattori calcolati in precedenza sono analoghe alle corrispondenti espressioni per gli avvolgimenti distribuiti. Anche nel caso di macchine a bobine di dente, l'espressione delle armoniche di dentatura è:  $h_d = 6 \cdot N_{bcf} \pm 1$ . Nel seguito della trattazione, si applicheranno le formule dei fattori di distribuzione, spostamento e avvolgimento al fine di scegliere i parametri della macchina che ottimizzano la configurazione della macchina in termini di disposizione delle bobine e di numero di poli.

### 2.3 Circuito equivalente [7]

Per studiare le varie condizioni di funzionamento della macchina, è utile costruire il suo circuito equivalente.

Si fa riferimento alla macchina con magneti superficiali, che è proprio il caso di studio di questo lavoro di tesi. In tal caso, visto che i magneti hanno permeabilità reversibile relativa vicina all'unità, il loro comportamento magnetico è praticamente uguale a quello dell'aria. Essendo lo spessore dei magneti notevole, la caratteristica magnetica della macchina si può considerare lineare, ossia non c'è saturazione, anche se il ferro della macchina satura localmente, come sarà chiaro in seguito dall'osservazione della mappa di campo. Inoltre, la presenza di un traferro equivalente costante fa sì che la macchina sia isotropa, quindi la reazione di asse d è uguale a quella di asse q. Da diverse analisi FEM si è appurato che il valore massimo del flusso di dente, che si verifica quando l'asse di un magnete è allineato con l'asse di un dente, si può confondere con il massimo della prima armonica di flusso di dente.

Il circuito equivalente si riduce a quello classico di Behn-Eschemburg, riportato in figura 16, con la convenzione dell'utilizzatore.



**Figura 16: circuito equivalente della macchina sincrona a magneti superficiali.**

Nel circuito equivalente si riconoscono le seguenti quantità:

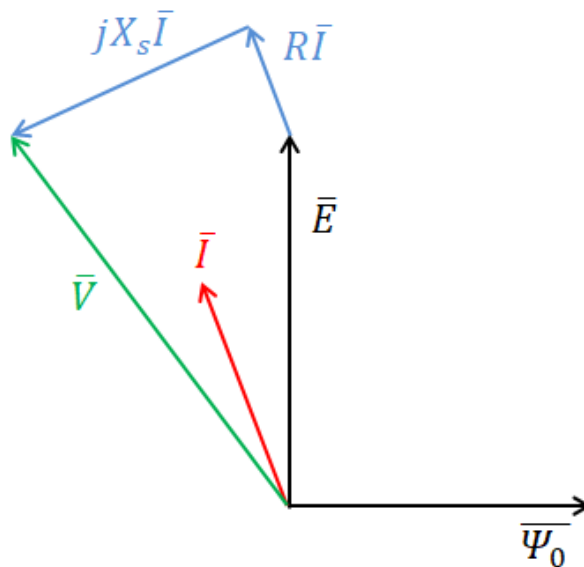
- $\bar{E}$  → fasore di f.e.m. indotta;



- $R$  → resistenza di fase;
- $X_s$  → reattanza sincrona;
- $\bar{V}$  → fasore di tensione di fase ai morsetti;
- $\bar{I}$  → fasore di corrente di un avvolgimento di fase.

Affinché il modello risulti totalmente determinato, è necessario conoscere  $\bar{E}$ ,  $X_s$  e  $R$ . Da queste grandezze si ottengono poi le espressioni delle *sizing equations* relative alla potenza e alla coppia.

Al circuito equivalente della macchina si associa, come di consueto, il corrispondente diagramma fasoriale, rappresentato in figura 17, in una generica condizione di funzionamento.



**Figura 17: diagramma fasoriale corrispondente al circuito equivalente della macchina sincrona a magneti superficiali.**

#### 2.4 F.e.m. indotta e circuito magnetico [7]

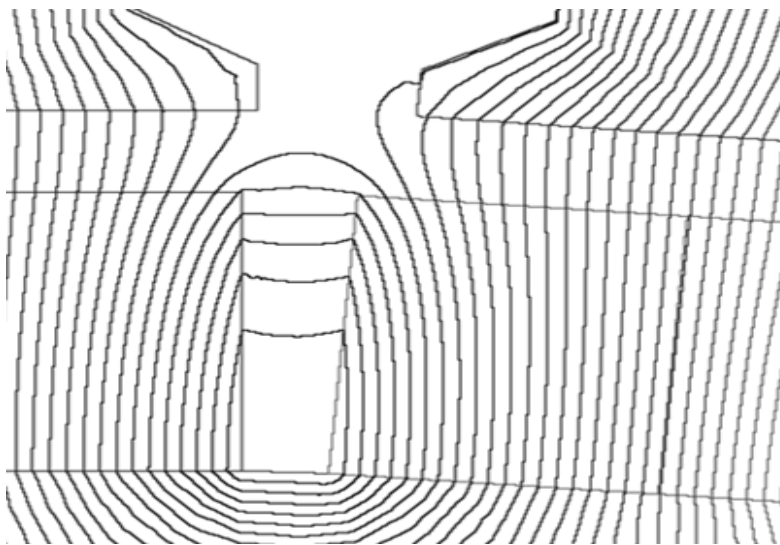
La f.e.m. indotta, o f.e.m. interna, uguale alla tensione ai morsetti se la macchina funziona a vuoto, si esprime in funzione del flusso concatenato di fase efficace  $\Psi_{0rms}$  tramite la pulsazione  $\omega = 2\pi f$ , con  $f$  frequenza di funzionamento:

$$E = \omega \cdot \Psi_{0rms} \quad (2.5)$$

A sua volta,  $\Psi_{0rms}$  è funzione del massimo del flusso di dente  $\Phi_{d0}$ , del quale si è discusso in precedenza, tramite al seguente espressione:

$$\Psi_{0rms} = \frac{\Phi_{d0}}{\sqrt{2}} \cdot k_{w1} \cdot N_{spb} \cdot N_{bcf} \cdot N_s \cdot \frac{N_c}{a} \quad (2.6)$$

dove  $k_{w1}$  è il fattore di avvolgimento all'armonica fondamentale. Occorre dunque calcolare il picco del flusso di dente. Dalla osservazione della mappa di campo di figura 18 si evince che parte del flusso proveniente dal magnete permanente non attraversa il dente e, quindi, non si concatena con gli avvolgimenti, bensì si richiude sul magnete adiacente: questa frazione del flusso del magnete è il flusso disperso.



**Figura 18: mappa di campo tipica della macchina a magneti superficiali.**

Segue che il circuito equivalente magnetico potrebbe essere quello di figura 19, nel quale sono presenti:

- un generatore di flusso  $\Phi_r$ , che rappresenta il flusso residuo del magnete, pari al prodotto tra induzione residua  $B_r$  e la superficie del magnete  $A_m = b_m \cdot l$ , con  $b_m$  larghezza del magnete in senso periferico e  $l$  lunghezza assiale della macchina;
- la permeanza equivalente del magnete  $\Lambda_m$ ;
- la permeanza di dispersione  $\Lambda_{lm}$ ;
- la permeanza del percorso nel traferro, tra magnete e dente,  $\Lambda_g$ ; il flusso utile alla conversione elettromeccanica è  $\Phi_{d0}$ , quello che attraversa il dente e concatena gli avvolgimenti.

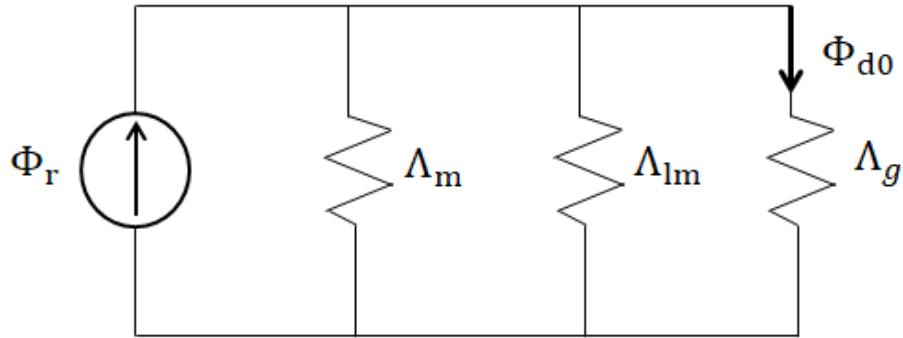


Figura 19: circuito equivalente magnetico della macchina a magneti superficiali.

Dalla soluzione del circuito magnetico si ricava il valore di  $\Phi_{d0}$ :

$$\Phi_{d0} = \Phi_r \cdot \frac{\Lambda_g}{\Lambda_g + \Lambda_{lm} + \Lambda_m} \quad (2.7)$$

Si definisce  $\eta_{MP}$  il rendimento del magnete permanente, pari a:

$$\eta_{MP} = \frac{\Lambda_g}{\Lambda_g + \Lambda_{lm} + \Lambda_m} \rightarrow \Phi_{d0} = \eta_{MP} \cdot B_r \cdot b_m \cdot l \quad (2.8)$$

Dunque,  $\eta_{MP}$  è il rapporto tra il flusso di dente massimo, che si può esprimere come  $\Phi_{d0} = B_g \cdot A_g$  (con  $B_g$  induzione al traferro e  $A_g$  sezione di attraversamento del traferro) e il flusso residuo del magnete, ma, poiché  $A_g \cong A_m$ ,  $\eta_{MP}$  è circa uguale al rapporto tra induzione al traferro e induzione residua. Il calcolo accurato di  $\Lambda_{lm}$  risulta oneroso, dunque si preferisce usare altre espressioni per determinare  $\eta_{MP}$ , utili per calcolare  $\Phi_{d0}$  partendo da  $\Phi_r$ . Una formula approssimata, utilizzata per i calcoli nel seguito della trattazione, è la seguente:

$$\eta_{MP} = \frac{1}{1 + (1 + \varepsilon_l) \cdot \mu_{rev.pu} \cdot \frac{g}{h_m}} \quad (2.9)$$

dove:

- $\varepsilon_l$  è il coefficiente di dispersione del magnete; un valore ragionevole è intorno a 0.10;
- $\mu_{rev.pu}$  è la permeabilità reversibile relativa del magnete;
- $g$  è lo spessore del traferro meccanico;
- $h_m$  è l'altezza del magnete in senso radiale.

Una formula più accurata, anche se notevolmente più complessa, si esprime in funzione di alcuni rapporti parametrici ed è la seguente:

$$\eta_{MP} = \frac{2 \cdot p_2}{\pi \cdot \alpha_m} \cdot \sum_n f_{aus} \quad \text{con } n = 1, 3, \dots, n_{max} \quad (2.10)$$

dove  $f_{aus} = f_{aus1} \cdot f_{aus2}$ ;

$$f_{aus1} = \frac{\frac{g \sin \frac{n\pi \alpha_m}{2}}{n\pi} \cdot \left[ (np_2 - 1) + 2 \cdot \left( 1 - \frac{h_\tau}{\frac{p_2}{\pi} - g_\tau} \right)^{np_2+1} - (np_2 + 1) \cdot \left( 1 - \frac{h_\tau}{\frac{p_2}{\pi} - g_\tau} \right)^{2np_2} \right]}{(\mu_{rev.pu} + 1) \cdot \left[ 1 - \left( 1 - \frac{h_\tau + g_\tau}{\frac{p_2}{\pi}} \right)^{2np_2} \right] - (\mu_{rev.pu} - 1) \cdot \left[ \left( 1 - \frac{g_\tau}{\frac{p_2}{\pi}} \right)^{2np_2} - \left( 1 - \frac{h_\tau}{\frac{p_2}{\pi} - g_\tau} \right)^{2np_2} \right]}$$

$$f_{aus2} = \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{(np_2)^2 - 1} \cdot \left( 1 - \frac{\pi g_\tau}{p_2} \right)^{np_2+1}$$

Nelle precedenti formule sono presenti le seguenti quantità:

- $n$  è l'indice della sommatoria ed è un intero dispari;
- $\alpha_m$  è il rapporto tra  $b_m$  e il passo dei magneti  $\tau_m$ ;
- $g_\tau$  è il rapporto tra il traferro meccanico e il passo dei magneti;
- $h_\tau$  è il rapporto tra l'altezza dei magneti e il passo dei magneti;
- $p_2$  è il numero di paia poli della macchina:

Si evince che  $\eta_{MP}$  cresce al crescere del rapporto tra  $\tau_m$  e  $g$ , al crescere del numero di paia poli, al crescere del rapporto tra  $h_m$  e  $g$  e si riduce all'aumentare di  $\alpha_m$ .

Riguardo al dimensionamento del circuito magnetico, è bene fare alcune considerazioni:

- in linea di principio, le altezze del giogo statorico e del giogo rotorico devono essere almeno la metà della larghezza di ciascun dente, per permettere al flusso di passare senza generare saturazione, ma si deve tener conto anche del funzionamento a carico della macchina, quindi è bene spingersi oltre la metà della larghezza di dente;

- bisogna limitare, per quanto possibile, l'apertura di cava per ridurre la coppia di cogging e per proteggere i conduttori dalle linee di flusso, in modo da non produrre eccessive perdite addizionali in essi, ma occorre fare attenzione a non aumentare troppo l'induttanza di dispersione; infatti, avvicinando tra loro le espansioni dei denti, si offre al flusso un percorso a bassa riluttanza; limitando l'apertura di cava, inoltre, si fa sì che la variazione della permeanza del circuito magnetico vista dai magneti sia minore, dunque vengono indotte in essi correnti parassite di piccola entità;
- altro punto debole del circuito magnetico sono i corni delle teste dei denti, poiché in essi si crea un "collo di bottiglia" per il flusso, dunque si rischia la saturazione locale di queste zone;
- solitamente, il valore di  $\alpha_m$ , ossia l'estensione periferica relativa dei magneti, va scelto intorno a 0.8, affinché non sia eccessivo il flusso disperso tra magneti;
- poiché i magneti sono investiti da un flusso variabile, a causa dell'alternanza denti-cave, sono sede di forze elettromotrici non uniformi, dunque anche di correnti parassite che provocano perdite per effetto Joule e conseguente riscaldamento dei magneti; per contenere il fenomeno, è opportuno suddividere i magneti in porzioni più piccole in senso circonferenziale;
- grande attenzione va rivolta al rischio di smagnetizzazione dei magneti, a causa di campi smagnetizzanti generati, ad esempio, da correnti di cortocircuito, quindi è importante scegliere l'altezza radiale dei magneti  $h_m$  in modo da produrre un'induzione sufficientemente alta.

### 2.5 Potenza di dimensionamento e coppia [7]

La potenza di dimensionamento  $A_d$  per tutte le macchine rotanti trifase è pari a:

$$A_d = 3 \cdot E \cdot I \quad (2.11)$$

Esplicitando le espressioni di  $\omega$  e di  $\Psi_{0rms}$ , la f.e.m. indotta efficace  $E$  si riscrive così:

$$E = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot k_{w1} \cdot N_{spb} \cdot N_{bcf} \cdot N_s \cdot \frac{N_c}{a} \cdot B_r \cdot \eta_{MP} \cdot b_m \cdot l \quad (2.12)$$

La corrente totale di cava  $I_{totc}$  si esprime in funzione della corrente totale di bobina  $I_{totb}$  oppure in funzione della densità lineare di corrente  $\Delta$ , del numero di denti  $N_d$  e del diametro al traferro  $D$ :

$$I_{totc} = \frac{2 \cdot N_{bcf} \cdot N_s \cdot I_{totb}}{N_{dcf}} = \Delta \cdot \frac{\pi \cdot D}{N_d} \quad (2.13)$$

La corrente totale di bobina  $I_{totb}$  è funzione della corrente di fase:

$$I_{totb} = \frac{I \cdot N_{spb}}{a} \quad (2.14)$$

Allora, la corrente di fase si può riscrivere come segue:

$$I = \frac{a \cdot \Delta \cdot \pi \cdot D \cdot N_{dcf}}{2 \cdot N_{bcf} \cdot N_{spb} \cdot N_d \cdot N_s} \quad (2.15)$$

Considerando che il numero di denti si può esprimere come  $N_d = 3 \cdot N_c \cdot N_{dcf}$  e sostituendo la (2.15) nella (2.11), si ottiene:

$$A_d = \frac{\pi^3}{\sqrt{2} \cdot N_m} \cdot f \cdot k_{w1} \cdot \eta_{MP} \cdot \alpha_m \cdot B_r \cdot \Delta \cdot D^2 \cdot l \quad (2.16)$$

Si vuole adesso ottenere la coppia, perciò bisogna esprimere la potenza di dimensionamento in funzione della velocità meccanica in rad/s  $\Omega$ . La frequenza è funzione del numero di poli  $N_m$  ed è legata alla velocità meccanica in rad/s tramite la formula seguente:

$$f = \frac{\Omega \cdot N_m}{4\pi} \quad (2.17)$$

Sostituendo la (2.17) nella (2.16) si ottiene:

$$A_d = \frac{\pi^2}{\sqrt{2} \cdot 4} \cdot k_{w1} \cdot \eta_{MP} \cdot \alpha_m \cdot B_r \cdot \Delta \cdot D^2 \cdot l \cdot \Omega \quad (2.18)$$

Si ricava infine la coppia in valore massimo, ottenuto quando i fasori di tensione interna e di corrente sono allineati, e approssimando la potenza elettrica a quella meccanica:

$$C = \frac{A_d}{\Omega} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2} \cdot 4} \cdot k_{w1} \cdot \eta_{MP} \cdot \alpha_m \cdot B_r \cdot \Delta \cdot D^2 \cdot l \quad (2.19)$$

La coppia dipende dal prodotto delle utilizzazioni ( $B_r$  e  $\Delta$ ) e dalle dimensioni principali ( $D$  e  $l$ ).

Per una generica condizione di funzionamento, la coppia vale:

$$C = \frac{3 \cdot E \cdot I}{\Omega} \cdot \cos \gamma \quad (2.20)$$

dove  $\gamma$  è l'angolo compreso fra i fasori  $\bar{E}$  ed  $\bar{I}$ .

## 2.6 Induttanza di fase [7]

Si facciano le seguenti ipotesi:

- magneti permanenti passivi: ciò comporta forza coercitiva nulla;
- somma delle tre correnti di fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  nulla (condizione che si verifica in modo naturale se i tre avvolgimenti di fase sono collegati a stella, con centro-stella isolato).

In tal caso, i legami tra flussi concatenati con le tre fasi e le tre correnti si riducono a relazioni molto semplici:

$$\begin{cases} \Psi_a = L_{ss}i_a + M_{ss}i_b + M_{ss}i_c = (L_{ss} - M_{ss}) \cdot i_a = L_s i_a \\ \Psi_b = L_{ss}i_b + M_{ss}i_a + M_{ss}i_c = (L_{ss} - M_{ss}) \cdot i_b = L_s i_b \\ \Psi_c = L_{ss}i_c + M_{ss}i_a + M_{ss}i_b = (L_{ss} - M_{ss}) \cdot i_c = L_s i_c \end{cases} \quad (2.21)$$

dove  $L_{ss}$  è l'autoinduttanza, uguale per tutti e tre gli avvolgimenti,  $M_{ss}$  è la mutua induttanza, anch'essa uguale per tutte e tre le coppie di avvolgimenti, e  $L_s$  è l'induttanza sincrona, che compare nel circuito equivalente come reattanza sincrona se moltiplicata per  $\omega$ .

Il calcolo di  $L_s$  può essere effettuato seguendo un approccio elettromagnetico o uno energetico. Quello energetico prevede il calcolo dell'energia magnetica totale  $W_m$ , la quale divisa, per il quadrato della corrente, fornisce il valore di  $L_s$ . Tale approccio verrà applicato tramite analisi FEM nel seguito della trattazione. L'approccio elettromagnetico, invece, si basa sull'analisi del campo di dispersione sostenuto dalla corrente totale di cava  $I_{totc}$ , schematizzato in figura 20; a favore della chiarezza del disegno, le linee di flusso disperso nel traferro e fra teste denti sono rappresentate solo in parte.

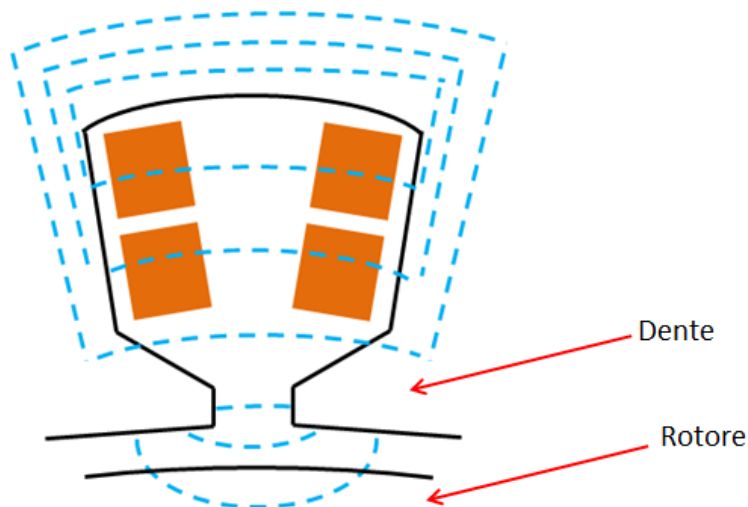


Figura 20: linee di campo di dispersione in cava.

Del flusso di dispersione si riconoscono tre contributi:

- dispersione in cava, alla quale si associa la permeanza  $\Lambda_c$ ; le linee di flusso concatenano i conduttori in modo graduale;
- dispersione fra teste denti, alla quale si associa la permeanza  $\Lambda_p$ ; le linee di flusso concatenano totalmente i conduttori;
- dispersione nel traferro, alla quale si associa la permeanza  $\Lambda_\rho$ ; le linee di flusso raggiungono il rotore e concatenano totalmente i conduttori.

Le espressioni di tali permeanze permettono di calcolare analiticamente l'induttanza sincrona.

- Permeanza di dispersione in cava (si osserva che il 3 al denominatore è il fattore moltiplicativo presente nelle classiche espressioni delle permeanze di cave rettangolari ed è dovuto al concatenamento parziale):

$$\Lambda_c = \frac{\mu_0 \cdot h_d \cdot l}{3 \cdot b_c} \quad (2.22)$$

con  $h_d$  altezza dente e  $b_c$  larghezza media della cava.

- Permeanza di dispersione fra teste denti:

$$\Lambda_p = \mu_0 \cdot l \cdot \left[ \frac{h_a}{b_a} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left( \frac{b_c}{b_a} \right) \right] \quad (2.23)$$

con  $h_a$  altezza del ponticello del dente,  $b_a$  apertura cava e  $b_c$  larghezza media della cava.

- Permeanza di reazione al traferro:

$$\Lambda_\rho = \frac{\mu_0 \cdot b_e \cdot l}{g + \frac{h_m}{\mu_{rev.pu}}} \cdot k_\varphi \quad (2.24)$$

con  $b_e$  estensione periferica dell'espansione del dente; la quantità  $\left( g + \frac{h_m}{\mu_{rev.pu}} \right)$  si indica con  $g_{eq}$  ed è il traferro equivalente, che tiene conto dell'altezza radiale dei magneti;  $k_\varphi$  è un coefficiente correttivo, l'espressione del quale è la seguente:

$$k_\varphi = 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{b_a}{2b_e} \cdot \left\{ 2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{2g_{eq}}{b_a} \right) + \frac{2g_{eq}}{b_a} \cdot \ln \left\{ \frac{1}{4} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{b_a}{2g_{eq}} \right)^2 \right] \right\} \right\} \quad (2.25)$$



A questo punto, combinando opportunamente le tre permeanze, si giunge all'espressione dell'energia magnetica relativa ad un ciclo:

$$W_c = [2 \cdot (4N_{dcf} - N_{sd}) \cdot (\Lambda_p + 4\Lambda_l) - 4\Lambda_l] \cdot \frac{I_{totb}^2}{2} \quad (2.26)$$

L'energia magnetica totale si trova moltiplicando  $W_c$  per il numero di cicli  $N_c$ . Infine, l'induttanza di fase ha la seguente espressione:

$$L_s = N_{spb}^2 \cdot \frac{N_c}{a^2} \cdot [(4N_{dcf} - N_{sd}) \cdot (\Lambda_p + 4\Lambda_l) - 2 \cdot \Lambda_l] \quad (2.27)$$

Si osserva che non compare il contributo all'induttanza delle teste di matassa: esso è di difficile determinazione e, inoltre, risulta trascurabile, data la piccola estensione delle teste.

### 2.7 Resistenza di fase [7]

La resistenza di fase  $R$  si calcola in funzione della resistenza ohmica  $R_\Omega$ , moltiplicando quest'ultima per il coefficiente delle perdite addizionali  $k_a$ :

$$R = R_\Omega \cdot k_a \quad (2.28)$$

La formula per la determinazione di  $R_\Omega$  è:

$$R_\Omega = N_{spb}^2 \cdot \frac{N_c}{a^2} \cdot \frac{\rho \cdot l_{sp} \cdot N_s \cdot N_{dcf}}{A_{cub}} \quad (2.29)$$

dove  $l_{sp}$  è la lunghezza media di una spira (nel modello 2D della macchina,  $l_{sp}$  è il doppio della lunghezza di un lato attivo, a sua volta uguale alla lunghezza assiale della macchina),  $A_{cub}$  è la sezione totale netta di una bobina,  $\rho$  è la resistività del materiale conduttore.

Il coefficiente delle perdite addizionali, considerando i conduttori totalmente trasposti, ha un'espressione simile a quella del caso delle macchine tradizionali:

$$k_a = 1 + \frac{l}{l_m} \cdot (\varphi + A \cdot \psi - 1) \quad (2.30)$$

con  $l_m$  somma della lunghezza della macchina e della lunghezza delle teste di matassa, che spesso si può considerare trascurabile. Le funzioni  $\varphi$  e  $\psi$  dipendono dalla grandezza  $\xi = \alpha \cdot w$ :  $w$  è la dimensione minore

del singolo conduttore che deve essere perpendicolare alle linee di flusso, come schematizzato in figura 21, al fine di ridurre l'entità delle correnti parassite indotte;  $\alpha$  è uguale a:

$$\alpha = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0}{\rho} \cdot \frac{b_r}{b_c}} \quad (2.31)$$

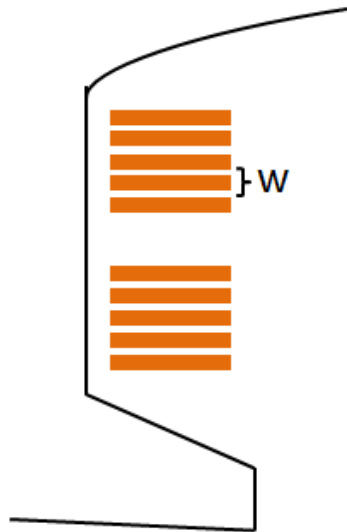
con  $b_r$  larghezza totale di conduttore nel senso della larghezza di cava  $b_c$ .

Il coefficiente moltiplicativo  $A$  dipende dal numero di subconduttori  $m$ , ottenuti a seguito della suddivisione, che si incontrano in cava in senso radiale:

$$A = \frac{(N_{dcf} - N_{sd}) \cdot A_{SF} + N_{sd} \cdot A_{SF}}{N_{dcf}} \quad (2.32)$$

con:  $A_{SF} = \frac{m^2 - 1}{3}$ , che si usa nel caso di piattine appartenenti alla stessa fase;

$A_{FD} = \frac{13m^2 - 16}{48}$ , che si usa nel caso di piattine appartenenti a fasi diverse.



**Figura 21: suddivisione dei conduttori in senso radiale.**

In merito alle funzioni  $\varphi$  e  $\psi$ , esse hanno un'espressione esatta ed una approssimata; di seguito si riportano entrambe, anche se nella parte applicativa di questo lavoro di tesi è stata usata la formulazione approssimata.

Formule esatte:

$$\varphi(\xi) = \xi \cdot \frac{Sh(2\xi) + \sin(2\xi)}{Ch(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (2.33)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \cdot \frac{Sh(2\xi) - \sin(2\xi)}{Ch(2\xi) + \cos(2\xi)} \quad (2.34)$$

Formule approssimate (valide per  $\xi < 1$ ):

$$\varphi(\xi) \cong 1 + \frac{4}{45}\xi^4 \quad (2.35)$$

$$\psi(\xi) \cong \frac{\xi^4}{3} \quad (2.36)$$

In ambiente Maxwell non è possibile realizzare la trasposizione completa dei conduttori, tuttavia nel seguito della trattazione è proposto un metodo per simularla, prendendo in considerazione una parte dei lati attivi.

I risultati analitici ottenuti con le formule introdotte sino ad ora nel prossimo capitolo saranno confrontati con i risultati forniti dal software Maxwell nel capitolo 4 per verificare la validità delle formule e del metodo adottato per il dimensionamento della macchina.

## CAPITOLO 3 - Dimensionamento della macchina

### 3.1 Dati di partenza

Si desidera dimensionare una macchina aventi i seguenti valori nominali:

- Potenza:  $A_d = 80 \text{ kVA}$
- Tensione a vuoto:  $E = 160 \text{ V}$
- Velocità corrispondente all'indice di modulazione d'ampiezza dell'inverter pari a 1:

$$N = 1000 \text{ rpm}$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{2\pi}{60} \cdot N \cong 105 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Volendo estendere la zona di linearità dell'inverter, si adotta un PWM sinusoidale con terza armonica; il corner point della caratteristica coppia-velocità è quindi posto alla velocità  $N \frac{2}{\sqrt{3}} = 1153 \text{ rpm}$  (velocità alla quale l'indice di modulazione d'ampiezza è pari a  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ).

La coppia desiderata risulta:  $C = \frac{A_d}{\Omega} \cong 760 \text{ Nm}$ .

Si suppone che la velocità massima raggiungibile dal veicolo sia quattro volte maggiore di quella nominale, quindi la massima velocità di rotazione del motore è:  $N_{max} = 4000 \text{ rpm}$ .

Poiché c'è una limitazione sulla massima frequenza del segnale che l'inverter può fornire in uscita, sarà limitato anche il numero di poli della macchina. Supponendo che la massima frequenza in uscita sia  $f_{max} = 300 \text{ Hz}$  e che questa corrisponda alla velocità massima del motore, il numero massimo di poli che la macchina può avere è:

$$N_{m.max} = \frac{f_{max} \cdot 120}{N_{max}} = 9$$

Naturalmente, il numero di poli deve essere pari, dunque si sceglie  $N_m = 8$ .

La frequenza di funzionamento nominale della macchina, allora, vale:

$$f = \frac{N_m \cdot N}{120} = 66.7 \text{ Hz}$$

Come frequenza massima, si sceglie 250 Hz, quindi circa quattro volte il valore nominale.

### 3.2 Calcolo dei fattori di distribuzione, di spostamento e di avvolgimento

Si suppone di voler realizzare una macchina caratterizzata da un solo ciclo, quindi  $N_c = 1$ .

Si ricorda la relazione tra numero di denti e numero di poli in un ciclo:  $N_{mc} = N_{dc} + \nu$ .

Bisogna quindi stabilire il valore di  $\nu$ . Dall'analisi dei fattori di distribuzione e spostamento alla prima armonica, ottenuti in questo caso specifico e riportati in tabella 3, si evince che il valore ottimo di  $\nu$  è 1, come è stato anticipato nel Capitolo 2. Dunque, la macchina è dotata di 8 poli e 9 denti, ossia 9 cave.

$\nu$	$ kd1 $	$ ks1 $
1	0,9598	0,9397
2	0,8440	0,7660
4	0,4491	0,1736
5	0,2176	0,1736

**Tabella 3: fattori di distribuzione e di spostamento di prima armonica al variare di  $\nu$ .**

Si sceglie di realizzare avvolgimenti controversi, perciò  $N_{dcf} = N_{bcf} = \frac{N_d}{3} = 3$ .

Per avere un minor contenuto armonico della tensione indotta, si opta per un avvolgimento in doppio strato ( $N_s = 2$ ). Il secondo strato è identico al primo, ma sfasato in senso periferico di un certo numero di denti  $N_{sd}$ . Nel Capitolo 2 si è detto che il valore ottimo di  $N_{sd}$  è pari a  $\frac{N_{bcf}}{2}$ ; in questo caso si ha:

$$N_{sd\_ott} = \frac{N_{bcf}}{2} = 1,5 \cong 2$$

A conferma di ciò, sono stati calcolati i valori del fattore di avvolgimento all'armonica h-esima  $k_{wh}$  per diversi valori di  $N_{sd}$ , riportati in tabella 4. In particolare, le armoniche che si desidera abbattere sono la quinta e la settima, in quanto sono quelle più problematiche; infatti, la terza armonica è presente solo nella tensione di fase e non in quella di linea, quindi spesso non viene presa in considerazione; invece, le armoniche di ordine superiore al settimo hanno ampiezza tale da non creare distorsione significativa, perciò possono essere trascurate. Dall'osservazione della tabella, è chiaro che per  $N_{sd} = 2$  si ottengono i valori più bassi per  $k_{w5}$  e  $k_{w7}$ , evidenziati in rosso. Inoltre, il vantaggio della scelta  $N_{sd} = 2$  è che, oltre all'abbattimento della quinta e della settima armonica, si ha una riduzione non eccessiva di  $k_{w1}$ .

Nella stessa tabella, si possono osservare anche i valori delle armoniche di dentatura, che sono uguali alla prima armonica  $k_{w1}$  e sono evidenziati in verde. L'espressione di tali armoniche è:  $h_d = 6 \cdot N_{bcf} \pm 1$ .

Dunque, si ha:  $h_d = 6 \cdot N_{bcf} \pm 1 = 6 \cdot 3 \pm 1 = 17, 19$ .

h	kwh , Nsd=0	kwh , Nsd=1	kwh , Nsd=2	kwh , Nsd=3	kwh , Nsd=4
1	0,9598	0,9452	0,9019	0,8312	0,7352
3	0,6667	0,5774	0,3333	0,0000	0,3333
5	0,2176	0,1398	0,0378	0,1884	0,2044
7	0,1774	0,0607	0,1359	0,1536	0,0308
9	0,3333	0,0000	0,3333	0,0000	0,3333
11	0,1774	0,0607	0,1359	0,1536	0,0308
13	0,2176	0,1398	0,0378	0,1884	0,2044
15	0,6667	0,5774	0,3333	0,0000	0,3333
17	0,9598	0,9452	0,9019	0,8312	0,7352
19	0,9598	0,9452	0,9019	0,8312	0,7352
21	0,6667	0,5774	0,3333	0,0000	0,3333
23	0,2176	0,1398	0,0378	0,1884	0,2044
25	0,1774	0,0607	0,1359	0,1536	0,0308

**Tabella 4: armoniche h-esime del fattore di avvolgimento al variare di Nsd.**

Il numero di cave per polo per fase è:

$$q = \left(1 + \frac{1}{8}\right) \cdot \frac{1}{3} = 0,375$$

Il valore di q è minore di 1 e vicino a 0,33, tipico delle macchine a bobine di dente.

Angolo elettrico fra bobine contigue:  $\alpha_b = 180^\circ \cdot \frac{8}{9} = 160^\circ$ .

Si calcolano le prime armoniche dei fattori di distribuzione, di spostamento e di avvolgimento (quest'ultimo è utile ai fini della determinazione della f.e.m. indotta a vuoto e del diametro al traferro):

$$k_d = \frac{\sin(90^\circ \cdot \frac{1}{3})}{3 \cdot \sin(90^\circ \cdot \frac{1}{3 \cdot 3})} = 0.9598$$

$$k_s = \cos\left(90^\circ \cdot 2 \cdot \frac{1}{3 \cdot 3}\right) = 0.9397$$

$$k_w = k_d \cdot k_s = 0.9019$$

Si sceglie come lunghezza assiale della macchina  $l = 200 \text{ mm}$  e come traferro meccanico  $g = 1 \text{ mm}$ .

Per realizzare i magneti permanenti, si sceglie il materiale NdFeB, la cui induzione residua è pari a  $B_r = 1,22 \text{ T}$  e la permeabilità reversibile relativa è  $\mu_{rev.pu} = 1,0998$ .

A questo punto, il prossimo passo è calcolare il diametro al traferro e l'altezza radiale dei magneti permanenti tale da garantire una certa induzione nel dente, l'asse del quale è allineato con l'asse di uno dei magneti. Si suppone di voler ottenere l'induzione di picco nel dente pari a  $B_d = 1,3 T$ . Per alcune grandezze, si assumono dei valori dati da progetti di macchine simili e dall'esperienza nel settore:

- $\eta_{MP} = 0,75$
- $\varepsilon_l = 0,15$
- $\alpha_m = 0,77$

Assumendo tali valori, che saranno poi verificati tramite il valore di  $B_d$  dato dall'analisi FEM, si ricava il diametro al traferro della macchina:  $D = 242 mm$ .

L'estensione angolare del magnete è:  $\alpha_{MP} = \frac{360^\circ}{8} \cdot \alpha_m \cong 35^\circ \rightarrow 0,6 rad$

L'estensione periferica del magnete in metri è:  $b_m = \alpha_{MP}[rad] \cdot \left(\frac{D}{2} - g\right) \cong 78 mm$

### 3.3 Dimensionamento dei denti e delle cave

Supponendo il rapporto tra larghezza dente e passo di dente pari a 0,5, la larghezza dei denti è pari a:

$$b_d = \frac{\pi \cdot D}{N_d} \cdot 0,5 \cong 46 mm.$$

Infine, conoscendo il legame che l'altezza dei magneti  $h_m$  ha con il rendimento dei magneti  $\eta_{MP}$ , si ottiene che il valore di  $h_m$  pari a 3 mm è sufficiente per garantire un'induzione di picco nel dente pari al valore desiderato di 1,3 T.

A questo punto, si può calcolare il raggio rotorico:  $R_{rot} = \frac{D}{2} - g - h_m = 117 mm$ .

È necessario decidere l'altezza del dente, che è anche l'altezza di cava, perciò bisogna conoscere prima l'area di una cava.

Prima di tutto, si deve determinare il numero di spire per bobina  $N_{spb}$  tale da generare la f.e.m. indotta desiderata  $E = 160 V$ . Dato che si conosce la larghezza dente, si calcola quindi il flusso di dente:

$$\Phi_{d0} = B_d \cdot b_d \cdot l = 0,012 Wb$$

Di conseguenza, si ricava  $N_{spb}$ :

$$N_{spb} = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \Phi_{d0} \cdot k_w \cdot N_{bcf} \cdot N_s} \cong 8$$

Dalla potenza di dimensionamento di 80 kVA e dalla f.e.m. indotta di 160 V, si ricava il valore della corrente di fase (valore rms):

$$I = \frac{A_d}{3 \cdot E} \cong 167 \text{ A}$$

Considerando che l'avvolgimento è in doppio strato, in una cava sono presenti 4 gruppi di semibobine; la corrente totale di cava è:

$$I_{totc} = I \cdot N_{spb} \cdot 4 = 5344 \text{ A}$$

Ipotizzando una densità superficiale di corrente in valore efficace pari a  $J = 8 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  e un fattore di riempimento cava pari a  $\alpha_{Cu} = 0,6$ , l'area della cava vale:

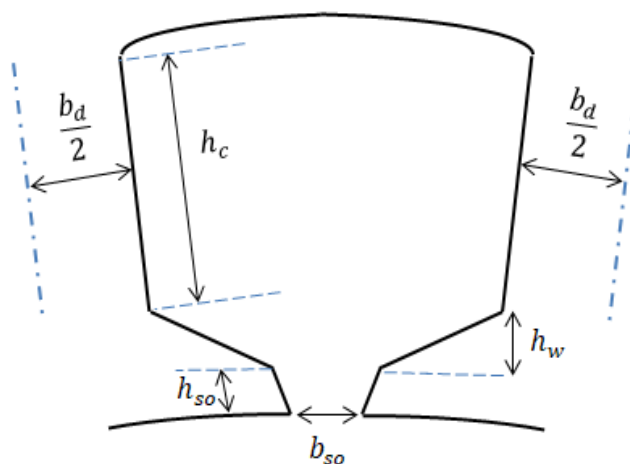
$$S_c = \frac{I_{totc}}{J \cdot \alpha_{Cu}} \cong 1113 \text{ mm}^2$$

Conoscendo la larghezza dei denti, si ottiene l'altezza di cava:  $h_c \cong 26 \text{ mm}$ .

Le restanti dimensioni delle cave e dei denti sono state determinate dall'osservazione di rapporti tra dimensioni di macchine già realizzate. Se ne riportano di seguito i valori.

- Altezza di apertura cava:  $h_{so} = 5 \text{ mm}$
- Larghezza di apertura cava:  $b_{so} = 8 \text{ mm}$
- Altezza del cuneo  $h_w = 9 \text{ mm}$

In figura 22 sono indicate le dimensioni di cava e di dente calcolate.



**Figura 22: dimensioni di cava e di dente.**



### 3.4 Dimensionamento dei gioghi rotorico e statorico

Gli ultimi parametri da dimensionare sono le larghezze della corona di statore e della corona di rotore. Il criterio da applicare è che il flusso che attraversa il dente si divide in due parti uguali, entrando nel giogo statorico. Se si vuole mantenere circa lo stesso valore di induzione nel dente anche nel giogo statorico, allora la sua larghezza deve essere almeno metà della larghezza del dente, quindi  $h_{sy} \cong 23 \text{ mm}$ . Infatti:

$$\Phi_{sy} = \frac{\Phi_{d0}}{2} \quad (2.37)$$

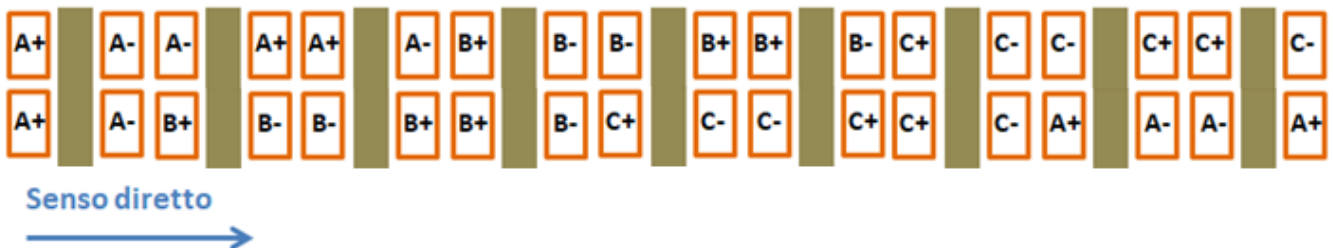
$$B_d = B_{sy} = \frac{\Phi_{d0}}{b_d \cdot l} = \frac{\Phi_{sy}}{h_{sy} \cdot l} = \frac{\Phi_{d0}}{2 \cdot h_{sy} \cdot l} \rightarrow h_{sy} = \frac{b_d}{2}$$

Tuttavia, è preferibile adottare un valore leggermente superiore, per evitare la saturazione del materiale ferromagnetico nel funzionamento a carico.

Riguardo al giogo rotorico, si può dire che in esso transita metà del flusso di un dente alla quale si somma il contributo del flusso disperso che si è richiuso nel magnete adiacente, quindi si può scegliere  $h_{yr} = 33 \text{ mm}$ , poco superiore alla larghezza del giogo statorico.

### 3.5 Assegnazione delle bobine alle tre fasi

Seguendo il criterio illustrato nel capitolo 2 e ricordando che si vuole realizzare un avvolgimento controverso, la configurazione dell'avvolgimento trifase che si ottiene è rappresentata qui di seguito in figura 23, nella quale è indicato anche il senso di rotazione della macchina (senso diretto).



**Figura 23: disposizione delle bobine delle tre fasi attorno ai denti.**

Dall'osservazione della successione delle diverse bobine in figura 23 è chiaro che uno spostamento di strato pari a un solo dente, anziché due, avrebbe comportato che, per ciascuna fase, due bobine con polarità opposta sono avvolte attorno allo stesso dente, dunque i flussi concatenati con le due bobine, così come le forze magnetomotrici, si annullano. Allora, bisogna fare attenzione allo spostamento di strato: è opportuno scegliere l'intero più vicino a  $N_{sd\_ott} = \frac{N_{bcf}}{2}$ , ma facendo sì che non si verifichi la condizione spiegata in precedenza.

### 3.6 Riepilogo dei risultati

Si riportano nelle tabelle 5, 6 e 7 i risultati ottenuti dal dimensionamento. Inoltre, in figura 24 si riporta la sezione della macchina.

<b>GRANDEZZA</b>	<b>SIMBOLO</b>	<b>VALORE</b>
F.e.m. indotta a vuoto	$E$	160 V
Potenza di dimensionamento	$A_d$	80 kVA
Induzione di dente massima	$B_d$	1,3 T
Flusso di dente massimo	$\Phi_{d0}$	0,012 Wb
Frequenza nominale	$f$	66,7 Hz
Velocità nominale	$N$	1000 rpm
Corrente di fase	$I$	167 A
Coppia	$T$	760 Nm

**Tabella 5: grandezze elettriche.**

<b>GRANDEZZA</b>	<b>SIMBOLO</b>	<b>VALORE (mm)</b>
Diametro al traferro	$D$	242
Lunghezza assiale	$l$	200
Traferro	$g$	1
Estensione periferica del magnete	$b_m$	78
Raggio rotorico	$R_{rot}$	117
Altezza giogo statorico	$h_{sy}$	23
Altezza giogo rotorico	$h_{ry}$	33
Larghezza denti	$b_d$	46

**Tabella 6: dimensioni geometriche.**

GRANDEZZA	SIMBOLO	VALORE
Numero di poli	$N_m$	8
Numero di denti	$N_d$	9
Numero di bobine per ciclo-fase	$N_{bcf}$	3
Numero di strati	$N_s$	2
Numero di spostamento denti	$N_{sd}$	2
Fattore di avvolgimento	$k_w$	0,9019
Numero di cave per polo-fase	$q$	0,375
Numero di spire per bobina	$N_{spb}$	8

Tabella 7: altre grandezze.

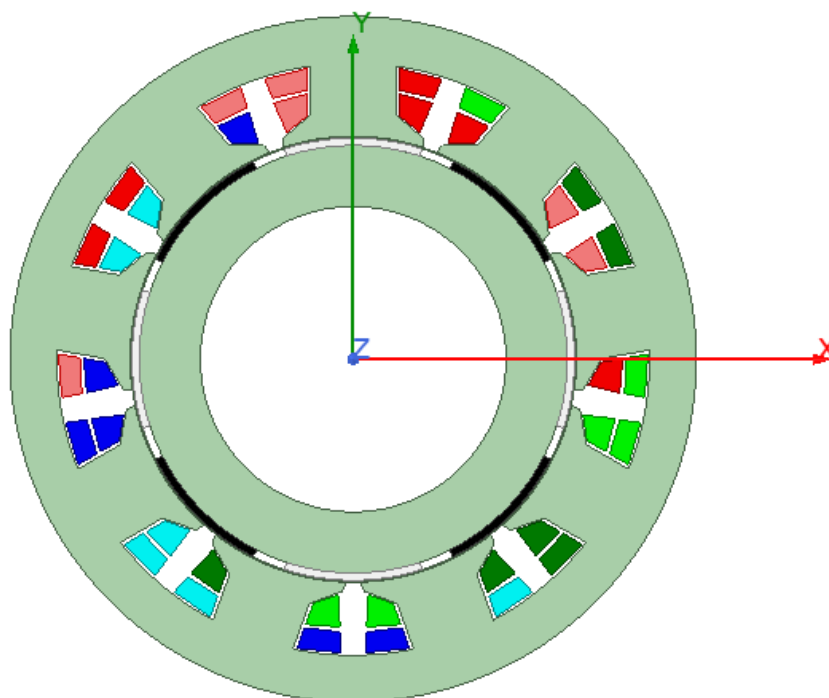


Figura 24: sezione della macchina dimensionata realizzata su Maxwell.

## CAPITOLO 4 – Analisi FEM con il software Ansys Maxwell

### 4.1 Introduzione

Il software usato in questo lavoro di tesi, ossia Ansys Maxwell, è un risolutore di campi elettromagnetici in 2D e in 3D a bassa frequenza, ampiamente utilizzato nel settore ingegneristico per la progettazione di dispositivi elettromagnetici. Ci si è limitati, per la simulazione della macchina dimensionata, ad un'analisi in 2D, ritenuta sufficiente nella fase iniziale del progetto; inoltre, un'analisi in 3D richiederebbe una potenza di calcolo non indifferente.

Ansys Maxwell basa il suo funzionamento sull'analisi agli elementi finiti, anche detta analisi FEM (*Finite Element Method*), applicata per risolvere equazioni integro-differenziali che non possono essere risolte analiticamente. Nel caso dello studio di una macchina a magneti permanenti, l'analisi FEM si rivela decisamente utile in quanto è in grado di fare elaborazioni di geometrie complesse e di tener conto di particolari fenomeni, come la saturazione dei materiali ferromagnetici. Le equazioni integro-differenziali risolte con il metodo agli elementi finiti, in tal caso, sono le equazioni di Maxwell.

In questo capitolo si riportano e si discutono i risultati delle seguenti prove, delle quali le prime cinque sono state eseguite a corrente impressa, mentre l'ultima a tensione impressa:

- prova a rotore fermo e avvolgimenti non alimentati (prova statica);
- prova a vuoto a frequenza nominale;
- prova a carico a frequenza nominale;
- perdite nel ferro, nel rame e nei magneti a frequenza  $f = 50 \text{ Hz}$ ;
- perdite nei conduttori a frequenza  $f = 250 \text{ Hz}$ ;
- alimentazione della macchina da VSI.

La macchina in esame è rappresentata in figura 3.3. Ai lati attivi sono stati assegnati colori diversi per indicare l'appartenenza alle tre fasi; in particolare, i lati attivi della fase A sono colorati in rosso (verso di percorrenza positivo, uscente) e in rosa (verso di percorrenza negativo, entrante), la fase B in blu (verso di percorrenza positivo) e in celeste (verso di percorrenza negativo), la fase C in verde scuro (verso di percorrenza positivo) e in verde chiaro (verso di percorrenza negativo).

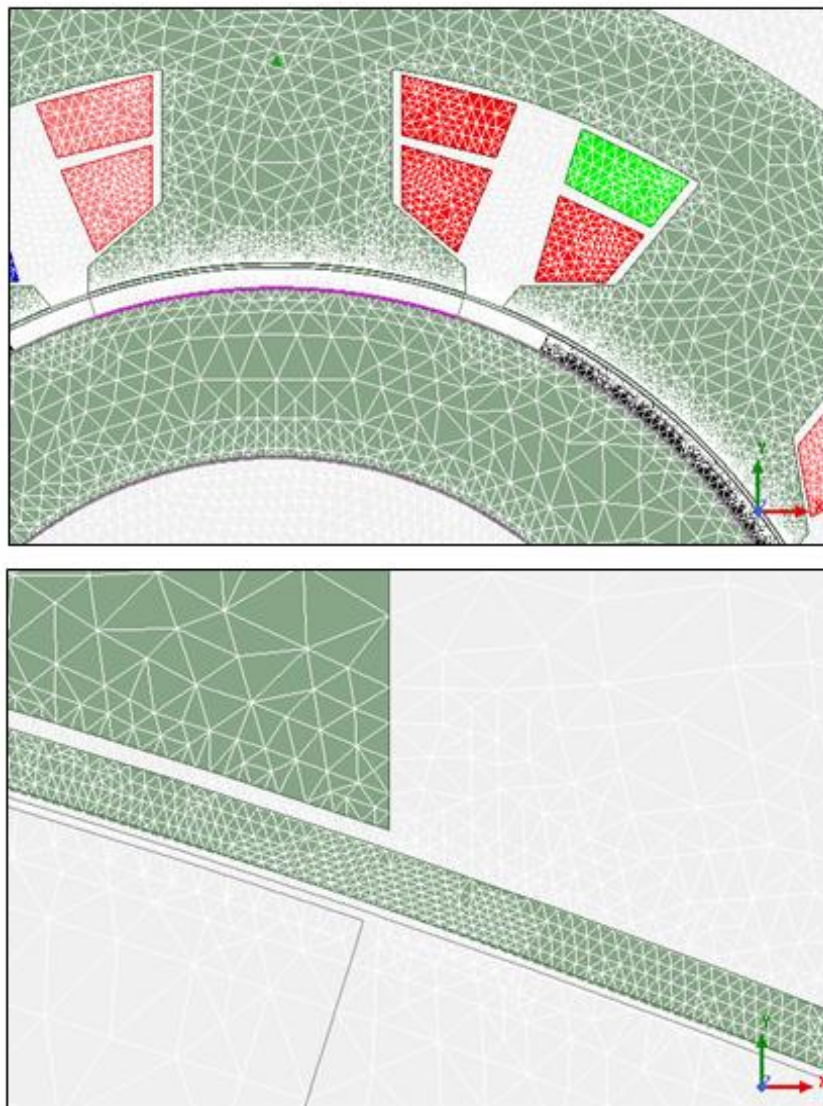
Per quanto riguarda i magneti permanenti, i poli Nord sono colorati di bianco e i Sud in nero. I nuclei di rotore e statore sono di materiale Steel1010.

Si osserva che i lati attivi non sono divisi visibilmente nelle 8 spire per bobina calcolate durante il dimensionamento, tuttavia essi saranno inseriti nei dati di avvolgimento nelle simulazioni successive.

L'albero sul quale è montata la macchina è stato simulato con un materiale amagnetico, ossia il vuoto.

Anche solo guardando l'aspetto della macchina, è facile notare lo sfasamento graduale tra gli assi dei magneti e gli assi dei denti. Infatti, plottando il modulo dell'induzione magnetica nella zona dentata, considerando come linea di integrazione quella che passa per la metà dell'altezza dei denti, è chiaro che ha un andamento simile ad una sinusoidale.

Quando si effettua l'analisi FEM, è necessario creare una mesh sufficientemente fitta, affinché la soluzione sia accurata. Ciò va fatto con particolare attenzione nel traferro, nel quale si concentra la maggior parte dell'energia magnetica. In figura 25 è riportata la mesh, con ingrandimento del traferro per mostrare la mesh molto fine creata in esso, ottenuta impostando come massima lunghezza 1/5 del traferro.

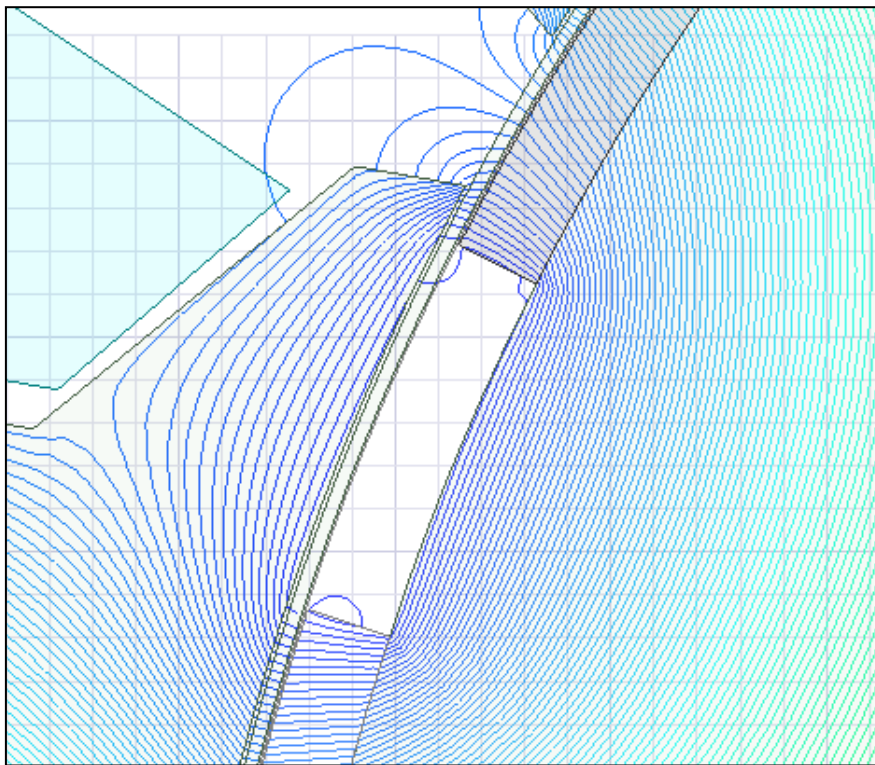


**Figura 25: rappresentazione della mesh (in alto) e dettaglio della mesh nel traferro (in basso).**

#### 4.2 Prova statica

Questa prova si esegue a rotore fermo e ad avvolgimenti non alimentati. Essa serve a visualizzare la distribuzione del flusso nel nucleo ferromagnetico e nelle restanti parti della macchina e a verificare che, in condizione di funzionamento a vuoto, non ci sia saturazione. Su Maxwell la prova si effettua impostando Magnetostatics nella Solution Type.

Plottando le linee di flusso e impostando un numero di divisioni elevato, ad esempio 200 divisioni, è possibile osservare il flusso disperso che, partendo da un magnete, si richiude nell'altro magnete attraverso il ferro del dente, come rappresentato in figura 26. Si ricorda, infatti, che non tutto il flusso del magnete attraversa il dente e si concatena con le bobine.



**Figura 26: flusso disperso di un magnete.**

Si è scelto di realizzare una macchina sincrona di tipo AC brushless, quindi ai magneti è stata assegnata una magnetizzazione di tipo parallelo.

La prima verifica è quella dell'induzione nella zona dentata. Il valore desiderato di induzione nel dente allineato con uno dei magneti è di 1,3 T. La simulazione dà come risultato circa 1,4 T, quindi non lontano dal valore calcolato. In particolare, questo valore è calcolato a metà dell'altezza del dente, zona in cui l'induzione risulta abbastanza uniforme, come si evince da figura 27. Si è plottato anche il modulo dell'induzione nell'intera zona dentata per dimostrare il suo andamento vicino ad una sinusoidale; esso è

presente in figura 28. L'induzione di questo tipo è la causa del basso contenuto armonico della tensione indotta a vuoto.

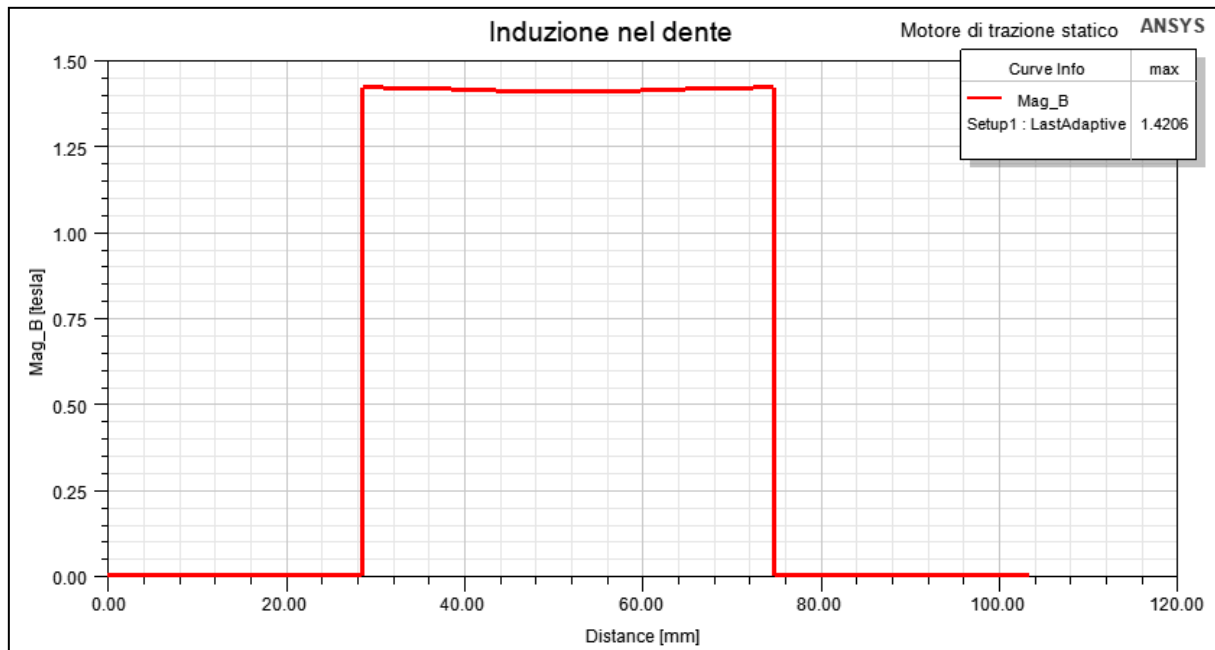


Figura 27: modulo dell'induzione magnetica nel dente allineato con un magnete Nord.

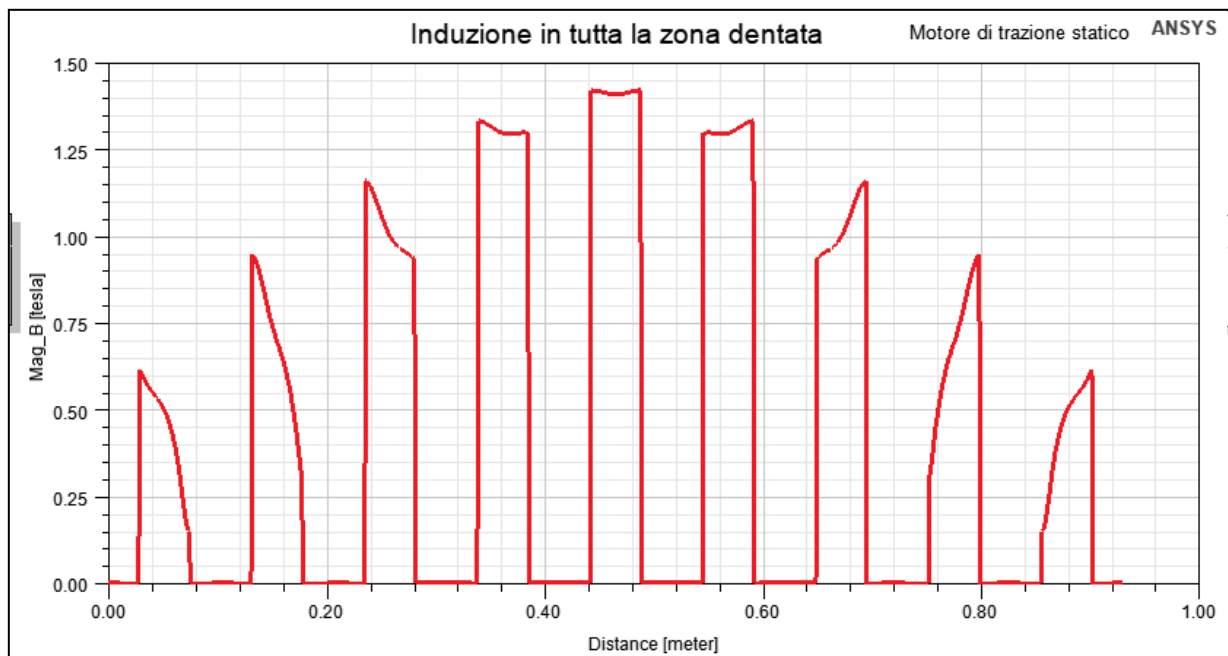
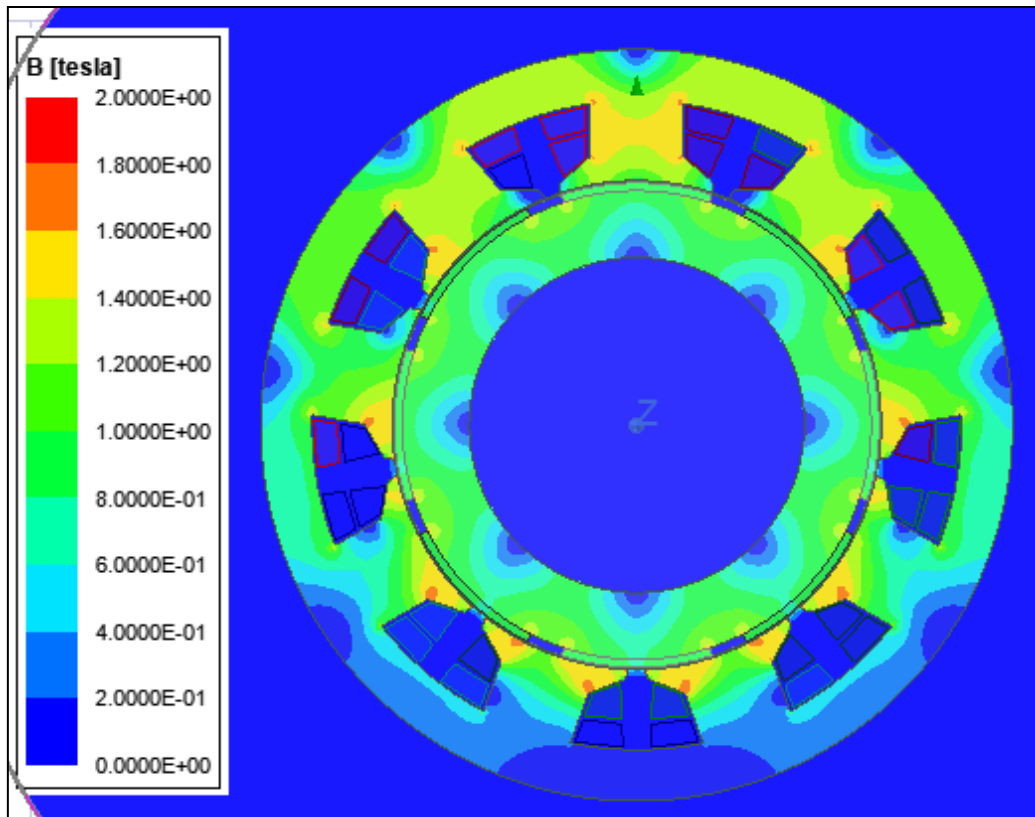


Figura 28: modulo dell'induzione magnetica nella zona dentata lungo tutta la periferia.

Altra verifica importante da effettuare è il livello di saturazione della macchina. Dunque, si è plottato il modulo dell'induzione magnetica su tutta la superficie della macchina. Si osservano valori di induzione compresi vicini a 1,8 T, ma localizzati in aree molto limitate dello statore, mentre nel resto della superficie il modulo dell'induzione non supera 1,6 T. Perciò, si può ritenere il ferro della macchina non saturo. In figura 29 è riportato il modulo dell'induzione con i relativi valori in tesla.



**Figura 29: modulo dell'induzione magnetica su tutta la sezione.**

Proseguendo sempre con la prova statica, ma alimentando opportunamente gli avvolgimenti, si possono verificare i valori di resistenza di fase ohmica e di induttanza di fase.

Si è alimentata la fase A con la corrente di 1 A, la fase B con la corrente di -1 A e la fase C con 0 A. In questo modo, la perdita ohmica che si ottiene coincide proprio con il valore della resistenza. È essenziale sottolineare che Maxwell svolge tutti i calcoli basandosi sulla lunghezza assiale della macchina pari a 1 metro. Quindi, i risultati corretti si ottengono moltiplicando le varie grandezze per la lunghezza assiale della macchina (in questo caso, 0,2 m).

Applicando la (2.29) per il calcolo della resistenza di fase, si ottiene  $R_f \cong 11,26 \text{ m}\Omega$ , il software dà come risultato  $R_{fFEM} \cong 10,91 \text{ m}\Omega$ . La differenza tra i due valori sta nel fatto che le sezioni di due lati attivi disposti nella stessa cava e accanto allo stesso dente sono leggermente diverse, perciò, nel calcolo analitico si è considerata la sezione media tra le due; invece, per il calcolo FEM si è considerata la sezione di un solo lato attivo. In ogni caso, i due valori non differiscono di molto e possono essere ritenuti coerenti.



Per il calcolo analitico dell'induttanza di fase, si sono usate le formule (2.22), (2.23), (2.24), (2.25) e (2.27). I risultati sono riportati di seguito:

- $L_c = 4,538 \cdot 10^{-8} H$
- $L_p = 4,438 \cdot 10^{-7} H$
- $k_\varphi = 1,025$
- $L_\rho = 4,220 \cdot 10^{-6} H$

Induttanza di fase:  $L_s = 3,89 mH$ .

Il risultato dell'analisi FEM si ottiene passivando i magneti permanenti e si può ricavare in due modi. Il primo modo è quello di determinare in modo diretto la matrice delle induttanze  $M_L$ . Si riporta di seguito tale matrice calcolata dal software, tenendo presente che questi valori sono riferiti alla lunghezza di 1 metro:

$$M_L = \begin{bmatrix} 12,401 & -3,9905 & -3,9902 \\ -3,9905 & 12,333 & -3,9796 \\ -3,9902 & -3,9796 & 12,332 \end{bmatrix} mH$$

Ricordando che l'induttanza sincrona è la differenza tra coefficiente di auto e di mutua induttanza, si ottiene (moltiplicando per 0,2):  $L_{sFEM} = 3,28 mH$ . Il risultato dell'analisi FEM si può ritenere coerente con quello analitico.

Il secondo metodo è basato sull'espressione dell'energia magnetica totale:

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \quad (2.38)$$

Considerando che  $i_a = 1 A$ ,  $i_b = -1 A$  e  $i_c = 0 A$ , segue che  $W_m$  coincide con  $L_s$ . Si deve tener conto anche di quest'altra relazione:

$$L_s = N_{spb}^2 \cdot L_1 \quad (2.39)$$

dove  $L_1$  è l'induttanza che si avrebbe se le bobine fossero costituite da una sola spira. La relazione (2.39) è utile in quanto, integrando l'energia magnetica su tutta la sezione, si ricava il valore di  $L_1$ , perché i singoli lati attivi non sono stati suddivisi fisicamente. I risultati sono i seguenti (dopo aver moltiplicato per 0,2):

- $L_{1FEM} = 5,11 \cdot 10^{-5} H$
- $L_{sFEM} = L_1 \cdot 8^2 = 3,27 mH$

Si ottiene, quindi, lo stesso risultato del primo metodo FEM.

### 4.3 Prova a vuoto

La prova si effettua ponendo in rotazione il rotore senza alimentare gli avvolgimenti. Si è dunque impostata la modalità Transient nella Solution Type, si è assegnata al rotore la velocità di 1000 rpm, corrispondente alla frequenza di 66,7 Hz, con verso di rotazione positivo, cioè antiorario. Inoltre, si è assegnata corrente nulla ai tre avvolgimenti di fase.

Dalla simulazione sono state ottenute tre grandezze: f.e.m. indotta, flusso concatenato (dovuto alla sola azione dei magneti permanenti) e coppia di cogging. La f.e.m. indotta nell'avvolgimento di fase, ha un andamento pressoché sinusoidale, come si nota in figura 30. In particolare, in questa figura è presente la f.e.m. di fase A.

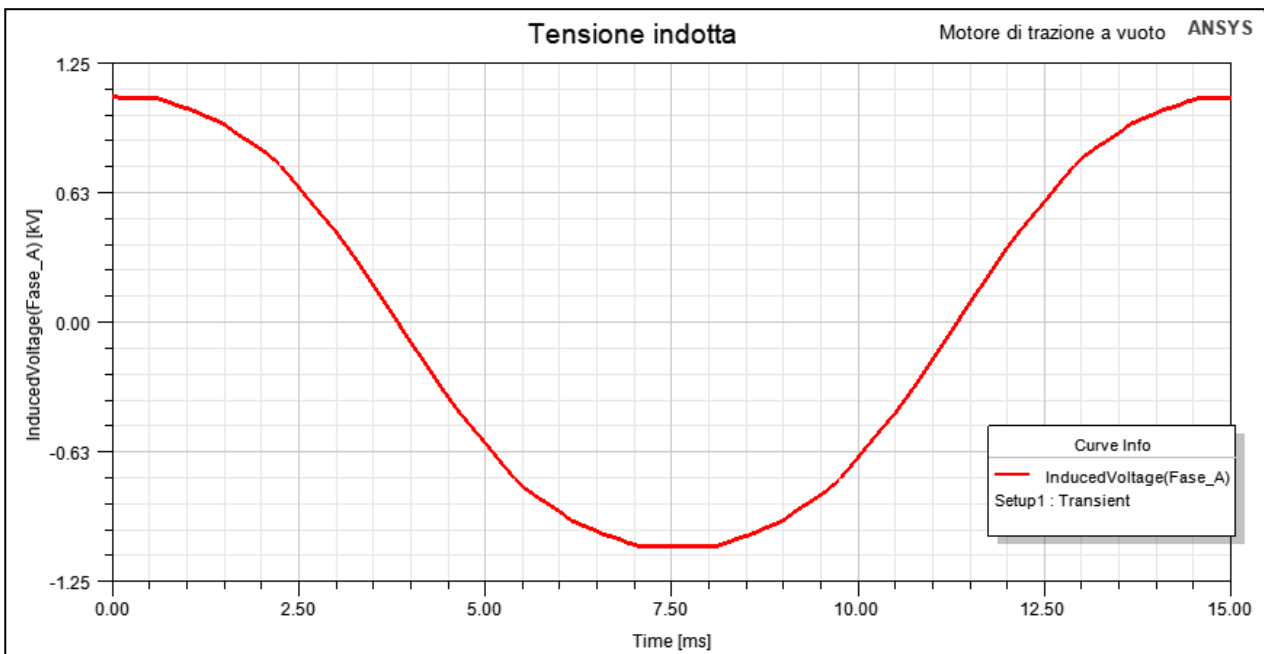
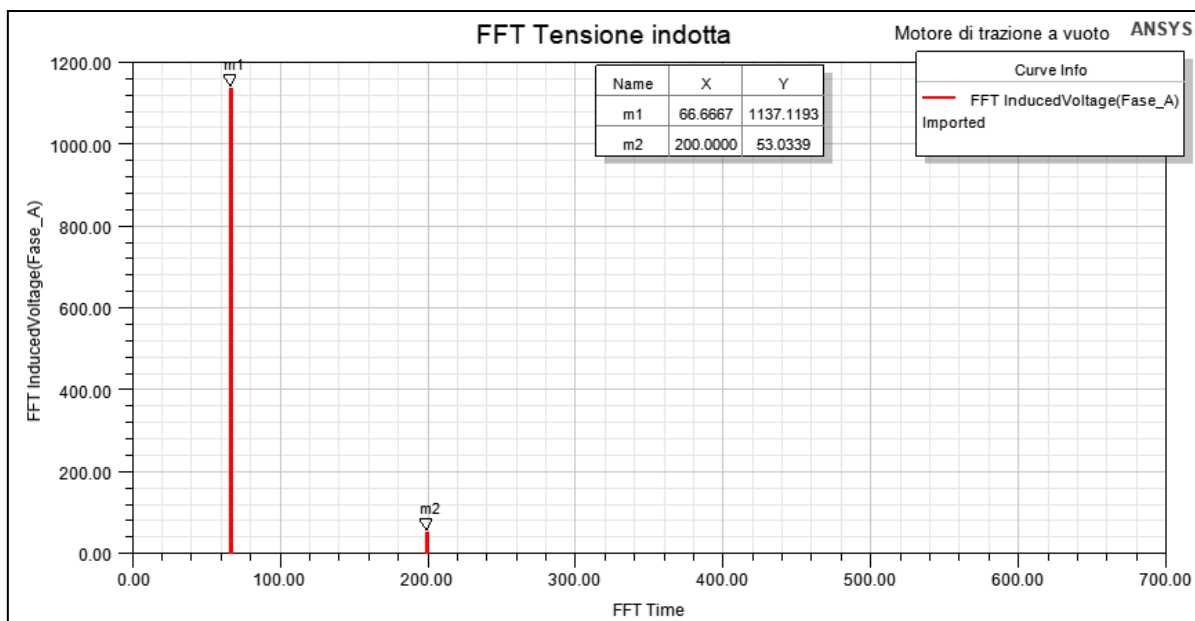


Figura 30: indotta a vuoto nell'avvolgimento di fase A.

Per fare una verifica più precisa della sinusoidalità e per conoscere l'ampiezza della prima armonica, si è calcolata la FFT della f.e.m. con una delle funzioni di Maxwell. Il modulo della FFT della f.e.m. è rappresentato in funzione della frequenza in figura 31. Nella stessa figura sono state evidenziate le ampiezze con dei marker.

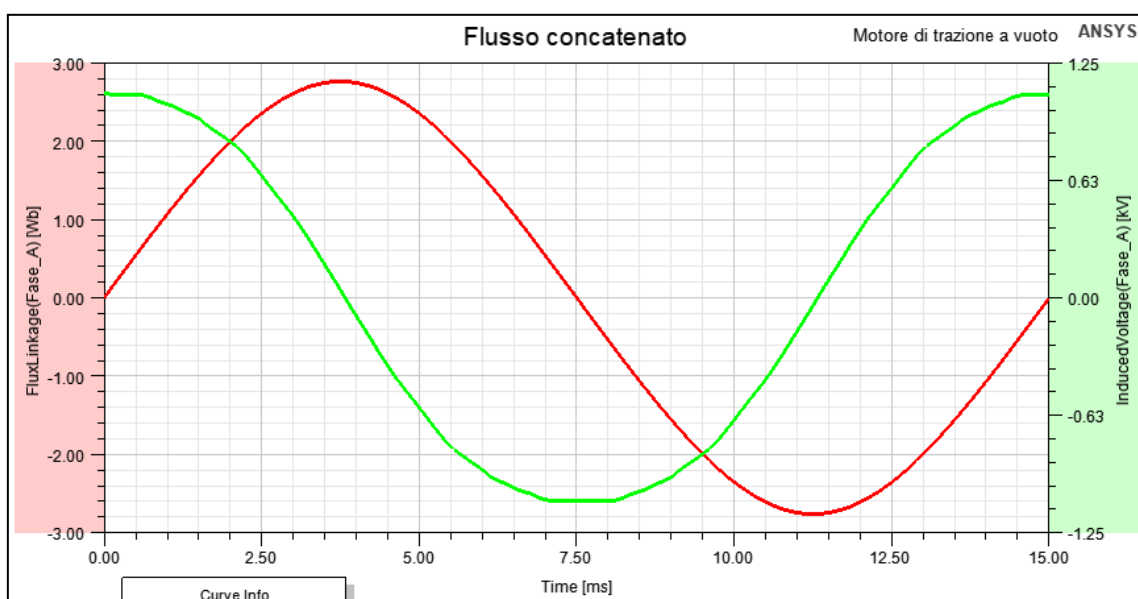
Risulta che l'ampiezza della prima armonica di f.e.m. indotta di fase è pari a 1137 V; naturalmente si deve moltiplicare per 0,2: la prima armonica è pari a  $\widehat{E}_{01} = 227 V$ . Dividendo poi per  $\sqrt{2}$  se ne ottiene il valore efficace:  $E_{01} = 161 V$ . Tale valore è coerente con il valore desiderato di 160 V.



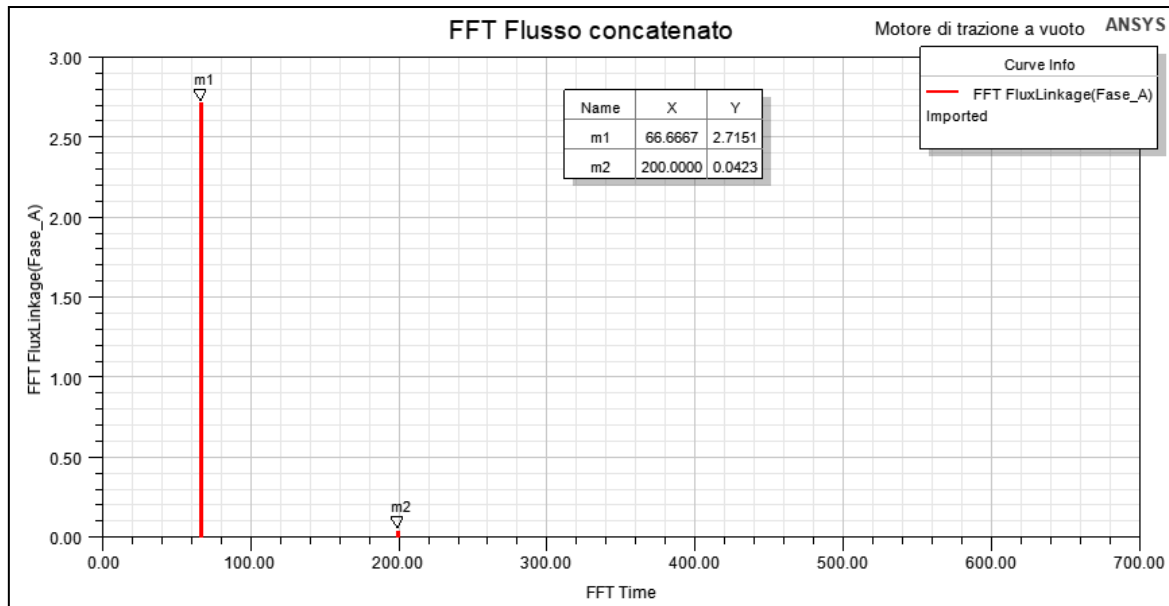
**Figura 31: FFT della tensione indotta a vuoto.**

È evidente che il contenuto armonico della f.e.m. indotta è basso. L'armonica più significativa è la terza armonica a 200 Hz, l'ampiezza della quale è il 4,7 % della fondamentale, dunque ha un peso trascurabile. Peraltro, la terza armonica è presente nella tensione di fase, ma non in quella concatenata.

Si deduce che il flusso concatenato ha un andamento nel tempo ancora più vicino ad una sinusoide, essendo l'integrale della f.e.m. Questa deduzione è confermata dal risultato della simulazione; si riportano in figura 32 la forma d'onda e in figura 33 la FFT del flusso concatenato con la fase A. Nel grafico del flusso in funzione del tempo è riportata anche la f.e.m. per mettere in evidenza il loro sfasamento di 90°.



**Figura 32: flusso concatenato con la fase A (in rosso) e f.e.m. indotta a vuoto di fase A (in verde).**



**Figura 33: FFT del flusso concatenato.**

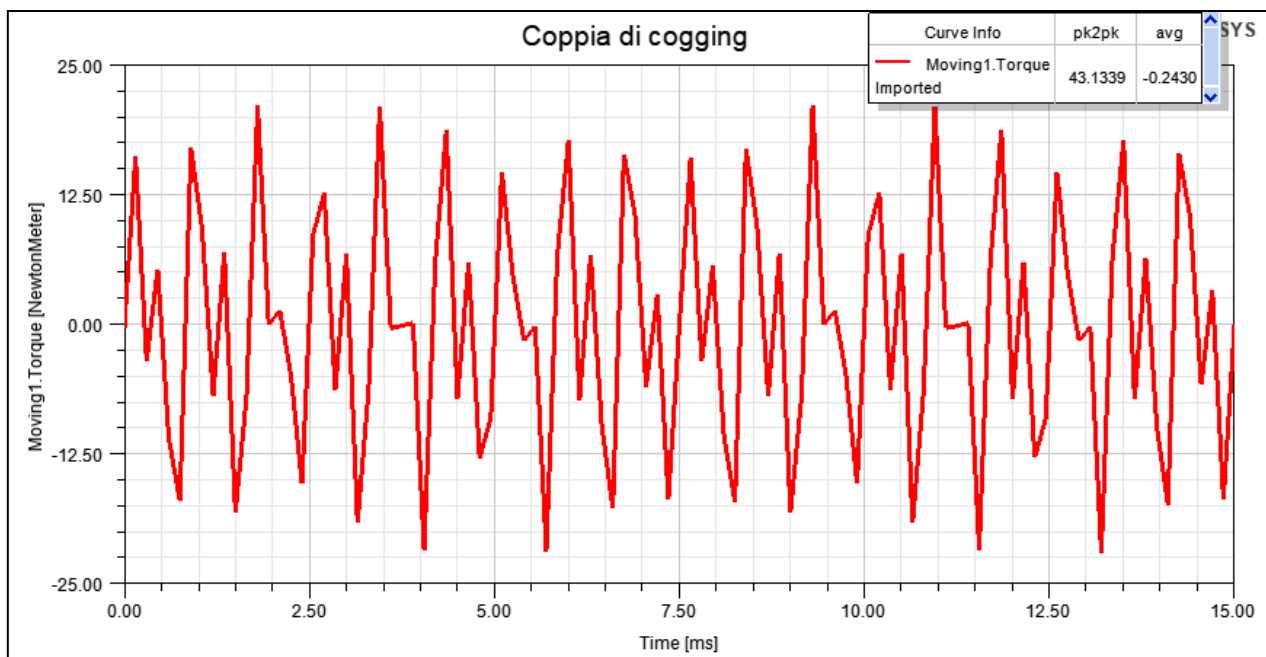
La coppia di cogging è a valor medio nullo. Di questa grandezza interessano il valore picco-picco e la sua frequenza. Riguardo a quest'ultima, si verifica che in generale, in tutte le macchine a magneti permanenti, il numero di periodi della coppia di cogging  $N_{cogging}$  in un periodo meccanico è dato dalla seguente relazione:

$$N_{cogging} = m.c.m. (N_m, N_d) \tag{2.40}$$

In questo caso si ha che  $N_m = 8$  e  $N_d = 9$ , quindi  $N_{cogging} = m.c.m. (8,9) = 72$ . Ciò comporta che in un periodo elettrico ci si aspetta di vedere 18 periodi di cogging; allora, la frequenza della coppia di cogging è 1200 Hz. Più è elevata tale frequenza, minore sarà l'ampiezza, quindi meno vibrazioni e meno rumore.

La simulazione FEM (fig 34) conferma che il numero di periodi di cogging in un periodo elettrico è 18. In tale simulazione, per evitare tempi di simulazione troppo lunghi, è stato scelto un passo di integrazione grossolano, che causa un andamento poco realistico della forma d'onda del cogging (l'andamento reale è smussato, mentre il grafico mostra forme d'onda appuntite); ciò però è sufficiente per individuare il numero di periodi e l'ampiezza.

Dalla simulazione risulta che l'ampiezza picco picco è pari a  $\Delta T_{cogging} \cong 43 N \cdot m$ , riferita alla lunghezza di 1 metro. Sarà evidente, nella prova a carico, che la coppia di cogging pesa molto poco sulla coppia di carico, quindi si può affermare che è stato raggiunto uno degli obiettivi, ossia generare una bassa coppia di cogging.



**Figura 34: coppia di cogging in funzione del tempo.**

#### 4.4 Prova a carico

Questa prova si effettua alimentando gli avvolgimenti e ponendo in rotazione il rotore. Si è trascurato il transitorio meccanico.

Si è simulata prima l'alimentazione in corrente; successivamente, la macchina sarà collegata all'inverter, quindi l'alimentazione sarà in tensione, al fine di studiare un comportamento più simile alla realtà. Sia la velocità che le correnti hanno valori nominali. Le correnti hanno andamento puramente sinusoidale e sono state implementate con le seguenti espressioni:

$$\begin{cases} i_A(t) = \sqrt{2} \cdot 167 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \\ i_B(t) = \sqrt{2} \cdot 167 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - 120^\circ) \\ i_C(t) = \sqrt{2} \cdot 167 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - 240^\circ) \end{cases}$$

L'espressione che si sceglie per la corrente è fondamentale in quanto da essa dipende la posizione del fasore di corrente nell'istante iniziale. Dalla conoscenza della posizione iniziale del fasore corrente si può capire come disporre il rotore nell'istante  $t = 0$  s per ottenere la coppia massima, ossia con i campi di rotore e statore a  $90^\circ$  elettrici [8]. Si ricorda il diagramma fasoriale della macchina in condizione di coppia massima e funzionamento da motore, rappresentato in figura 35.

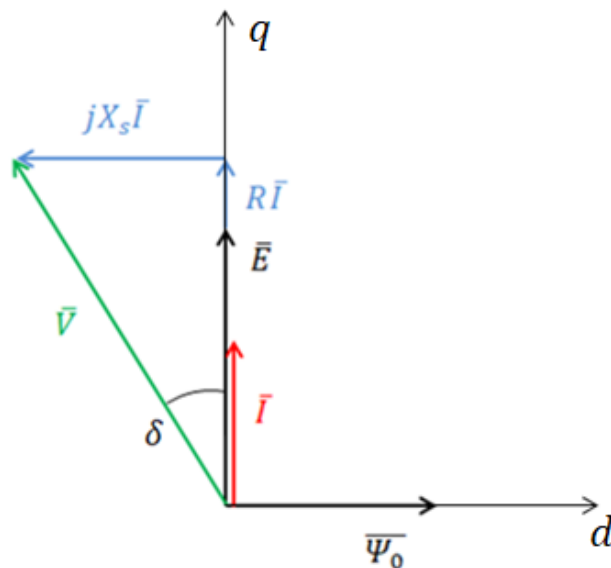


Figura 35: diagramma fasoriale in condizione di coppia massima e funzionamento da motore.

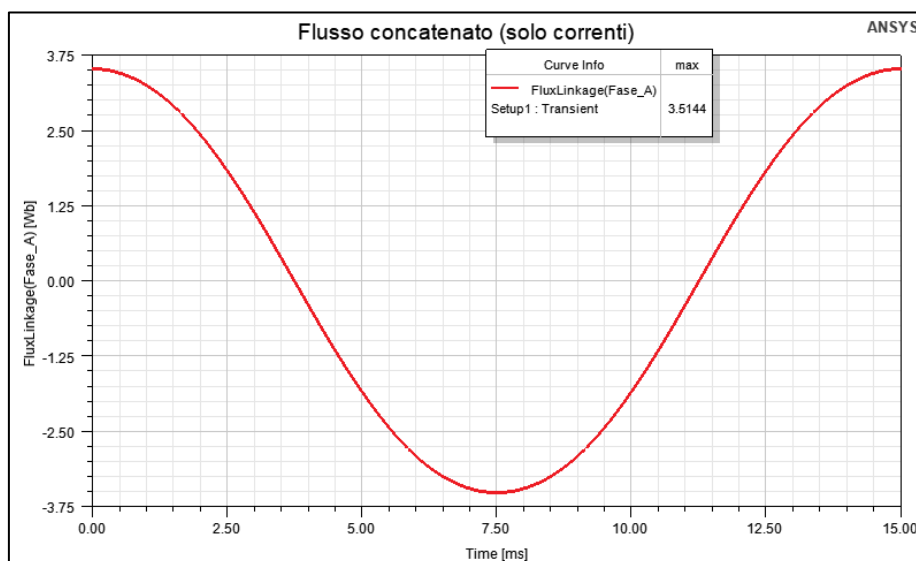
In condizione di coppia massima, quindi, il fasore di corrente  $\bar{I}$  deve trovarsi a  $90^\circ$  elettrici in anticipo rispetto al fasore del flusso concatenato a vuoto  $\bar{\Psi}_0$ , che è allineato con l'asse diretto, e in fase col fasore  $\bar{E}$ .

Dalle espressioni delle tre correnti di fase si deduce che il fasore di corrente è allineato con l'asse della fase A nell'istante iniziale. Perciò, per avere coppia massima con il funzionamento da motore, il rotore va posizionato in modo tale che, nell'istante iniziale, l'asse di uno dei magneti (in questo caso un polo Sud) si trovi in ritardo rispetto all'asse della fase A di  $90^\circ$  elettrici, che, con 4 coppie polari, corrispondono a  $22,5^\circ$  meccanici.

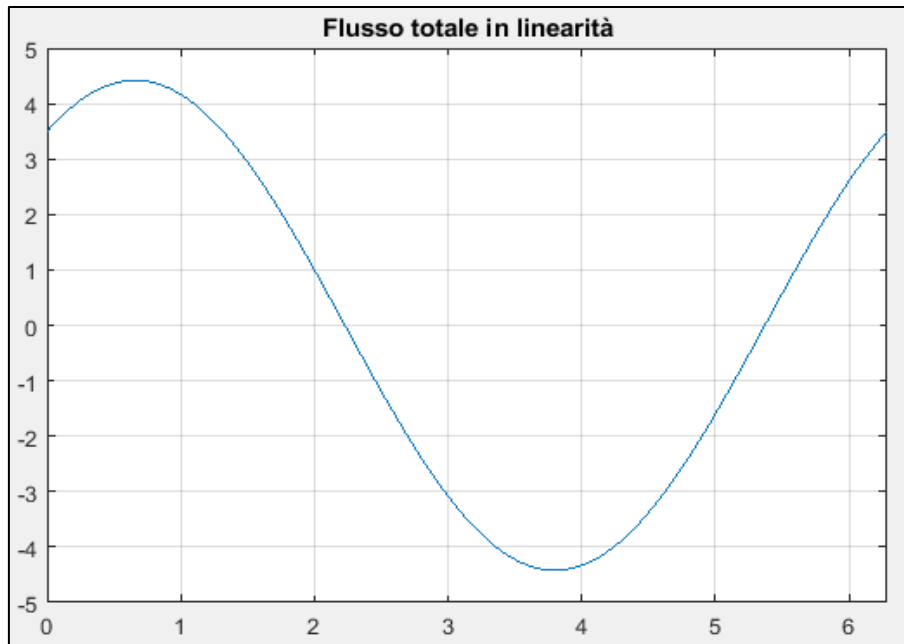
È stato ricavato il valore medio della coppia a carico: il valore ottenuto, moltiplicato per 0,2, è  $T_{nFEM} \cong 680 \text{ N} \cdot \text{m}$ , che differisce di circa il 10 % dal valore previsto analiticamente ( $760 \text{ N} \cdot \text{m}$ ). Si è appurato che tale differenza è dovuta al fatto che, in questa condizione di funzionamento, nel ferro statorico si rileva un valore di induzione superiore a 1,8 T in diverse zone dei corni dei denti, dunque nella macchina si verifica saturazione e, di conseguenza, un valore di coppia media diverso da quello determinato analiticamente. A sostegno di ciò, si riportano nel seguito le forme d'onda del flusso concatenato in alcune condizioni particolari:

- flusso dovuto alle sole correnti (figura 36), ottenuto da una simulazione in cui i magneti sono stati passivati;
- flusso totale in condizioni ideali di linearità magnetica (figura 37), ottenuto sommando le forme d'onda del flusso a vuoto (figura 32), e del flusso dovuto alle sole correnti (figura 36);
- flusso totale reale (figura 38);
- mappa di campo in condizioni reali (figura 39).

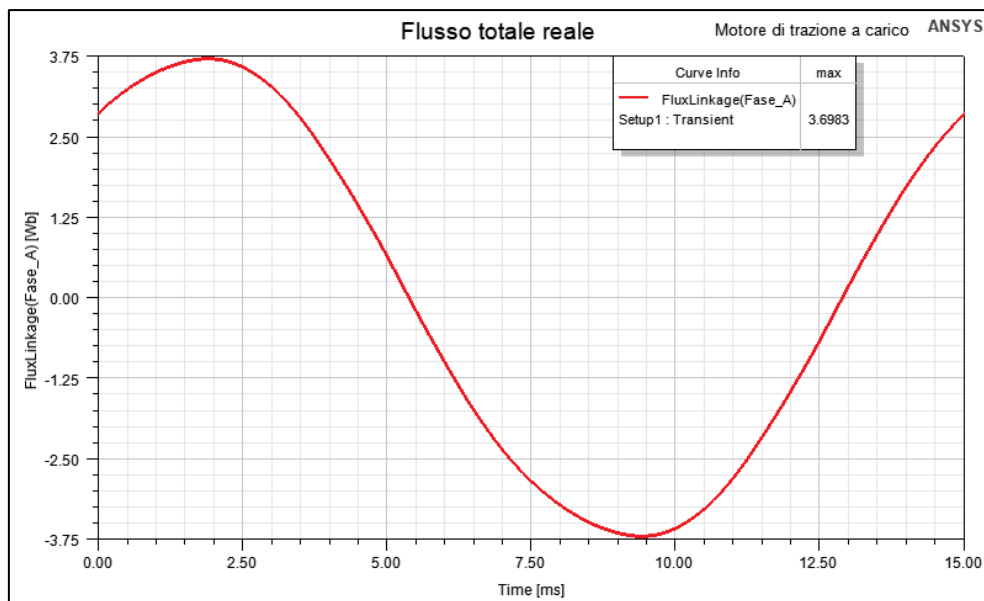
Si evince che il flusso totale che si otterrebbe se non ci fosse saturazione è superiore a quello reale, di conseguenza nel caso reale saturo la coppia è minore di quella teorica. Un rimedio per attenuare la saturazione può essere quello di adottare magneti con un'induzione residua più bassa; altre soluzioni sono riduzione delle correnti, aumentare l'altezza dei corni oppure diminuire la sezione dei magneti.



**Figura 36: flusso dovuto alle sole correnti.**

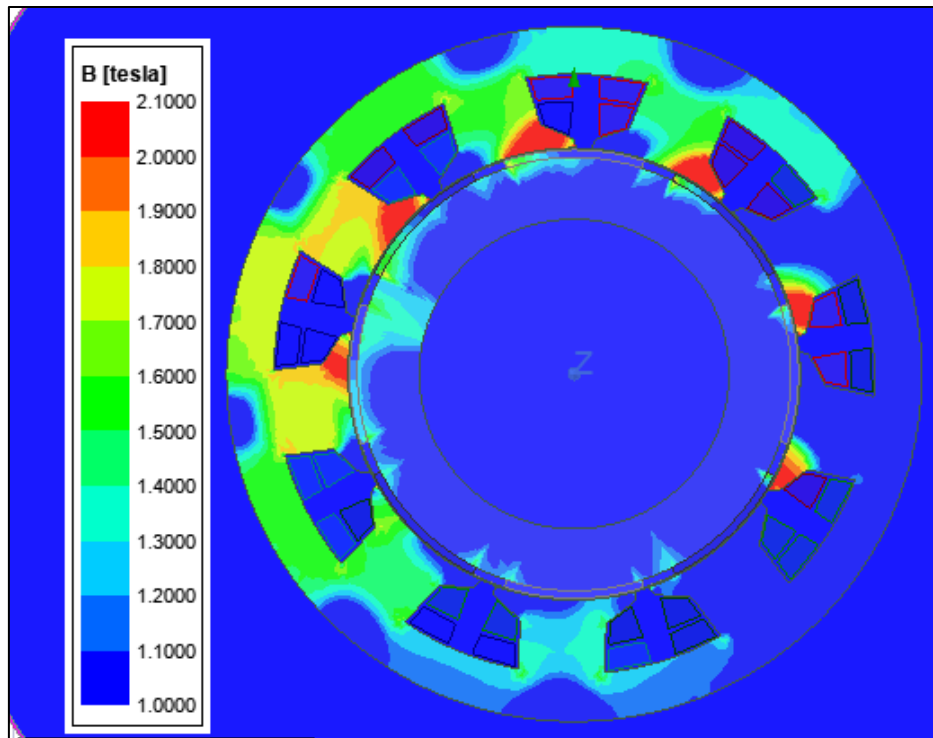


**Figura 37: flusso totale in assenza di saturazione.**



**Figura 38: flusso totale con saturazione.**

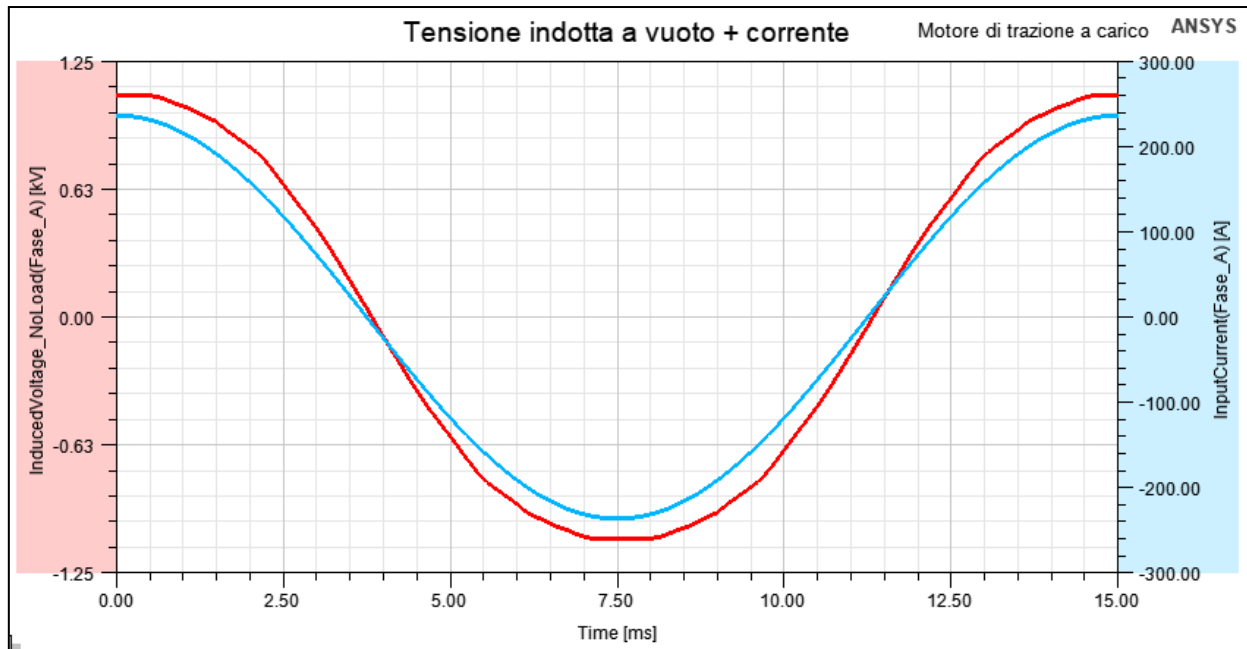




**Figura 39: mappa di campo in presenza di saturazione (zone rosse).**

Adesso è possibile comprendere il vantaggio dell'impiego delle macchine a bobine concentrate: se si fa il rapporto tra l'ampiezza picco-picco della coppia di cogging  $\Delta T_{cogg}$  calcolata nella prova a vuoto e il valor medio della coppia a carico ottenuto dall'analisi FEM, si ricava che  $\frac{\Delta T_{cogg}}{T_n} \cdot 100 = 1,2\%$ , nettamente inferiore al massimo valore accettabile del 5%. Ciò significa che, se si fa ruotare il rotore di una macchina a bobine concentrate reale a mano a macchina spenta, non si avverte alcuna resistenza alla rotazione.

Altra verifica effettuata è quella degli angoli di sfasamento tra i vari fasori che compongono il diagramma fasoriale. In figura 40 sono rappresentati sullo stesso grafico la tensione indotta a vuoto di fase A e la corrente di fase A: le due grandezze sono chiaramente in fase, come previsto dal diagramma fasoriale di figura 35. L'allineamento dei fasori  $\bar{E}$  ed  $\bar{I}$  è confermato anche dalla FFT della fase della f.e.m. a vuoto, che fornisce come risultato della fase della prima armonica il valore  $-1,8^\circ$ , dunque molto vicino a zero.



**Figura 40: andamento nel tempo della tensione indotta a vuoto (in rosso) e della corrente (in azzurro).**

La somma fasoriale delle quantità  $\bar{E}$  e  $jX_S\bar{I}$  dà la tensione indotta a carico  $\bar{E}_{load}$ , il modulo della quale è molto vicino a quello della tensione ai morsetti  $\bar{V}$  in quanto la caduta di tensione sulla resistenza è bassa. Il modulo della prima armonica della tensione ai morsetti risulta:

$$|\bar{V}| \cong \sqrt{|\bar{E}|^2 + |jX_{SFEM}\bar{I}|^2} \cong 1615 \text{ V}$$

Sull'angolo di sfasamento tra  $\bar{V}$  ed  $\bar{E}$ , ossia l'angolo  $\delta$  indicato in figura 33, si prevede che  $\bar{V}$  sia in anticipo rispetto ad  $\bar{E}$  di un angolo pari a:

$$\delta = \arctg\left(\frac{X_{SFEM} \cdot |\bar{I}|}{|\bar{E}|}\right) \cong 45^\circ$$

I grafici di figure 41 e 42 mostrano la FFT del modulo e della fase della tensione ai morsetti, con valori che si discostano di poco da quelli appena calcolati; infatti:  $|\bar{V}|_{FEM} \cong 1579 \text{ V}$ ,  $\phi_{VFEM} \cong 48^\circ$ .

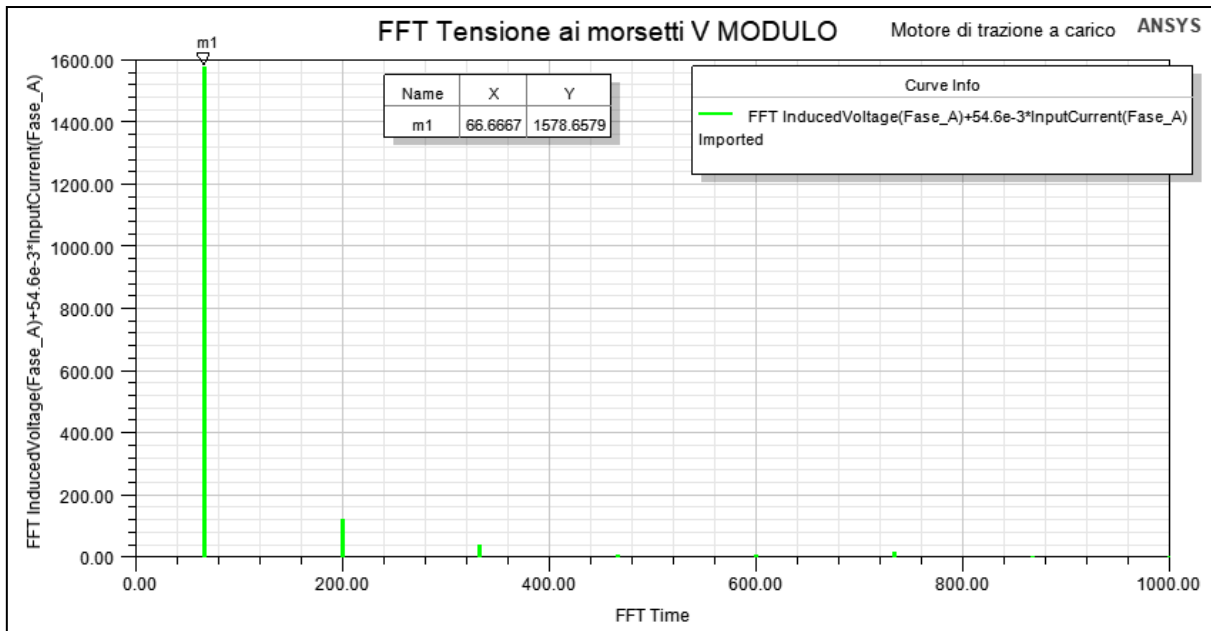


Figura 41: FFT del modulo della tensione ai morsetti.

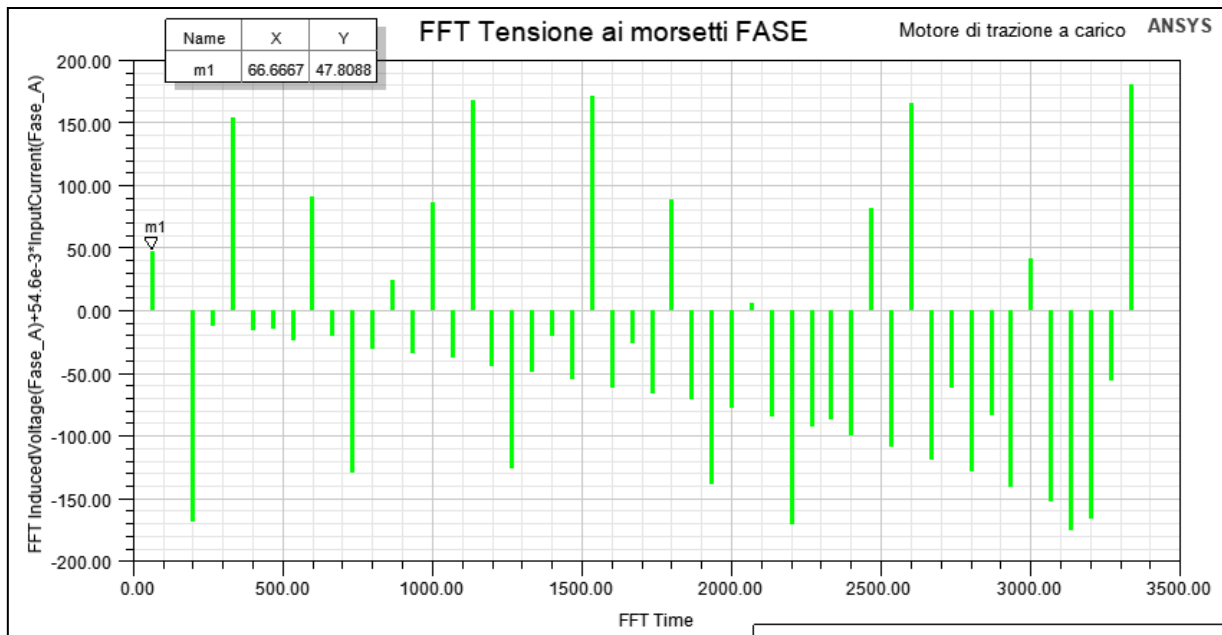


Figura 42: FFT della fase della tensione ai morsetti.

#### 4.5 Perdite nel rame, nei magneti e nel ferro a 50 Hz

Maxwell permette il calcolo delle perdite nelle diverse parti della macchina. Naturalmente, bisogna ricordare che tutti i valori di perdita ottenuti con Maxwell vanno moltiplicati per la lunghezza assiale della macchina.

Ai fini del calcolo della potenza dissipata, sono state apportate alcune modifiche alla macchina. Per prima cosa, ai nuclei rotorico e statorico è stato assegnato il materiale laminato M400-50a, con fattore di stipamento pari a 0,95. Le caratteristiche di perdita specifica in funzione della frequenza e dell'induzione sono state prese dal data sheet del materiale prodotto dall'azienda Sura Magnets e inserite in Maxwell manualmente; il data sheet è riportato in figura 43.

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,07	32,6	0.07	0.16	0,48	2.12	8.64
0,2	0,09	0,18	43,5	0.26	0.64	1,80	7.49	30.1
0,3	0,19	0,33	50,8	0.54	1.35	3,77	15.3	62.7
0,4	0,31	0,50	57,2	0.88	2.25	6,29	25.7	109
0,5	0,46	0,69	63,4	1.27	3.33	9,37	39.0	172
0,6	0,62	0,91	69,9	1.73	4.58	13,1	56.1	256
0,7	0,81	1,16	77,3	2.24	6.03	17,5	77.1	367
0,8	1,01	1,46	86,0	2.80	7.68	22,7	103.1	509
0,9	1,24	1,81	97,2	3.44	9.58	28,8	135.0	685
1,0	1,49	2,23	113,2	4.15	11.7	35,9	173.3	899
1,1	1,76	2,79	137,8	4.95	14.2	44,2	218.8	1155
1,2	2,09	3,60	180,2	5.85	17.0	53,8	272.4	1453
1,3	2,46	5,07	269,5	6.88	20.2	64,9	334.6	1793
1,4	2,96	8,80	516,8	8.18	23.8	77,4	405.6	2130
1,5	3,57	21,6	1307	9.82	28.3	91,7	488.4	
1,6	4,38	57,2	3180					
1,7	5,02	128	6361					
1,8	5,47	243	10890					

**Figura 43: data sheet del materiale M400-50a prodotto da Sura Magnets.**

Per impostare la direzione di laminazione corretta, ossia coi piani delle lamine perpendicolari alla dimensione assiale della macchina, è necessario impostare V(3) nelle proprietà del materiale assegnato.

Altra modifica apportata è quella relativa ad uno dei lati attivi; esso è stato suddiviso in otto conduttori, in quanto ciascuna bobina è fatta di 8 spire. In questo modo, è possibile calcolare le perdite nel rame effettive, moltiplicando la perdita negli 8 conduttori per il numero di lati attivi (12) e il numero di fasi (3). Il modo in cui è stata effettuata la suddivisione è mostrato in figura 44. Le 8 sezioni sono state separate adeguatamente per creare l'isolamento necessario e per permettere la creazione della mesh.



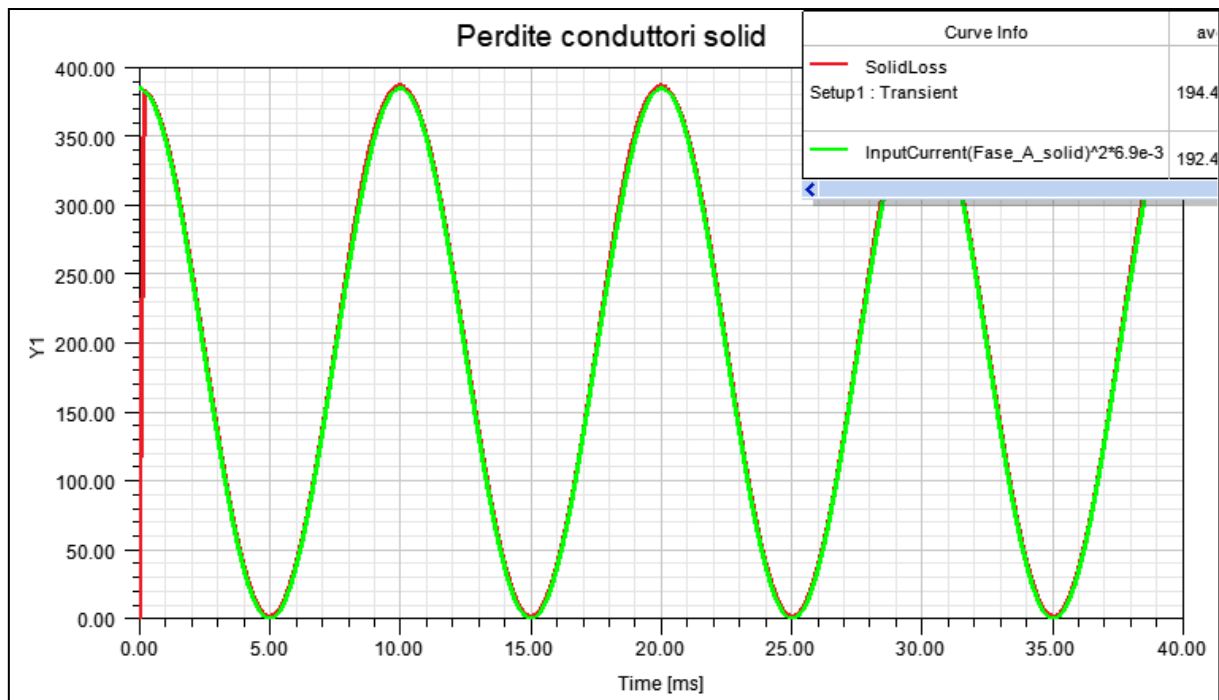
**Figura 44: divisione in 8 parti di un lato attivo.**

Si tratta di 8 conduttori che, in questa prova, sono massicci, ma in seguito saranno eseguite la suddivisione in piattine e la trasposizione. Si ricorda che, in corrente alternata, i materiali conduttori percorsi da corrente sono sede di una perdita principale, o ohmica, e di una addizionale, dovuta alle correnti parassite indotte dal flusso a concatenamento variabile. Per calcolare la perdite totale nel rame, somma delle due perdite appena descritte, è necessario impostare “Set eddy effects” negli 8 conduttori. In generale, con questa impostazione Maxwell considera massiccio (Solid, col linguaggio di Maxwell) l’elemento in cui si vogliono calcolare le perdite per correnti parassite. Se, invece, “Set eddy effects” non viene impostato, il software considera suddiviso l’elemento (Stranded).

Si osservi che, per ridurre i tempi di simulazione, solo 2 lati attivi (una andata ed un ritorno) della fase A sono stati modellizzati con gli 8 conduttori, mentre tutti gli altri lati attivi della fase A e tutti i lati attivi delle fasi B e C sono assunti stranded, e modellizzati dalla sezione totale del lato attivo.

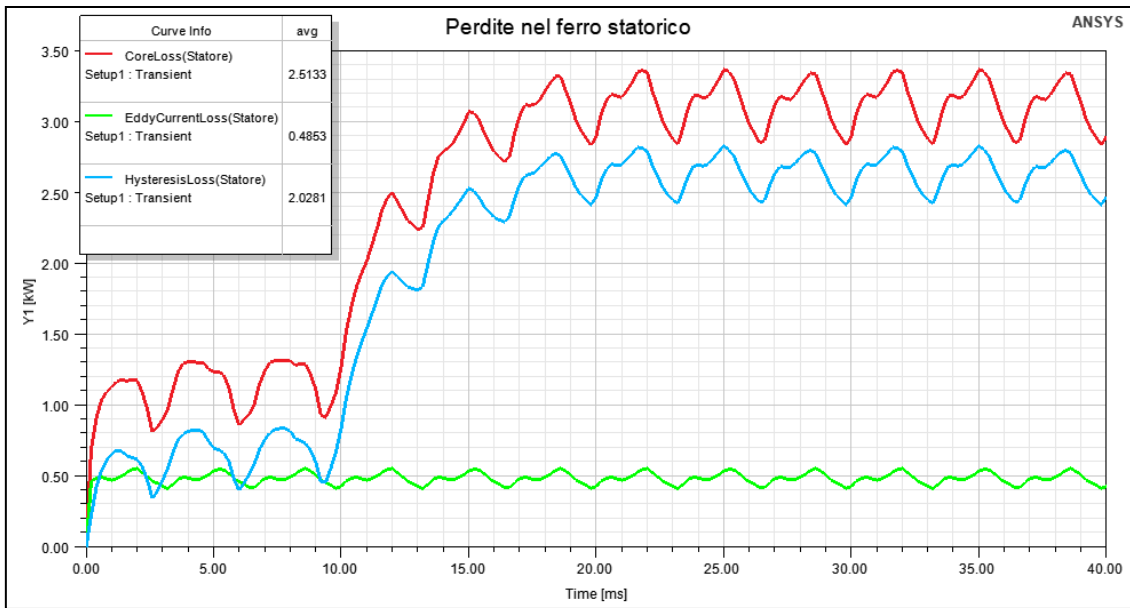
Il calcolo delle perdite è stato effettuato a 50 Hz in questa prova, poiché è una delle frequenze riportate sul data sheet del materiale del nucleo; inoltre, è vicina alla frequenza nominale di 66,7 Hz.

Si sono impostati gli Eddy Effects nei soli 8 conduttori in uno dei design per separare la potenza dissipata in essi da quella verificatasi in altre parti della macchina. Osservando il grafico delle perdite nei conduttori massicci, è chiaro che a 50 Hz la distribuzione disuniforme della densità di corrente pesa molto poco sulle perdite. In altre parole, le perdite addizionali sono di piccola entità, dunque le perdite totali coincidono praticamente con le sole ohmiche, come è evidente in figura 45, in cui le totali e le ohmiche si sovrappongono. Le ohmiche sono state ottenute moltiplicando il quadrato della corrente per la resistenza complessiva degli 8 conduttori, ossia circa  $6,9\text{ m}\Omega$ . Si conclude che, a questa frequenza, non sarebbe necessaria la suddivisione in piattine con trasposizione.

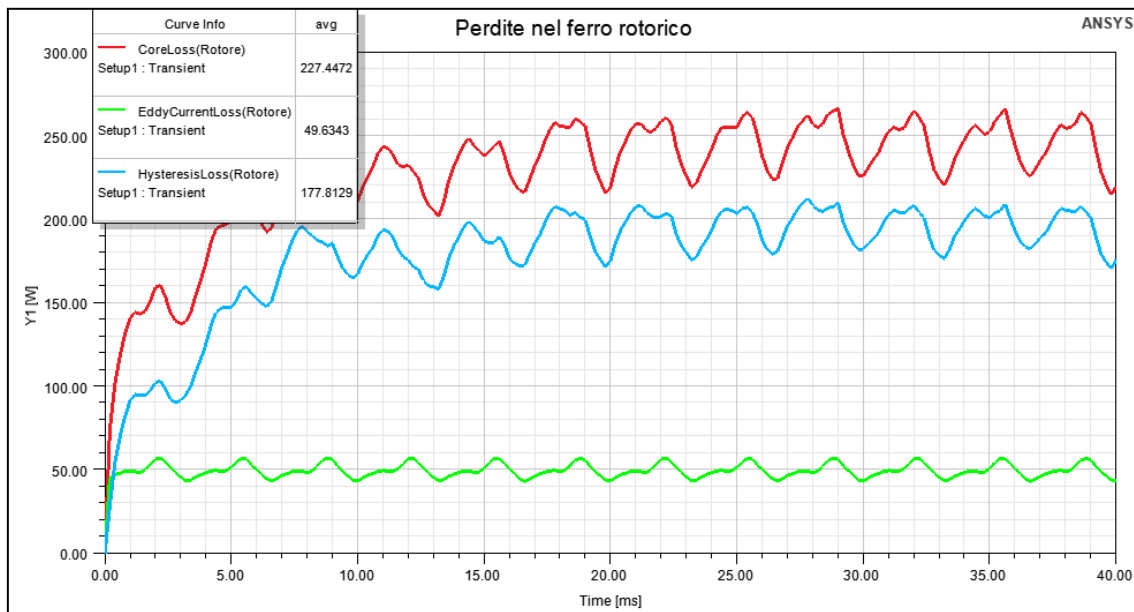


**Figura 45: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) negli 8 conduttori massicci.**

Per la determinazione delle perdite nel ferro, invece, è necessaria l'impostazione "Set core loss" nei nuclei. Nelle figure 46 e 47 sono riportate le perdite totali, cioè somma di perdite per isteresi e per correnti parassite, nei nuclei; chiaramente, esse aumentano all'aumentare della frequenza, a parità di induzione magnetica. Si nota che le perdite nel ferro statorico sono molto più grandi di quelle nel ferro rotorico; ciò è dovuto al fatto che il campo magnetico si muove rispetto allo statore, mentre è solidale con il rotore. Le perdite rotorico, anche se basse, sono comunque presenti, in quanto durante la rotazione il campo vede una riluttanza variabile dovuta all'alternanza denti-cave.



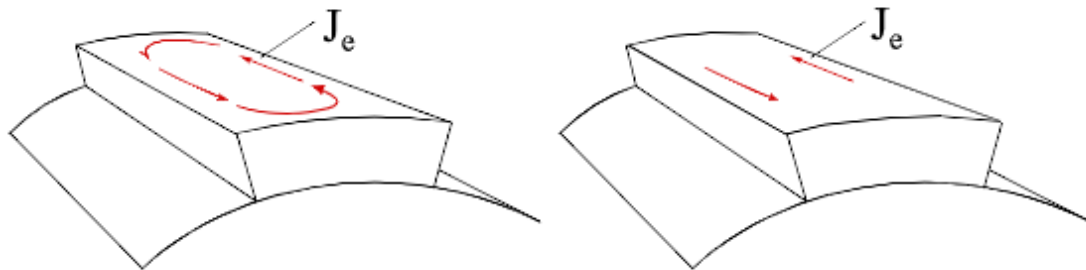
**Figura 46: perdite nel nucleo ferromagnetico statorico per isteresi (in azzurro), per correnti parassite (in verde), totali (in rosso).**



**Figura 47: perdite nel nucleo ferromagnetico rotorico per isteresi (in azzurro), per correnti parassite (in verde), totali (in rosso).**

Infine, si sono determinate le perdite nei magneti, sedi anch'essi di correnti indotte dalla variazione della riluttanza magnetica. Per avere i valori di potenza dissipata nelle varie parti conduttive separatamente, si settano gli eddy effects soltanto in un magnete (dopo averli deselezionati per i conduttori massicci). Inoltre, come suggerito dal testo "Design of permanent magnet brushless machines" (Hendershot-Miller) [5], in tale magnete si impone corrente nulla; imporre corrente nulla nel magnete significa forzare la corrente parassita indotta a richiudersi nello stesso magnete, anziché attraverso altri percorsi conduttivi, come ad esempio altri magneti; quest'ultima situazione si verificherebbe se non si imponesse corrente nulla, in

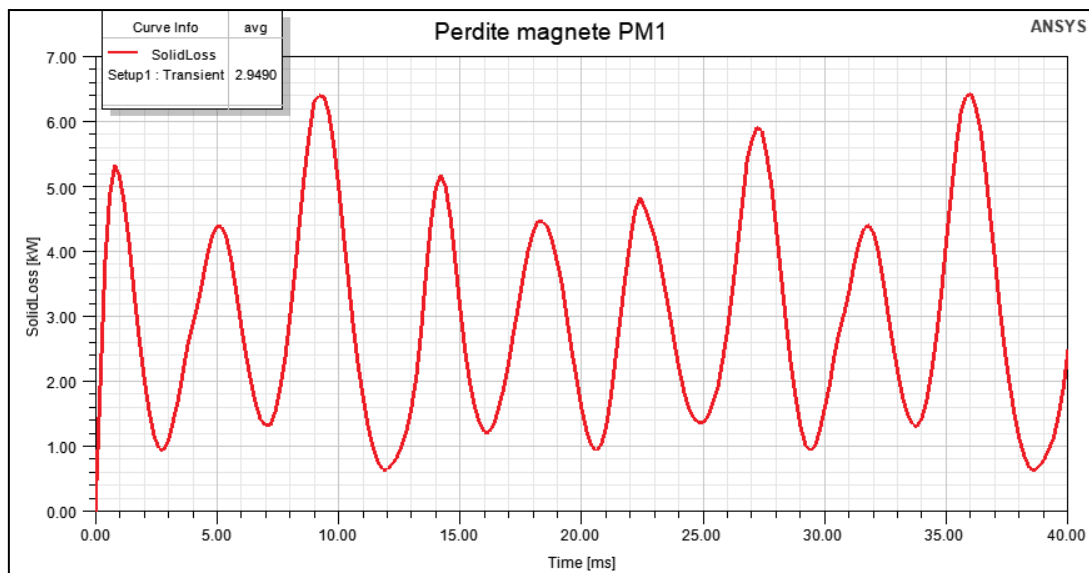
quanto la macchina è simulata in 2D, dunque il software assume che essa abbia lunghezza infinita. La situazione è spiegata in figura 48, che mostra la densità di corrente parassita reale e quella del modello 2D con l'imposizione di corrente nulla.



**Figura 48: densità di corrente reale indotta nel magnete (a sinistra) e densità di corrente simulata con magneti di lunghezza infinita (a destra).**

Per ridurre l'entità delle correnti parassite, è pratica usuale dividere i magneti in parti più piccole in senso periferico. Dalle simulazioni riportate nelle figure 49, 50 e 51 è evidente il miglioramento della situazione passando dal magnete non suddiviso alla suddivisione in due metà uguali e in quattro parti uguali. Negli ultimi due casi, gli eddy effects sono stati settati solo in una delle parti del magnete, dunque la perdita totale nel magnete va moltiplicata per il numero di parti, in modo da fare un confronto con il caso del magnete non suddiviso. I valori ottenuti sono sempre riferiti ad 1 metro di lunghezza.

In un magnete non suddiviso, si ha:  $P'_{lec} = 2949 W$ .



**Figura 49: perdite per correnti parassite indotte in un magnete non suddiviso.**

Suddividendo il magnete in due parti uguali e calcolando le perdite in una delle due metà, si ottiene:  $P'_{lec} = 799 W$ , che va moltiplicato per 2, quindi la potenza dissipata è di 1598 W, inferiore al valore nel caso di magnete non suddiviso.



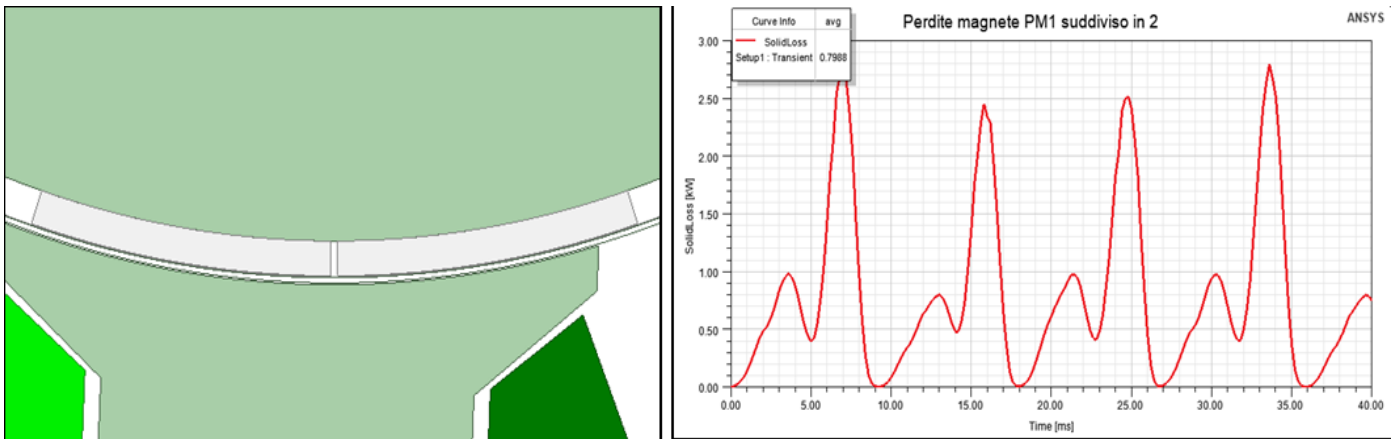


Figura 50: perdite in una delle due metà del magnete (suddivisione in due parti).

La stessa operazione è stata fatta nel caso di suddivisione in quattro parti. Il valore di perdita in una delle 4 parti è:  $P'_{lec} = 96 \text{ W}$ ; moltiplicando per 4, si ottiene 384 W, di gran lunga inferiore rispetto al caso di magnete non suddiviso. Naturalmente, il numero di parti in cui eseguire la suddivisione deve essere compatibile con la fattibilità costruttiva.

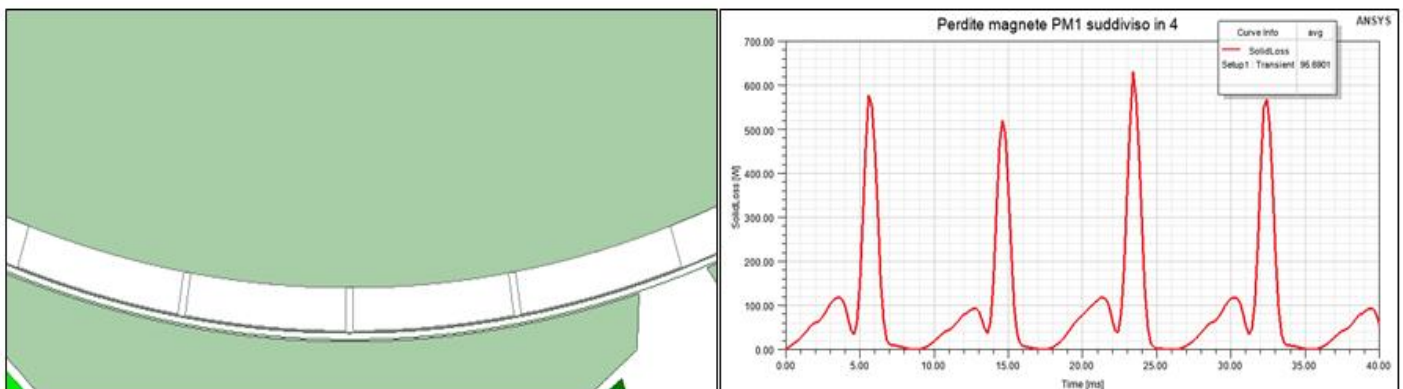


Figura 51: perdite per correnti parassite in una delle 4 parti del magnete (suddivisione in 4).

Si riportano i risultati appena ottenuti in tabella 8.

SUDDIVISIONE	PERDITA $P'_{lec}$ [W]
Magnete non suddiviso	2949
Magnete suddiviso in 2	1598
Magnete suddiviso in 4	384

Tabella 8: perdite al variare del numero di suddivisioni.

#### 4.6 Funzionamento in zona di deflussaggio a 250 Hz e trasposizione

Poiché a 250 Hz la macchina lavora oltre il corner point, bisogna verificare se tale frequenza sia inferiore o superiore a quella in corrispondenza della quale la componente lungo l'asse d del fasore corrente rimane fissa a  $I_{dmax} = \frac{\psi_{PM}}{L_s} = 165 \text{ A}$  (valore di picco). Si indica questa frequenza particolare con  $f^*$ . Si ricorda, a tal proposito, il diagramma fasoriale della macchina valido per  $f \geq f^*$ , riportato in figura 52 (si trascura la caduta resistiva) [8].

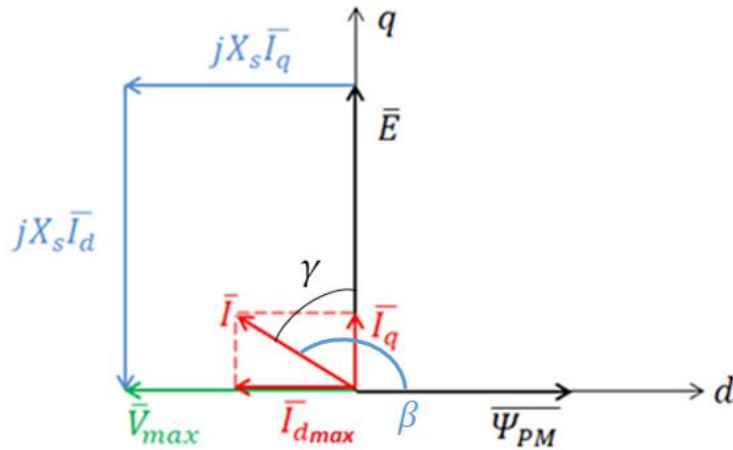


Figura 52: diagramma fasoriale per  $f \geq f^*$ .

Per  $f \leq f^*$  la corrente è pari al valore nominale, quindi  $I = 167 \text{ A}$ . La componente della corrente lungo l'asse q alla frequenza  $f^*$  vale:

$$I_q^* = \sqrt{(\sqrt{2} * I)^2 - I_{dmax}^2} = 169 \text{ A}$$

$I_q^*$  si può esprimere anche come:

$$I_q^* = \frac{V_{max}}{2\pi \cdot f^* \cdot L_s}$$

$V_{max}$  è l'ampiezza della massima tensione di fase che l'inverter è in grado di fornire secondo la strategia di controllo scelta. In questo caso, si sceglie la modulazione di terza armonica, dunque:  $V_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{dc}}{2}$ . Il valore di  $V_{dc}$  si ottiene da  $V_{dc} = 2 V_{FEM} / m_a$ , imponendo che per  $f = 66,7 \text{ Hz}$ , si abbia  $m_a = 1$ ; in corrispondenza di questa frequenza, la simulazione FEM della prova a carico ha fornito una tensione ai morsetti pari a  $V_{FEM} = 1579 \text{ V}$ ; si ottiene quindi  $V_{dc} \cong 3150 \text{ V}$ .

A questo punto, si possono ricavare  $V_{max}$  e  $f^*$ :

- $V_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cong 1820 V$
- $f^* = \frac{V_{max}}{2\pi \cdot I_q^* \cdot L_s} = 105 Hz$

Di conseguenza, alla frequenza di 250 Hz il punto di funzionamento della macchina è situato oltre  $f^*$ . La componente in quadratura della corrente, in valore di picco, a 250 Hz vale:

$$I_q = \frac{V_{max}}{2\pi \cdot 250 \cdot L_s} = 71 A$$

Quindi, l'ampiezza della corrente di fase è:

$$\sqrt{2} \cdot I = \sqrt{165^2 + 71^2} = 180 A$$

È necessario, poi, sfasare correttamente il rotore rispetto allo statore, ossia occorre calcolare l'angolo  $\beta$  di figura 4.28 in gradi meccanici. Si determina prima di tutto l'angolo indicato con  $\gamma$  in figura 52:

$$\gamma = \arccos\left(\frac{I_q}{\sqrt{2} \cdot I}\right) = 67^\circ$$

Allora, l'angolo  $\beta$  in gradi meccanici vale:

$$\beta = \frac{90^\circ + 67^\circ}{4} = 39^\circ$$

Il diagramma di figura 52 prevede che il fasore della tensione ai morsetti  $\vec{V}$  sia in anticipo di  $90^\circ$  rispetto al fasore della f.e.m. a vuoto  $\vec{E}$ ; la previsione è confermata dalla simulazione, che dà come risultato di tale sfasamento circa  $93^\circ$ .

Nella simulazione a 250 Hz si sono poi analizzati gli effetti sull'entità delle perdite della suddivisione in subconduttori e trasposizione dei subconduttori stessi. In Maxwell 2D non è possibile implementare la trasposizione, ma collegando opportunamente i subconduttori tramite un circuito esterno, si è realizzata una situazione equivalente, ai fini dell'effetto benefico sulle perdite, a quella della trasposizione reale.

Prima di tutto, si è determinata la perdita in due lati attivi non suddivisi (figura 44). La perdita totale risulta superiore a quella ohmica del 30%, come mostra la figura 54; i valori medi delle due perdite per unità di lunghezza sono:

- $P'_\Omega = 224 W$
- $P'_{lec} = 288 W$

La trasposizione si ha quando ciascun subconduttore occupa tutte le possibili posizioni all'interno di un conduttore secondo la lunghezza assiale della macchina. Visto che, però, la simulazione è in 2D, un modo

per ottenere la trasposizione è quello di creare tante vie in parallelo quanti sono i subconduttori. La procedura generale è la seguente: si divide ciascun conduttore in n subconduttori, che costituiscono n vie in parallelo; infine, si fa occupare a ciascun subconduttore tutte le possibili posizioni all'interno dello spazio occupato dal conduttore di partenza non suddiviso. Un esempio è quello di figura 53, in cui si è effettuata la suddivisione in quattro. Per meglio evidenziare i subconduttori e la loro posizione, a ciascun subconduttore è stato assegnato un colore diverso. In figura 53 si notano i colori diversi assegnati alle quattro vie in parallelo, ossia rosso scuro, rosso, rosso chiaro e rosa per i conduttori di andata, mentre quelli di ritorno sono quattro tonalità di marroncino, dalla più scura alla più chiara. Le 4 vie sono collegate in parallelo tramite un circuito esterno, rappresentato ancora in figura 53. Come anticipato, la suddivisione è effettuata solo per 2 lati attivi della fase A, per cui la fase A è costituita dalle 4 vie in parallelo dei 2 conduttori suddivisi, in serie con gli altri lati attivi non suddivisi.

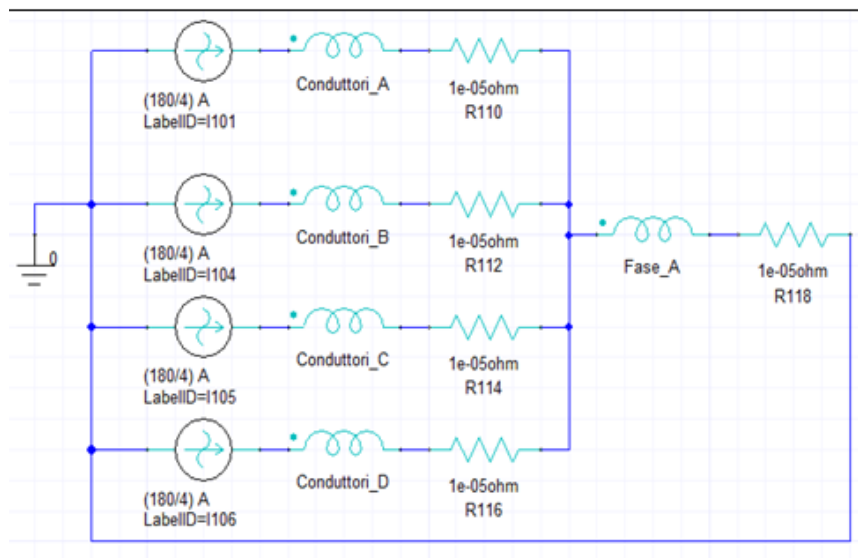
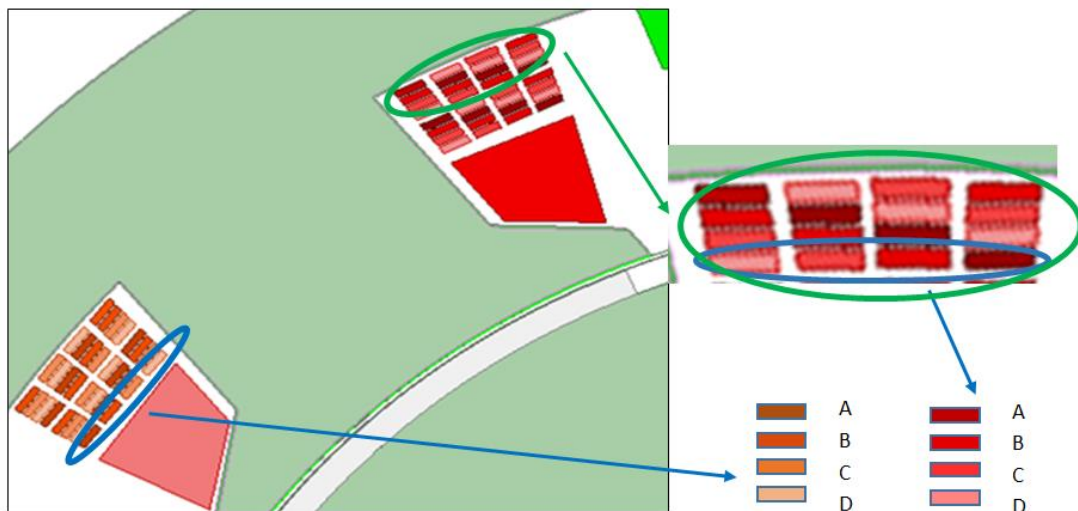


Figura 53: dettaglio della suddivisione dei conduttori in 4 vie in parallelo e circuito esterno.

Con due vie in parallelo, il miglioramento dal punto di vista delle perdite è evidente: si passa dal 30% di perdita in più rispetto a quella ohmica al 19%, come mostra la figura 55.

Con quattro vie in parallelo, invece, l'effetto della riduzione delle perdite non è tale da giustificare questa complicazione tecnologica. Infatti, con suddivisione in 4 si passa dal 19% al 15% di perdita superiore a quella ohmica, come si evince da figura 56. Si deduce che bisogna fermarsi a 2 subconduttori.

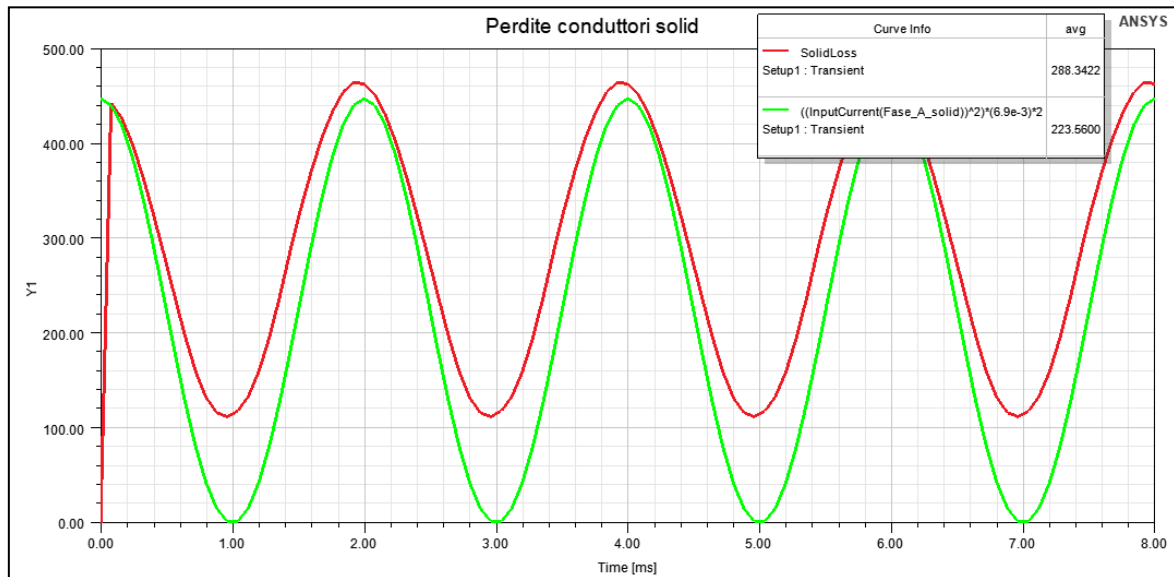


Figura 54: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di conduttori non suddivisi.

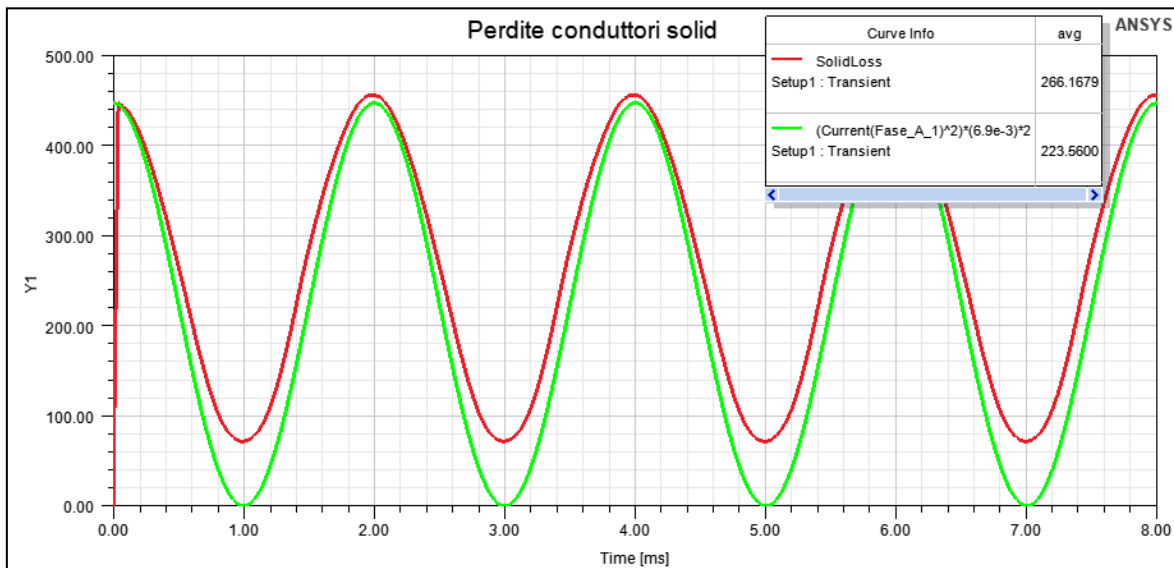


Figura 55: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di suddivisione in due.

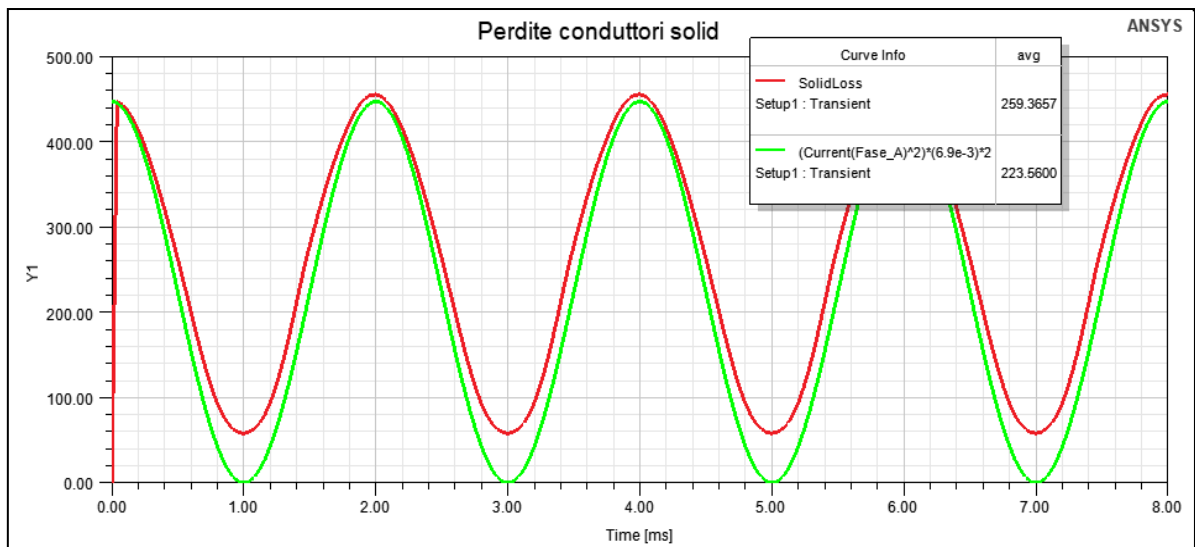


Figura 56: perdite ohmiche (in verde) e perdite totali (in rosso) in caso di suddivisione in quattro.

Nelle figure 57 e 58 sono riportate le porzioni di sezione di macchina contenenti i conduttori suddivisi rispettivamente in 2 e in 4 parti e i rispettivi circuiti esterni.

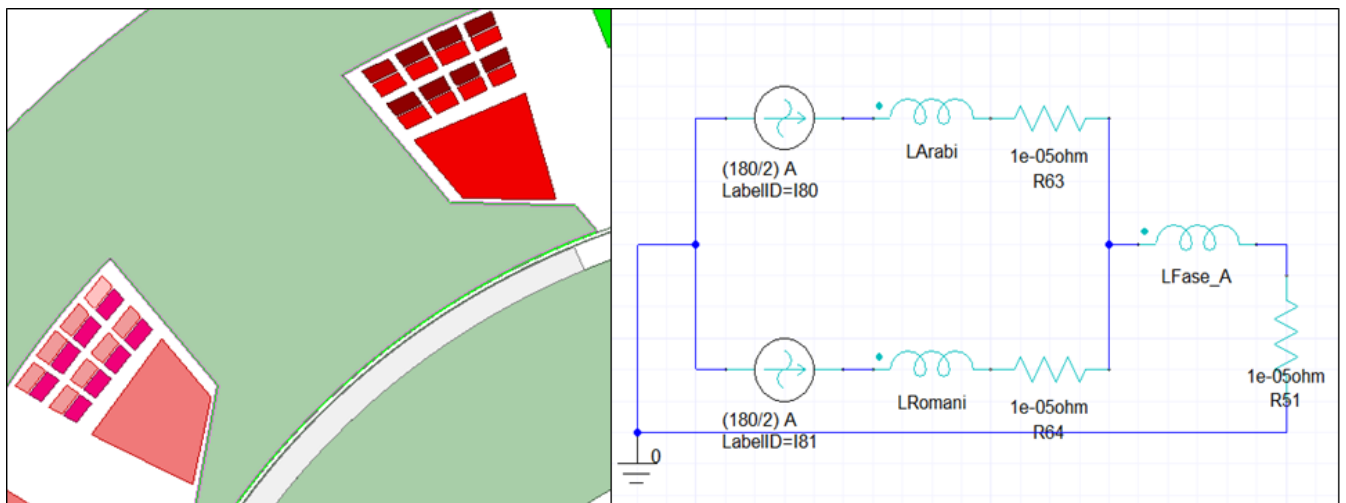
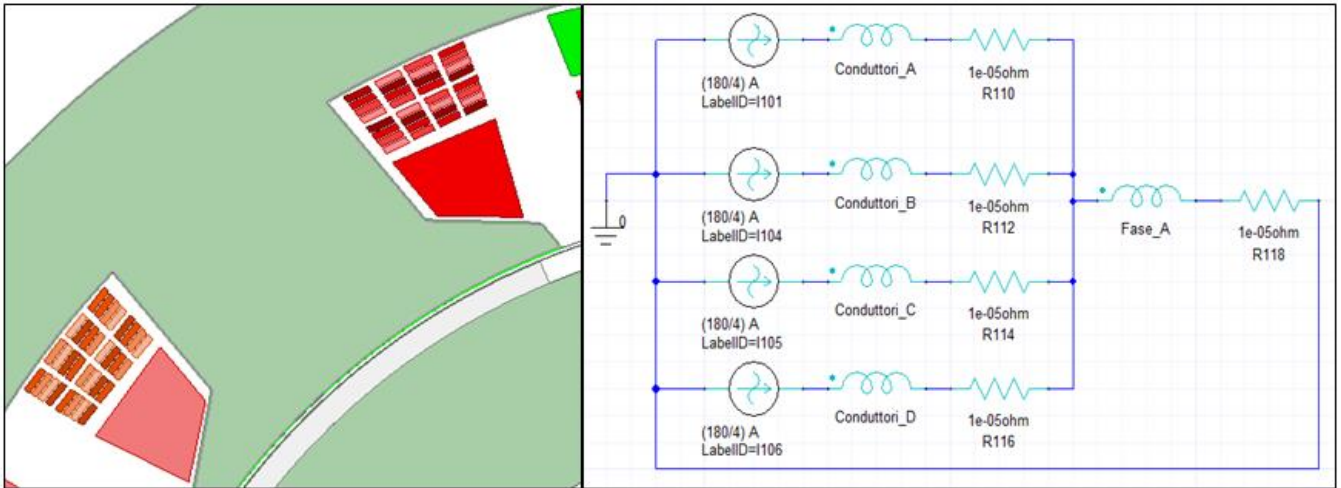


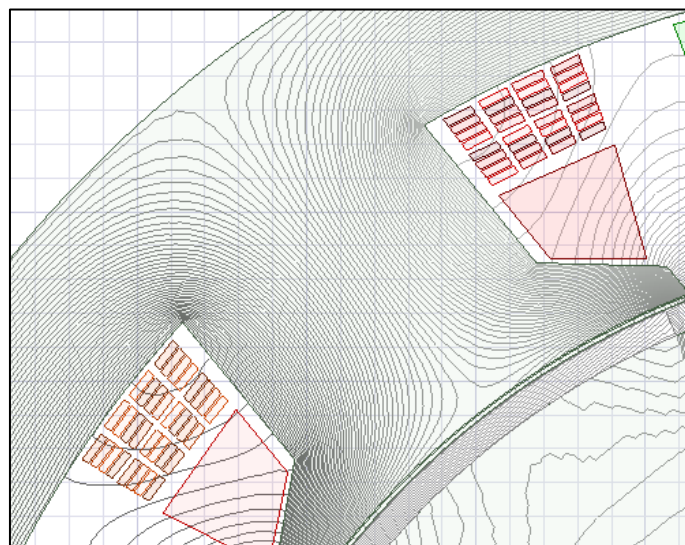
Figura 57: a sinistra, suddivisione in due vie in parallelo: i conduttori rosso scuro collegati a quelli fucsia, i conduttori rossi a quelli rosa; a destra, circuito esterno per il collegamento delle due vie in parallelo.



**Figura 58: a sinistra, suddivisione in quattro vie in parallelo; a destra, circuito esterno per collegare le quattro vie.**

Utilizzando l'approccio analitico (formula 2.30), si è ottenuto che il coefficiente delle perdite addizionali, con suddivisione in 2 subconduttori (dunque,  $m=8$ ), è pari a 1,237, vicino al valore FEM di 1,19, cioè perdite totali maggiori del 19% di quelle ohmiche.

In realtà, facendo un'analisi più dettagliata della macchina, ossia plottando la mappa di campo in un certo istante di tempo, si è scoperto che le linee di flusso non sono tutte esattamente perpendicolari alla dimensione più piccola di ciascun subconduttore, bensì alcune lo sono, altre invece transitano in una direzione avente una componente radiale. Ciò accade perché le linee di flusso non attraversano completamente la cava, ma si richiudono prima, verso il giogo statorico (figura 59). È chiaro che, in tale situazione, la suddivisione, accompagnata da trasposizione, non ha la massima efficacia, però ha un certo effetto positivo sulla potenza dissipata nel rame.

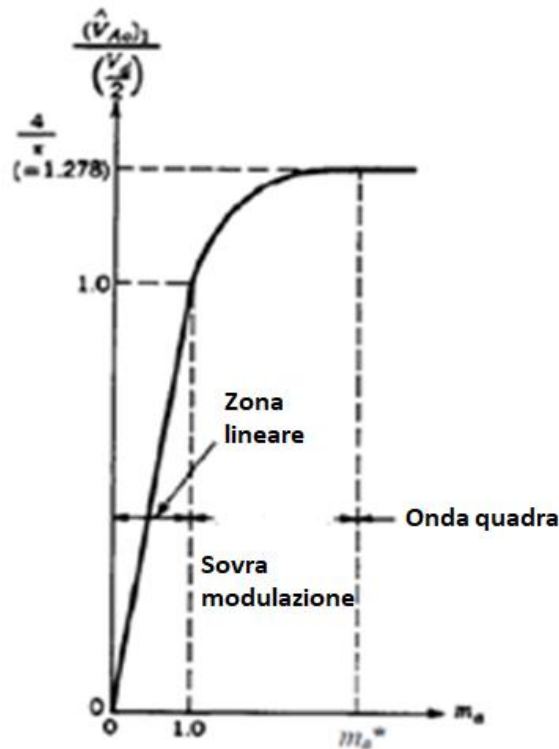


**Figura 59: mappa di campo con linee di flusso che si richiudono nel giogo statorico.**

#### 4.7 Alimentazione da inverter

Per simulare un comportamento della macchina più simile alla realtà, si è voluto alimentare la macchina con un VSI e determinare il rendimento della macchina a quattro diverse frequenze di funzionamento, distribuite in modo equo lungo la caratteristica coppia-velocità dell'azionamento.

Le frequenze scelte sono 38 Hz, 77 Hz, 160 Hz e 250 Hz, che corrispondono, rispettivamente, al funzionamento a metà strada tra velocità nulla e corner point, corner point, metà strada tra corner point e fine della caratteristica e velocità massima. È necessario decidere come pilotare le valvole del convertitore per avere ampiezza e frequenza della tensione in uscita desiderate e garantire un contenuto armonico accettabile. Si ricorda la caratteristica di uscita dell'inverter nota dalla teoria, riportata in figura 60.



**Figura 60: ampiezza normalizzata dell'armonica fondamentale in funzione dell'indice di modulazione di ampiezza.**

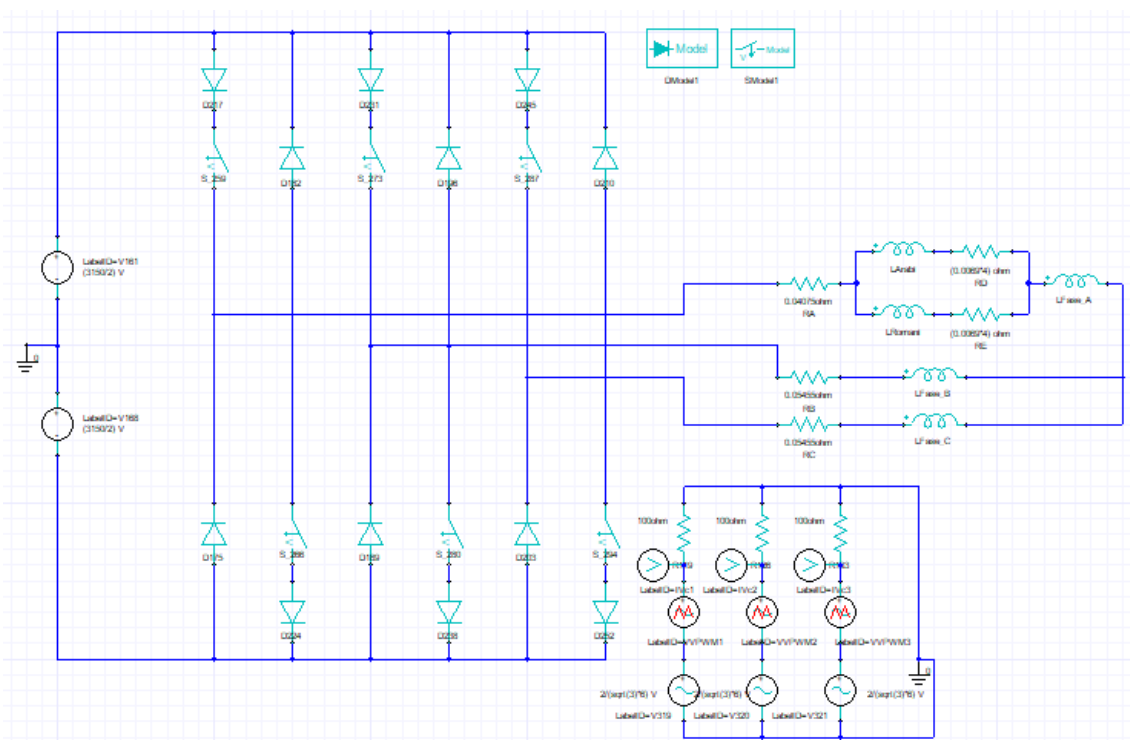
Non ci sono delle scelte specifiche da adottare perentoriamente nel settore automobilistico. In questa analisi, si è optato per la tecnica PWM sinusoidale fino a punto in cui l'indice di modulazione d'ampiezza dell'inverter è unitario, a cui corrisponde il funzionamento nominale della macchina alla frequenza di 66,7 Hz. Tra il punto a  $m_a = 1$  e il corner point (compreso), invece, si è utilizzata la sottooscillazione di terza armonica anziché far lavorare l'inverter in sovrarmodulazione, come invece andrebbe fatto se si seguisse la caratteristica di figura 4.36. In corrispondenza del corner point, il valore massimo della modulante raggiunge il valore di picco della portante, quindi si ha che  $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cong 1,15$ . Dal corner point fino al punto a



velocità massima si mantiene  $m_a$  pari a  $\frac{2}{\sqrt{3}}$  applicando la stessa tecnica di modulazione. Una seconda opzione sarebbe potuta essere scegliere la tecnica dell'onda quadra a partire dal corner point. Tuttavia, tale scelta avrebbe comportato un contenuto armonico rilevante nella tensione e, quindi, nella corrente; poiché nel campo automotive si cerca di ridurre il peso delle armoniche per non generare disturbi come rumore e vibrazioni, si è evitata quest'ultima tecnica.

Le perdite specifiche in funzione della frequenza e dell'induzione relative alle quattro frequenze citate sono state ottenute per interpolazione lineare, conoscendo i valori di tali perdite riportati sul data sheet di figura 43.

Il circuito esterno contenente l'inverter trifase e il modulatore è riportato in figura 61.

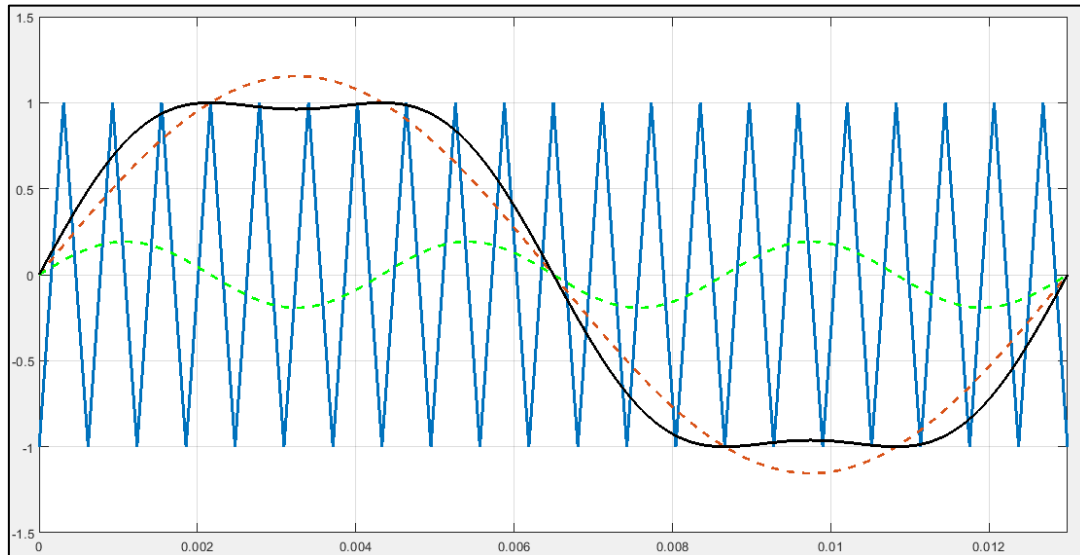


**Figura 61: circuito esterno con inverter trifase e modulatore.**

Avendo scelto di suddividere i conduttori solo in 2, la fase A è costituita da due vie in parallelo, in serie alla restante parte dell'avvolgimento.

In figura 61, il circuito in basso a destra è il modulatore. I generatori con l'onda triangolare rossa generano un segnale pari alla differenza fra portante e modulante; in serie ad essi vi sono dei generatori di terza armonica. Queste terze armoniche hanno sia frequenza che fase triple rispetto alle stesse grandezze relative alle modulanti sinusoidali. Si ricorda, inoltre, che per ottenere  $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}}$  nel corner point la terza armonica deve avere ampiezza pari a  $\frac{1}{6}$  della modulante. Come indice di modulazione di frequenza si è

scelto  $m_f = 21$ . Dal corner point in poi si ottiene la situazione di figura 62, in cui sono rappresentati uno dei tre segnali modulanti, somma della prima e della terza armonica, i due segnali componenti (tratteggiati) della modulante e il segnale portante triangolare nella condizione in cui il segnale modulante totale raggiunge il massimo della triangolare.



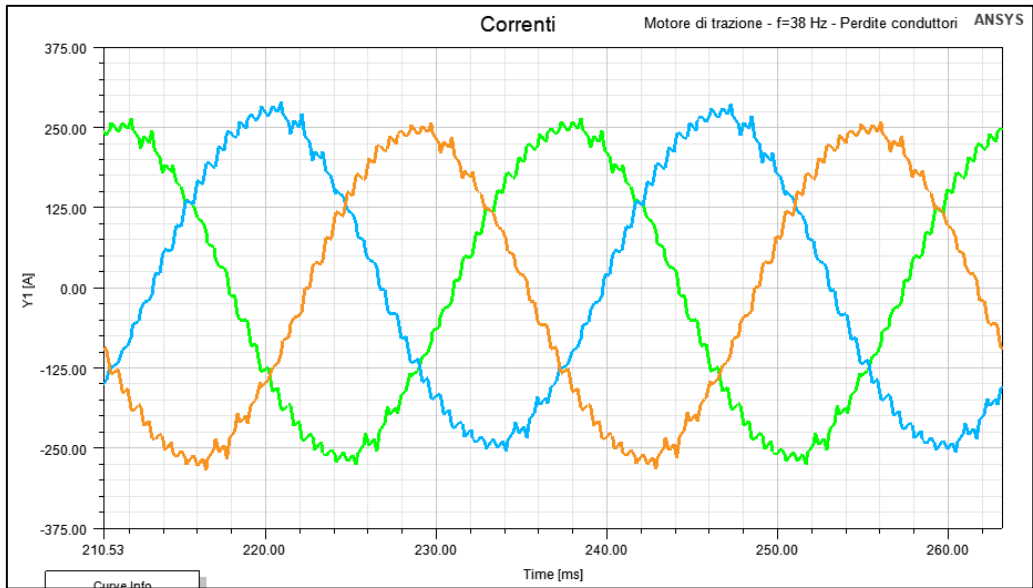
**Figura 62: segnale modulante complessivo (in nero), componente fondamentale del segnale modulante (in rosso tratteggiato), terza armonica del segnale modulante (in verde tratteggiato) e segnale portante (in blu) per  $m_f=21$  dal corner point in poi.**

Si osserva che, mentre le tre prime armoniche modulanti sono sfasate tra loro di  $120^\circ$ , le tre terze armoniche sono in fase tra loro, dunque hanno carattere omopolare. Inoltre, le terze armoniche sono presenti nella tensione tra fase e polo negativo del DC bus, ma non nella tensione tra fase e neutro.

Per il calcolo del rendimento alle quattro frequenze selezionate, si sono determinati tutti i valori di perdita (conduttori divisi in due, nuclei, magneti divisi in quattro), dopo aver fatto le dovute operazioni di moltiplicazione per il numero effettivo di elementi e di riporto alla lunghezza reale della macchina. È importante sottolineare che tali valori sono affetti da errore, in quanto le correnti non sono state fatte evolvere fino alla condizione di regime, a causa dei lunghi tempi di simulazione richiesti. Si è comunque cercato di portare le tre correnti di fase ad una condizione quanto più vicina possibile all'uguaglianza delle ampiezze. Si riportano come esempio, in figura 63, due periodi delle correnti di fase della macchina a 38 Hz.

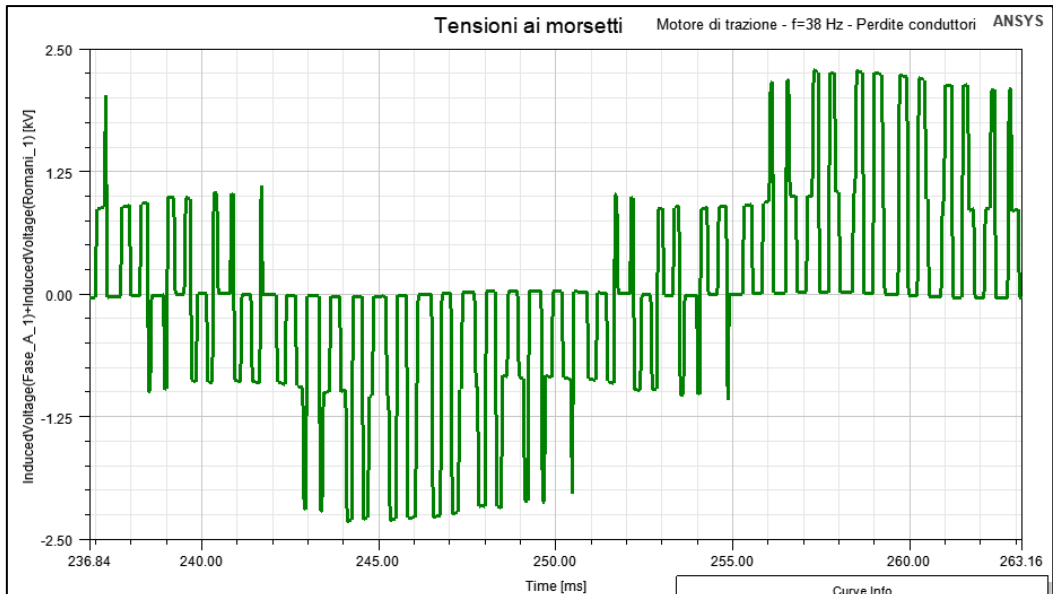
Altro aspetto importante è il contenuto armonico delle correnti. Infatti, a differenza delle prove a corrente impressa, poiché in tal caso viene impressa la tensione generata dall'inverter, la corrente è caratterizzata

da un certo ripple. Le armoniche di corrente generano armoniche di coppia e aumento delle perdite per effetto Joule.



**Figura 63: correnti di fase con alimentazione da VSI a 38 Hz.**

Come è chiaro da figura 63, le tre correnti non hanno esattamente la stessa ampiezza a causa della componente transitoria unidirezionale che non si è ancora del tutto estinta. La tensione impressa presenta l'andamento tipico della tensione tra polo e neutro prodotta dall'inverter; se ne riporta il grafico relativo ad un periodo in figura 64.



**Figura 64: tensione ai morsetti con alimentazione da VSI.**

Si constata un'ondulazione anomala nella tensione osservandone i picchi. L'origine del fenomeno potrebbe essere dovuto ad armoniche non desiderate che modulano la tensione.

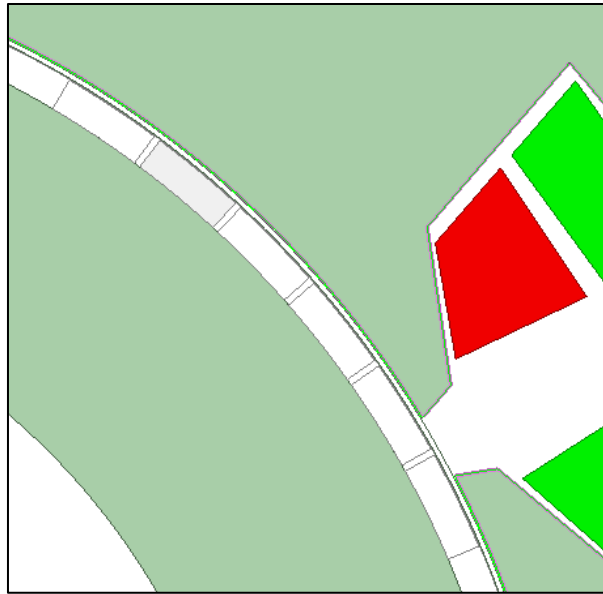
Di seguito vengono calcolati i valori delle perdite e dei rendimenti alle quattro frequenze. Per quanto riguarda le perdite nei conduttori, si è moltiplicato il valore medio calcolato da Maxwell per 6 in quanto tale è il numero delle bobine per fase e infine per 3, poiché la macchina è trifase. Per quanto riguarda le perdite nei magneti, si è moltiplicato il valore medio per 4, in quanto ci si riferisce al caso di magneti suddivisi in quattro parti e la perdite viene calcolata in uno solo dei magneti, e poi per 8, in quanto la macchina è dotata di 8 magneti. Entrambe le perdite, e anche quelle nel ferro, sono state poi moltiplicate per la lunghezza assiale della macchina (0,2 m).

Nel funzionamento nominale a 66,7 Hz la potenza meccanica resa dal motore, trascurate le perdite meccaniche, è pari a quella apparente per il  $\cos \varphi$ , dove  $\varphi$  è lo sfasamento tra tensione ai morsetti e corrente; visto che i campi di rotore e statore sono a  $90^\circ$  fra loro, gli angoli  $\varphi$  e  $\delta$  coincidono (si veda figura 4.11). Dunque si ha che la potenza meccanica nominale, trascurando anche la caduta resistiva, è:  
$$P_n = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi = 3 \cdot E \cdot I = 80 \text{ kW}.$$

A 38 Hz la potenza sviluppata dalla macchina è circa la metà di quella nominale, ossia 45 kW.

Da 77 Hz in poi la potenza della macchina è leggermente superiore a quella che si ha a frequenza nominale, in quanto si è fissato il punto di lavoro nominale poco prima del corner point. Dunque, a 77 Hz la potenza è 92 kW.

I risultati del calcolo del rendimento sono riportati in tabella 9: il rendimento si mantiene sempre elevato, superiore al 70%. Gli accorgimenti adottati, ossia suddivisione e trasposizione dei conduttori, suddivisione dei magneti e nuclei laminati, sono risultati essenziali al fine di mantenere il rendimento della macchina al valore più alto possibile al fine di ridurre le perdite. Un'ultima analisi può essere condotta se si suddividono i magneti in sei parti uguali anziché in quattro, come indicato in figura 65.



**Figura 65: suddivisione dei magneti in sei parti.**

Questa ulteriore suddivisione è stata effettuata al fine migliorare il rendimento della macchina a frequenza 250 Hz, visto che la perdita prevalente si ha nei magneti. Tale operazione si è rivelata efficace, in quanto ha portato ad un aumento del rendimento alle frequenze più elevate, come si osserva dai risultati riportati in tabella 10.

FREQUENZA (Hz)	PERDITE CONDUTTORI (W)	PERDITE MAGNETI PERMANENTI (W)	PERDITE NUCLEO ROTORICO (W)	PERDITE NUCLEO STATORICO (W)	RENDIMENTO
38	1660	3320	57	526	<b>0,88</b>
77	1490	3800	105	1032	<b>0,93</b>
160	1609	14336	288	1024	<b>0,81</b>
250	1180	23872	376	1178	<b>0,71</b>

**Tabella 9: perdite e rendimenti alle quattro frequenze selezionate, con magneti suddivisi in 4.**

FREQUENZA (Hz)	PERDITE CONDUTTORI (W)	PERDITE MAGNETI PERMANENTI (W)	PERDITE NUCLEO ROTORICO (W)	PERDITE NUCLEO STATORICO (W)	RENDIMENTO
38	1660	3066	57	526	<b>0,88</b>
77	1490	3021	105	1032	<b>0,94</b>
160	1609	6618	288	1024	<b>0,90</b>
250	1180	9931	376	1178	<b>0,87</b>

**Tabella 10: perdite e rendimenti alle quattro frequenze selezionate, con magneti suddivisi in 6.**

Dunque, si ha che a 160 Hz il rendimento passa dall'81% al 90%, mentre a 250 Hz si passa dal 71% all'87%. Si può affermare, quindi, che il costo di un'ulteriore suddivisione dei magneti è compensato da un miglioramento delle prestazioni della macchina ad alte velocità.

## CAPITOLO 5 – Conclusioni

L'obiettivo della tesi è quello di studiare il funzionamento di una macchina ad avvolgimenti concentrati, che presenta caratteristiche particolarmente interessanti per il campo automobilistico. Lo studio della macchina è consistito nell'applicazione delle formule di dimensionamento e nella verifica dei risultati analitici attraverso il confronto tra questi ultimi e i valori calcolati dal software Maxwell. In tabella 11 si riportano i risultati principali sia analitici (quando esistenti) che ottenuti dall'analisi FEM.

GRANDEZZA	VALORE ANALITICO	RISULTATO FEM
Tensione indotta a vuoto $E$	160 V	161 V
Resistenza di fase $R$	11,26 m $\Omega$	10,91 m $\Omega$
Induttanza di fase $L$	3,89 mH	3,28 mH
Coppia di carico $T$	760 Nm	680 Nm
Coppia di cogging in valore relativo percentuale $\Delta T_{cogging\%}$	–	1,2 %
Angolo di carico $\delta$	45°	48°
Tensione ai morsetti nominale $V$	323 V	316 V

**Tabella 11: valori analitici e risultati FEM delle principali grandezze.**

È evidente che nella maggior parte dei casi i valori analitico e FEM si discostano di qualche percento. Il caso in cui lo scostamento è notevole (di circa il 10%) è quello della coppia di carico; tale differenza è dovuta alla saturazione di alcune zone dei corni dente. Infine, come si è visto nel capitolo 4, la distorsione armonica molto bassa della tensione a vuoto e la coppia di cogging trascurabile rispetto a quella di carico dimostrano che la soluzione ad avvolgimenti concentrati è adatta per applicazioni automotive.





## BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Reimers, L. Dorn-Gomba, C. Mak and A. Emadi, "Automotive Traction Inverters: Current Status and Future Trends," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 4, pp. 3337-3350, April 2019.
- [2] Villani, M. (2018). High Performance Electrical Motors for Automotive Applications – Status and Future of Motors with Low Cost Permanent Magnets.
- [3] E. V. Kazmin, E. A. Lomonova and J. J. H. Paulides, "Brushless traction PM machines using commercial drive technology, Part I: Design methodology and motor design," 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, 2008, pp. 3801-3809.
- [4] J. Wang, X. Yuan and K. Atallah, "Design Optimization of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor With Concentrated Windings for Electric Vehicle Applications," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 3, pp. 1053-1064, March 2013.
- [5] J.R. Hendershot, T.J.E. Miller, "Design of Brushless Permanent Magnet-Magnet Machines". Motor Design Books LLC, 2010.
- [6] Morris Brenna, Federica Foidelli, Dario Zaninelli, "Electrical Railway Transportation Systems" Wiley-IEEE Press (2018).
- [7] A. Di Gerlando, G. M. Foglia, R. Perini, M. Ubaldini, "Macchine elettriche non tradizionali: caratteristiche, potenzialità, campi di impiego".
- [8] F. Castelli Dezza, "Dispense di azionamenti elettrici".
- [9] F. Correggiari, A. Di Gerlando, G.M. Foglia. "Appunti di costruzione e progetto di macchine elettriche".
- [10] M. Anwar, M. K. Alam, S. E. Gleason and J. Setting, "Traction Power Inverter Design for EV and HEV Applications at General Motors: A Review," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 6346-6351.