

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA
TESI DI LAUREA MAGISTRALE

Sviluppo di una trasmissione
elettrico-ibrido, tipo parallelo
di una macchina per movimentazione terra

Candidato:

PIERUMBERTO PAMPANIN

MATRICOLA : 1041026

Relatore:

PROF. NICOLA BIANCHI

Anno accademico 2014-2015

*Alla mia famiglia,
per l'eterno ed incondizionato supporto*

*Soli omnium otiosi sunt qui sapientiae vacant, soli vivunt;
nec enim suam tantum aetatem bene tuentur: omne aevum suo adiciunt;
quicquid annorum ante illos actum est, illis acquisitum est.*

Lucius Annaeus Seneca, De brevitae vitae.

*Soli fra tutti raggiungono la vita serena coloro che si dedicano alla sapienza;
sono i soli che sanno vivere, perché non solo si prendono cura
della loro esistenza: ma aggiungono alla propria anche le vite precedenti;
tutti gli anni passati sono cosa da loro acquisita.*

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Veicoli ibridi	1
1.2	La terna	2
1.3	Workflow	5
2	Analisi commerciale	9
2.1	Raccolta Dati	9
2.2	Analisi analitica	14
2.2.1	Analisi a vuoto	14
2.2.2	Analisi a carico	22
2.3	Analisi termica	29
2.3.1	Macchina sfruttata fino a 50Nm	29
2.3.2	Macchina sfruttata fino a 90Nm	30
2.3.3	Simulazioni termiche	32
2.4	Conclusioni	38
3	Progetto motore trasmissione ibrida	39
3.1	Progetto preliminare 12/10	39
3.1.1	Progetto geometria	39
3.2	Analisi Motore 12/10	46
3.2.1	Analisi a vuoto	46
3.2.2	Analisi a carico	51
3.2.3	Analisi termica	53
3.3	Variante motore 12/10	57
3.3.1	Simulazioni macchina a vuoto	58
3.3.2	Simulazioni macchina a carico	59
3.4	Analisi termica variante 12/10	61
3.5	Progetto motore Revised	64
3.5.1	Confronto varianti 18/16	67
4	Controllo della macchina elettrica	83
4.1	Elementi di teoria del controllo SPM	83
4.1.1	Limiti di funzionamento	86
4.2	Controllo del motore in dq tramite Simulink	89
4.3	Controllo Sensorless	97
4.4	Cosimulazione	106

5 Dimensionamento Batterie	117
5.1 Ciclo Y	119
5.2 Stato dell'arte	126
6 Conclusioni	129
Ringraziamenti	131

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Veicoli ibridi

Al giorno d'oggi i veicoli elettrici ibridi (HEVs) vengono riconosciuti come una delle tecnologie piú promettenti nella drastica riduzione dei consumi di carburante ed emissioni di gas tossici nonché di gas serra. Questo va di pari passo con la crescente preoccupazione riguardo problemi di tipo ambientale dal punto di vista governativo e di politica internazionale. In particolare i produttori hanno concentrato la loro attenzione nello sviluppo della controparte ibrida dei loro veicolo standard.

Iniziando dal settore automotive il fenomeno si è espanso anche verso il campo agricolo e nel settore di utilizzo di macchine operatrici e macchine movimento terra.

In particolare il caso di queste ultime ha attirato particolari attenzioni riguardo i problemi di riduzione di consumo del carburante, di emissioni e di prolungamento di vita della macchina; questi macchinari infatti sono utilizzati per pesanti cicli di lavoro, quindi elevati consumi in termini energetici e notevoli stress sul macchinario.

Quello che si è proposti di fare in questa sede é di valutare la fattibilitá dell'implementazione di una trasmissione di potenza alternativa, tramite l'utilizzo di un'architettura di tipo ibrido parallelo. Il fine sarebbe quindi quello di garantire le stesse prestazioni della macchina preesistente, ma con maggiore efficienza e pari funzionalitá.

Dal punto di vista industriale questo richiederebbe tempo e risorse non indifferenti, in termini di costi di sviluppo; per questo viene scelta la strada del progetto attraverso la modellizzazione e la simulazione. In particolare, data la complessitá di questo genere di sistemi, lo scopo della simulazione é quello di ridurre i tempi e i processi tipici di questo genere di progetti. Il modello da sviluppare deve essere in grado di integrare i sottosistemi idraulici, meccanici ed elettrici che caratterizzano il comportamento della macchina.

Questo tipo di modello viene sviluppato in [1], ed é un modello adatto ad analisi di

tipo energetico e valutazioni riguardo i consumi in diverse condizioni di funzionamento. Per lo sviluppo del suddetto è stato utilizzato un programma commerciale di simulazione dinamica a parametri concentrati chiamato *LMSTImagine.LabAMESim*.

1.2 La terna

Il veicolo esistente è una macchina usata per lavori di scavo riporto e movimento di materiale, altrimenti detta macchina di movimento terra. La macchina viaggia su gomma ed è dotata di una pala anteriore e di un braccio escavatore sul lato posteriore.



Figura 1.1: Una terna

La trasmissione convenzionale è composta da un motore a combustione interna (ICE) a cui fa capo un convertitore idrodinamico di coppia, altrimenti conosciuto come torque converter. Il torque converter è composto da un lato pompa a cui fa capo un albero, che termina nella presa di potenza o *PTO*, a cui è collegata la pompa dei servizi idrauliche ed un lato turbina, a cui è collegato un albero più esterno.

Uno schema é riportato in figura.

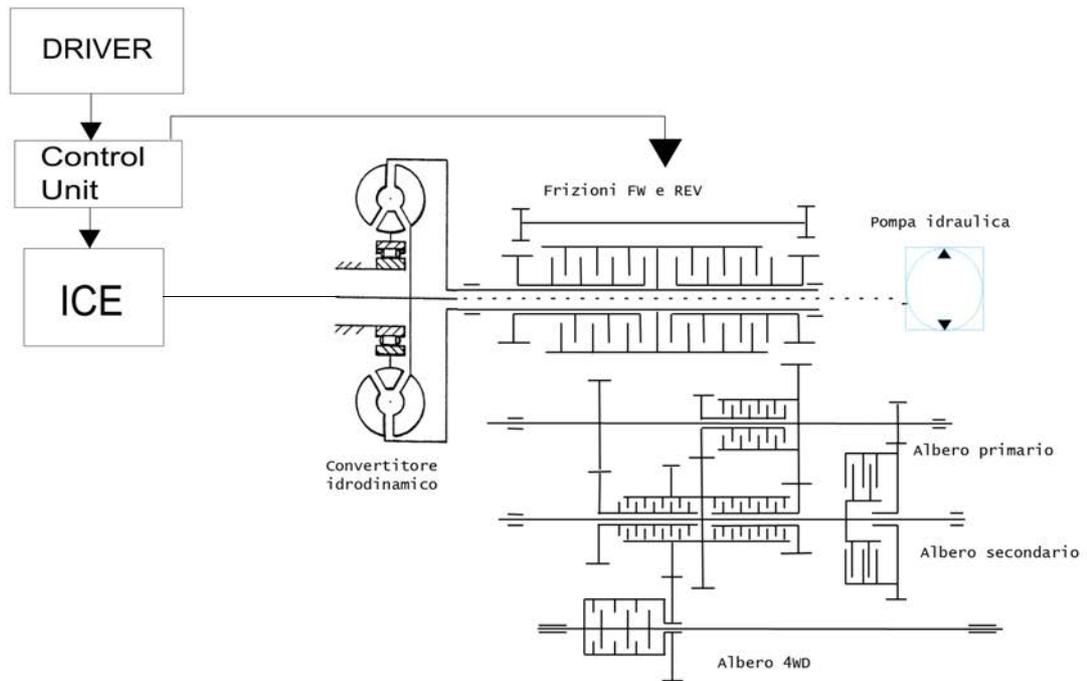


Figura 1.2: Trasmissione convenzionale

Si può vedere come all'albero esterno siano collegate due frizioni, una di marcia avanti e una di retro, che connettono l'albero esterno alla trasmissione proveniente dalle ruote.

L'architettura ibrido parallelo proposta, integra la macchina elettrica tramite una soluzione di tipo direct drive; cioè la trasmissione dell'energia meccanica al powertrain é a fattore unitario.

Ciò viene realizzato tramite l'utilizzo di due frizioni aggiuntive alla trasmissione convenzionale [1]:

- una chiamata *Lock up Clutch*, o frizione di aggancio, il cui compito é la connessione dell'albero piú esterno con la il rotore della macchina elettrica.
- L'altra invece connette il rotore della macchina elettrica all'albero piú interno

In questa maniera la macchina elettrica può dare potenza sia all'albero della pto, che alle ruote; in frenatura invece la potenza proveniente dalle ruote può venir trasferita al rotore della macchina elettrica tramite la chiusura della frizione di lock up, senza interessare l'albero pto. In figura è possibile vedere lo schema della trasmissione convenzionale con l'implementazione delle due frizioni e della macchina elettrica.

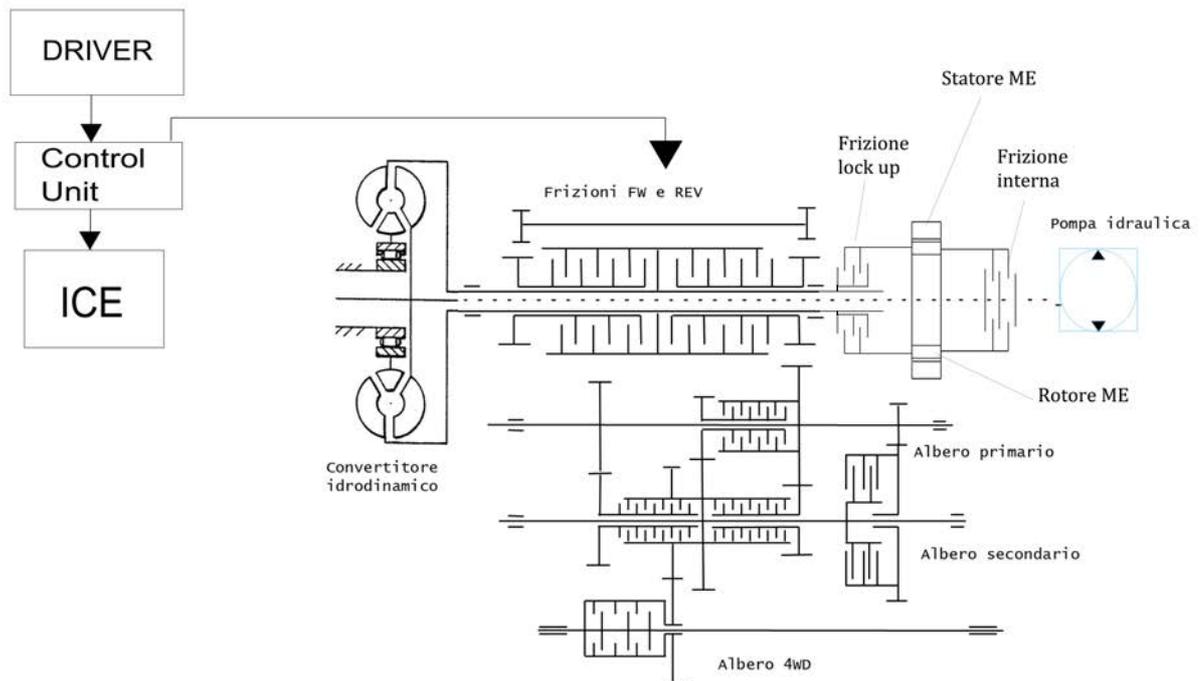


Figura 1.3: Trasmissione convenzionale

1.3 Workflow

Il principio del lavoro di tesi qui presente, si basa sui risultati dell'analisi fatta in [1]; in particolare dalle caratteristiche che il powertrain elettrico dovrà soddisfare ai fini di garantire le medesime prestazioni della trasmissione convenzionale, almeno dal punto di vista energetico.

Si é quindi effettuata una riduzione di potenza del motore endotermico da $75[kW]$ a $55[kW]$, sostituendo i $20[kW]$ di differenza con la propulsione elettrica; a questa potenza corrisponde la differenza di coppia tra il motore endotermico da $75[kW]$ e quello da $55[kW]$ a $2200[rpm]$ [1].

In figura viene riportato un confronto tra l'architettura convenzionale e quella ridotta e il torque converter a diversi rapporti di conversione.

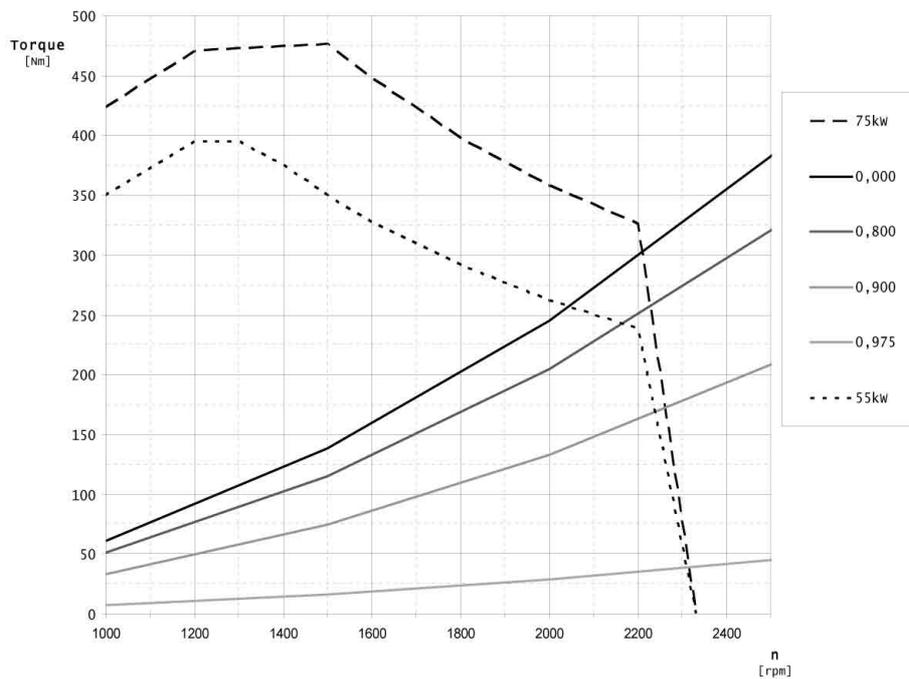


Figura 1.4: Confronto architettura convenzionale e ridotta[1]

Successivamente si riporta il confronto tra le prestazioni del convenzionale con l'ibrido in marcia prima. Si può vedere come le prestazioni siano praticamente invariate (linea rossa).

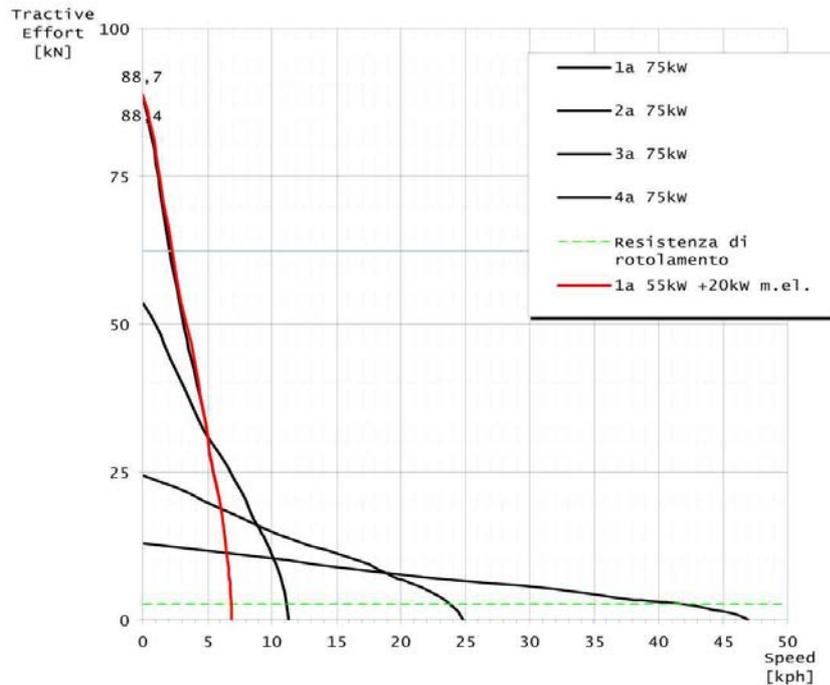


Figura 1.5: Confronto architettura convenzionale e ibrida in prima [1]

L'integrazione del sistema di propulsione elettrico chiaramente è un'operazione invasiva ed onerosa in termini di spazio richiesto e di costi d'investimento; in particolare quando si cerca di integrare il propulsore elettrico nel drivetrain, un ruolo cruciale è rappresentato dal volume occupato.

I costi di questa operazione di integrazione di un sistema di propulsione ibrida ovviamente saranno tanto più alti quanto più si stravolgerà l'architettura originaria; quello che si è cercato di fare quindi in questa sede è di sfruttare spazi già presenti all'interno del veicolo per inserire la macchina elettrica, in maniera da garantire un solido accoppiamento meccanico, per questo la scelta di calettare il rotore del motore elettrico sull'albero pto.

Si è fissato quindi lo spazio occupabile dalla macchina elettrica a circa 260[mm] di altezza e larghezza e 200[mm] in lunghezza [1].

A partire dalle specifiche di coppia, potenza e spazio occupabile dalla macchina elettrica il lavoro svolto in questa tesi ha seguito il seguente flusso di lavoro riportato in figura:

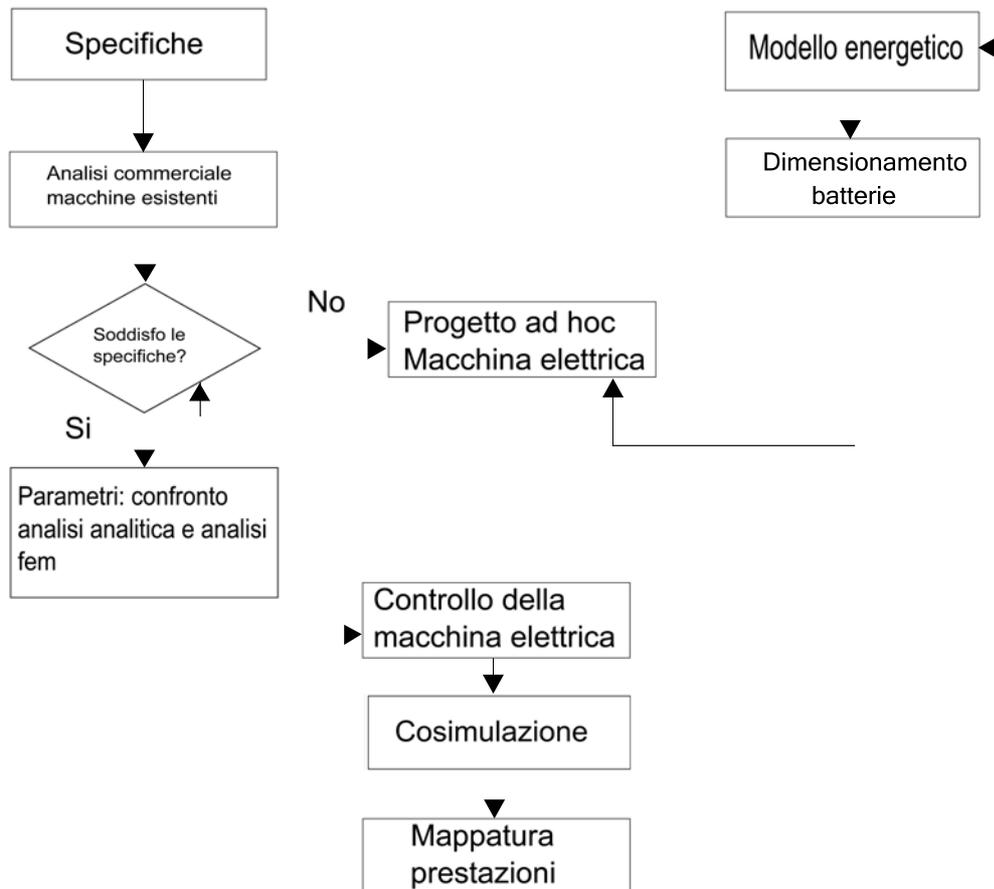


Figura 1.6: Diagramma di flusso di progetto

Capitolo 2

Analisi commerciale

A partire dalle specifiche il primo step effettuato é stata una ricerca di una possibile soluzione commercialmente preesistente. Sono stati quindi raccolti dei dati consultando la produzione attualmente esistente sul mercato.

2.1 Raccolta Dati

Tabella 2.1: Motore 4

Typ:	PMSM		
pole number	p	—	?
connection		—	?
nominal torque	T_N	Nm	90
nominal speed	n_N	rpm	2100
nominal power	P_N	kW	20

Tabella 2.2: Motore 1

Typ:	PMSM		
pole number	$2p$	–	8
connection		–	–
nominal torque	T_N	Nm	50
nominal speed	n_N	rpm	4000
nominal power	P_N	kW	20.9
nominal current	I_N	A	42
efficiency	η	%	–
power factor	$\cos \varphi$	–	–
maximum torque	M_{Max}	Nm	115
maximum current	I_{Max}	A	110
maximum speed	n_{Max}	rpm	16000
rotor inertia typ. 1N	J_{rot}	kgm^2	0.014
rotor inertia typ. 2N	J_{rot}	kgm^2	0.016
magnetic flux	λ	Vs	–
winding resistance 20 °C	R_s	ohm	0.24
d axis inductance	L_d	mH	1.04
q axis inductance	L_q	mH	3.13
overall motor lenght	L_{tot}	mm	209
external diameter	D_{ext}	mm	180
mass stator	m_s	kg	22.0
mass rotor	m_r	kg	6.9
insulation class	–	–	F
rated power loss	P_{V_H2O}	kW	0.55

Tabella 2.3: Motore 2

Typ:	PMSM		
pole number	p	—	8
connection			Wye
nominal torque [1rpm]	T_N	Nm	249
nominal speed	n_N	$1/min$	4950
nominal power	P_N	kW	121.2
efficiency	η	%	0.965
power factor	$\cos \varphi$?
S6 torque [40%]	T_{S6}	Nm	394
max. speed	n_{max}	$1/min$	6000
power at max. speed	P_{max}	kW	135
airgap, mechanical	g	mm	1
length lamination	l_{fe}	mm	140
overall stator length	l_{tot}	mm	221.4
winding resistance	R_s	ohm	0.013
winding inductance	L_s	mH	0.266
nominal voltage [knee]	V_{nom}	$volt$	279.8
current limit @ n_{max}	$I_{n_{max}}$	A	0.013
amount of magnet material	m_{mag}	kg	?
magnet classification			?
outer rotor diameter	D_i	mm	149.2
rotor inertia	I_{rot}	$kg \cdot m^2$	0.034
stator mass	m_s	kg	24.8
<i>all data for hot machine</i>			
(boundaries)			
DC bus voltage	U_{DC}	V	400
outer diameter lamination	D_a	mm	222
coolant flow (water)[10K rise]	Fl	l/min	6.6

Tabella 2.4: Motore 3

Typ:	axial flux		
pole number	p	—	20
connection			?
nominal torque [1rpm]	T_N	Nm	125
nominal speed	n_N	$1/min$?
nominal power	P_N	kW	25-40
efficiency	η	%	0.93-0.96
power factor	$\cos \varphi$?
S6 torque [40%]	T_{S6}	Nm	240
max. speed	n_{max}	$1/min$	4000
magnetic flux	λ	Vs	0.0542
overall motor width	w_{tot}	mm	86
winding resistance	R_s	ohm	0.018
d axis inductance	L_d	mH	175
q axis inductance	L_q	mH	180
nominal current [S1]	I_{nRMS}	A	125
current limit	I_{max}	A	240
amount of magnet material	m_{mag}	kg	?
magnet classification			?
overall diameter	D_{ext}	mm	228
rotor inertia	I_{rot}	$kg \cdot m^2$	0.042
motor mass	m_s	kg	12
<i>all data for hot machine</i>			
(boundaries)			
DC bus voltage	U_{DC}	V	400
coolant flow (air)[20C]	Fl_a	m/s	25

Tabella 2.5: Motore 5

Typ:	PMSM		
pole number	p	–	?
connection		–	–
nominal torque	T_N	Nm	80
nominal speed	n_N	rpm	5500-7500
nominal power	P_N	kW	40
nominal current	I_N	A	42
efficiency	η	%	95
power factor	$\cos \varphi$	–	?
maximum torque	M_{Max}	Nm	200
maximum power	P_{Max}	kW	66
rated voltage	V_N	V	750
maximum voltage	V_{Max}	V	800
overall motor lenght	L_{tot}	mm	192
external diameter	D_{ext}	mm	216
weight total	M_{tot}	kg	26

2.2 Analisi analitica

I dati raccolti evidenziano una difficoltà nel raggiungere le specifiche di partenza in quanto la macchina o sembra sottodimensionata o sovradimensionata. Per cui si è deciso di provare a fare un'analisi su un motore campione preso tra i tanti qui presenti, in maniera tale da poter verificare le prestazioni. Ovviamente non avendo a disposizione il lamierino vero della macchina quello che si è fatto è cercare di utilizzare una lamiera commerciale che avendo le stesse caratteristiche geometriche esterne della controparte commerciale.

Si è iniziato analizzando le prestazioni dichiarate dal Motore 3 utilizzando una lamiera ipoteticamente plausibile. L'analisi si dividerà in una parte analitica e in una simulativa agli elementi finiti sia magnetostatica che termostatica; lo scopo che ci si propone è quello di valutare quanto è possibile sfruttare la lamiera rispetto ai dati dichiarati. Chiaramente l'analisi che seguirà si basa su pesanti ipotesi, in quanto non si è a conoscenza della vera lamiera utilizzata né della tipologia di avvolgimento quanto meno dei magneti realmente presenti nella macchina.

2.2.1 No Load Analysis

Viene qui presentata la geometria della lamiera analizzata e le caratteristiche dei magneti utilizzati.

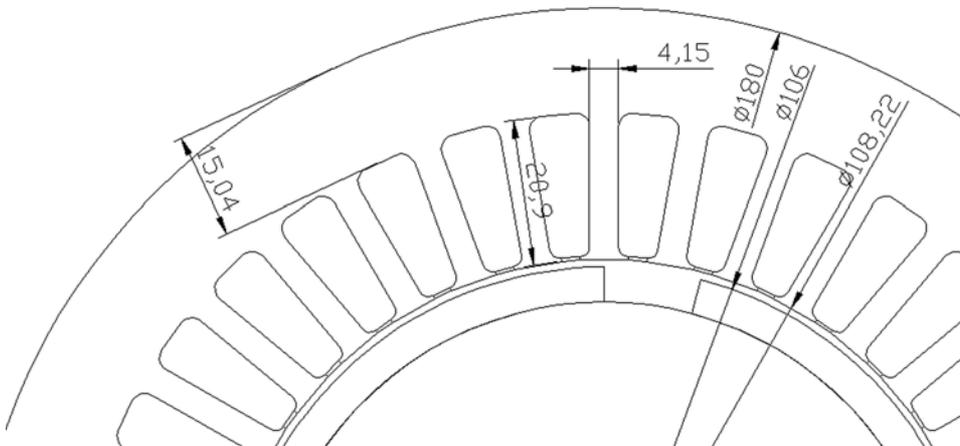


Figura 2.1: geometria statore

D_{ext}	mm	180
D	mm	108
Q_s	—	36
w_t	mm	4.15
h_s	mm	21.0
h_{wed}	mm	1.170
h_{so}	mm	0.5
w_{so}	mm	2.7
S_{slot}	mm^2	143.3
h_{bi}	mm	15
$2p$	—	4
g	mm	1
t_m	mm	5
L_{stk}	mm	150

Tabella 2.6: Parametri Geometrici

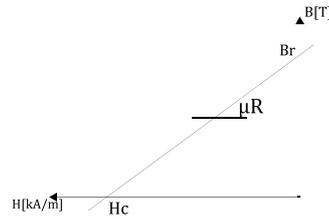


Figura 2.2: Caratteristica magnetica

induzione residua	B_r	T	0.9
permeabilita' relativa	μ_r	—	1.035
campo coercitivo	H_c	A/m	693000

Tabella 2.7: Proprietá magnete SmCo 20 MGOe

L'analisi a vuoto del motore ha lo scopo di determinare i seguenti parametri:

- Flusso per polo Φ_{01}
- Flusso concatenato a vuoto λ_{mg}
- F.e.m. indotta E
- Primo coefficiente di saturazione k_{sat}

Il primo step é quello di calcolare l'induzione al traferro a vuoto B_{g0} , per fare ciò é prima necessario calcolare alcuni parametri:

- il coefficiente di Carter k_{Carter}
- ipotizzare un coefficiente di saturazione iniziale del ferro k_{sat}

Questi due coefficienti servono per tenere conto di una maggiorazione del traferro effettivo visto dai magneti ai fini del calcolo della induzione a vuoto, in quanto é presente l'apertura di cava, di cui tiene conto Carter, e una prima ipotesi di saturazione del ferro, in quanto in prima analisi questa é sconosciuta.

$$k_{Carter} = \frac{p_s}{p_s + g - 0.75w_{so}} = 1.123 \quad (2.1)$$

Con p_s il passo di cava e w_{so} l'apertura di cava

$$g'' = g \cdot k_{sat} \cdot k_{Carter} = 1 \cdot 1,1 \cdot 1.123 = 1.236[mm] \quad (2.2)$$

Si ottiene:

$$B_{g0} = B_r \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mu_r g''}{t_m}} = 0.717[T] \quad (2.3)$$

Con t_m spessore di magneti di circa 5 mm.

Da qui si procede al calcolo del flusso e del flusso concatenato con l'avvolgimento, che viene simulato da un unico conduttore per ogni cava.

Si calcola prima di tutto il valore di picco dell'induzione al traferro, sapendo che il magnete copre 150 gradi elettrici.

$$\hat{B}_g = \frac{4}{\pi} B_{g0} \sin(\alpha_m^e) = 0.882[T] \quad (2.4)$$

Da cui si estrae la componente fondamentale del flusso a vuoto:

$$\Phi_{01} = \hat{B}_g \frac{DL_{stk}}{p} = 0.007[Wb] \quad (2.5)$$

Definito $N_s = Q_s/m = 12$ come il numero di conduttori totali per fase, ipotizzando un conduttore per cava, si ottiene:

$$\hat{\Lambda}_m = k_w \frac{N_s}{2} \Phi_{01} = 0.041 [Vs] \quad (2.6)$$

Con k_w coefficiente di avvolgimento definito come:

$$k_w = k_d \cdot k_p = 0.966 \cdot 1 = 0.966 \quad (2.7)$$

Ai fini di verificare se questi valori si introduce l'analisi agli elementi finiti tramite *fem33* della nostra macchina a vuoto.

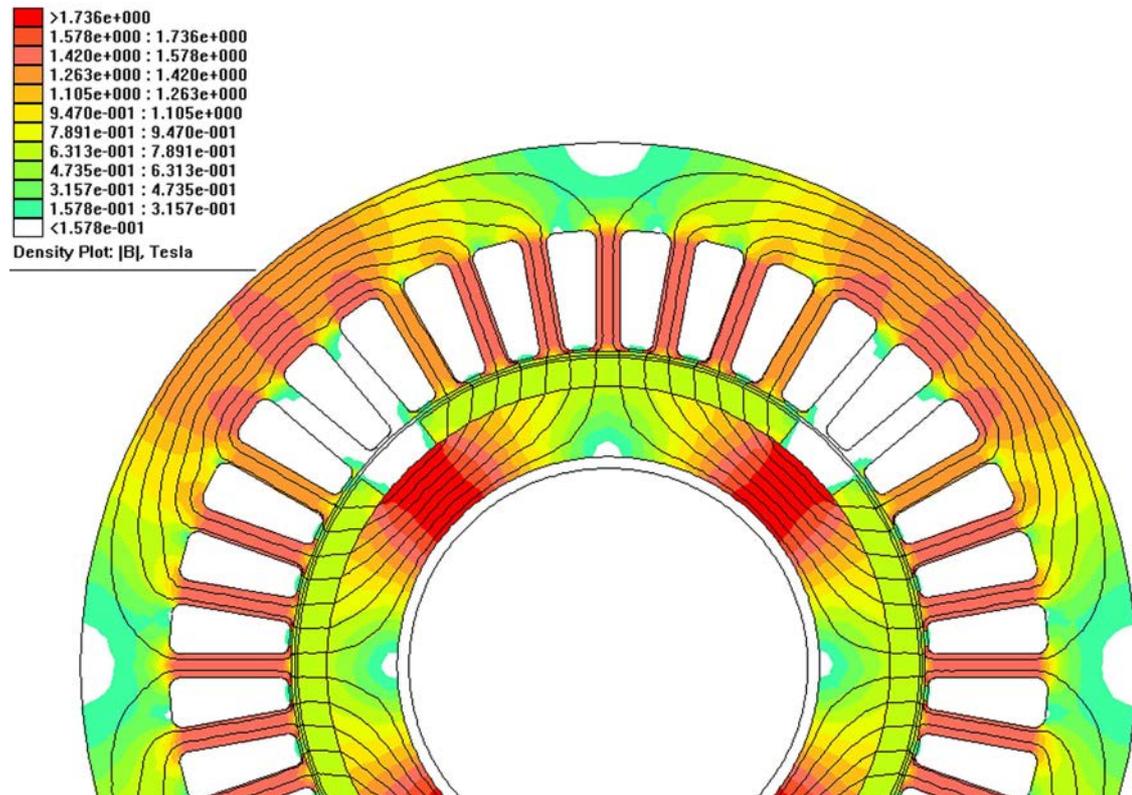


Figura 2.3: macchina a vuoto

In particolare viene analizzata l'induzione al traferro ponendoci giusto al di sopra di un magnete:

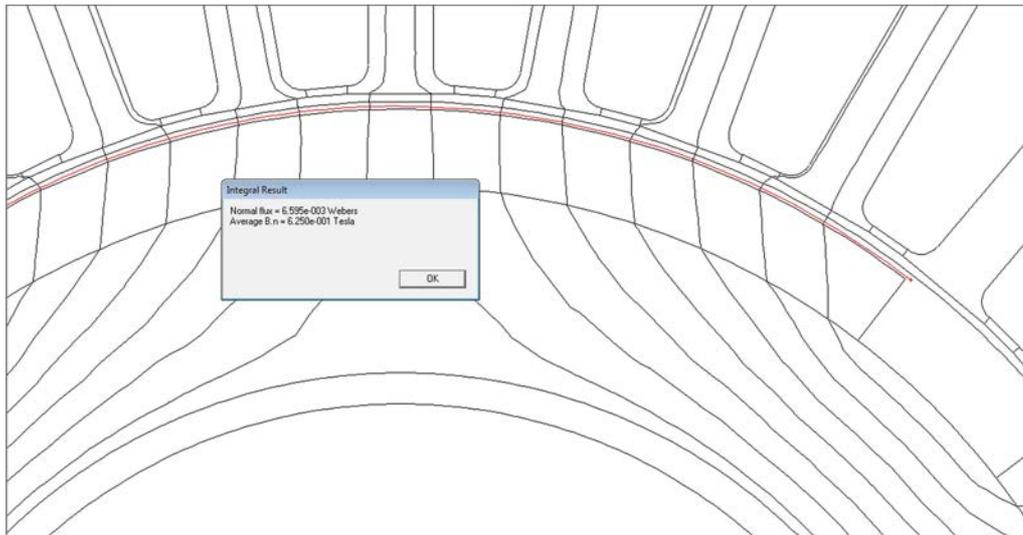


Figura 2.4: flusso e induzione a vuoto

Femm calcola, tramite un integrale di linea, il flusso attraversante la superficie, ed è circa di $0.0066[Wb]$ valore vicino a quello trovato analiticamente. Si può risalire a tale valore anche tramite il potenziale vettore calcolato su femm e pesato sull'area considerata.

$$\Phi' = \left(\int A_{z1} dS_{cu} - \int A_{z2} dS_{cu} \right) \frac{1}{S_{cu}} n_{cs} L_{stk} \quad (2.8)$$

Con n_{cs} numero di conduttori serie in cava, pari a uno, L_{stk} lunghezza del pacco statorico, A_{z1} l'integrale del potenziale vettore pesato sull'area considerata di cava di statore.

Da questi dati si calcola il flusso concatenato :

$$\hat{\Lambda} = k_w \frac{N_s}{2} \Phi' = 0.035[V \cdot s] \quad (2.9)$$

Valore molto simile allo 0.041 trovato analiticamente.

Viene qui riportato il valore dell'induzione a vuoto:

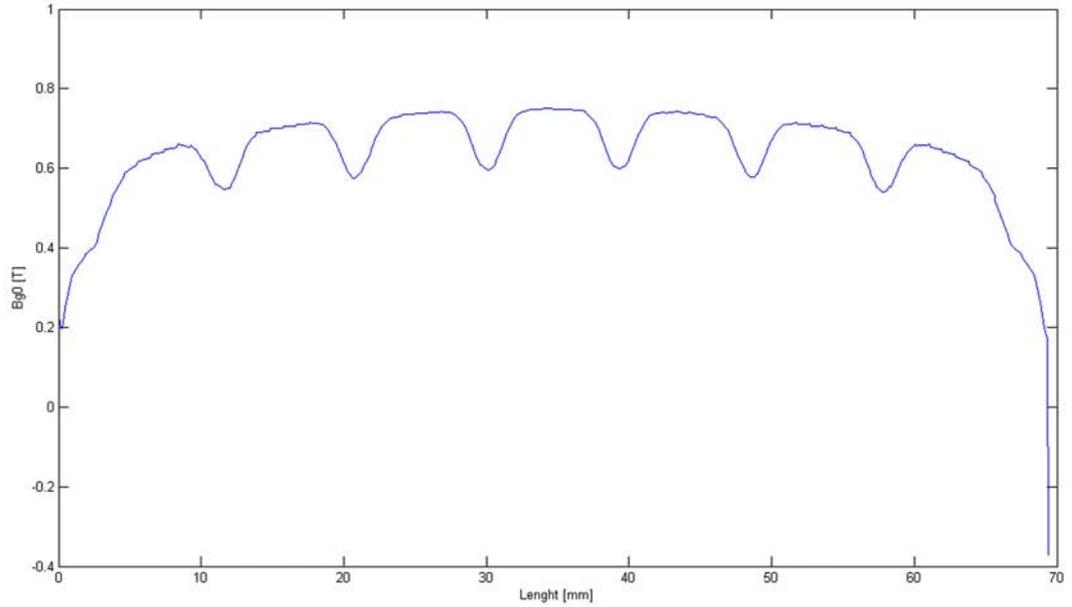


Figura 2.5: induzione al traferro

Ai fini di valutare lo stato magnetico a vuoto della macchina in esame si procede con un breve calcolo magnetico, in tal maniera si riesce ad affinare in una prima approssimazione, il valore del coefficiente di saturazione della macchina. Applicando la legge di Gauss al traferro si trova l'induzione in un dente B_t :

$$B_{g0} \cdot p_s \cdot L_{stk} = B_t \cdot w_t \cdot L_{fe} B_t = \frac{B_{g0} \cdot p_s \cdot L_{stk}}{w_t \cdot L_{stk} \cdot k_{stip}} = \frac{0.717 \cdot 9.33 \cdot 0.150}{4.15 \cdot 0.150 \cdot 0.96} = 1.7[T] \quad (2.10)$$

La lamiera utilizzata per la simulazione é qui riportata:

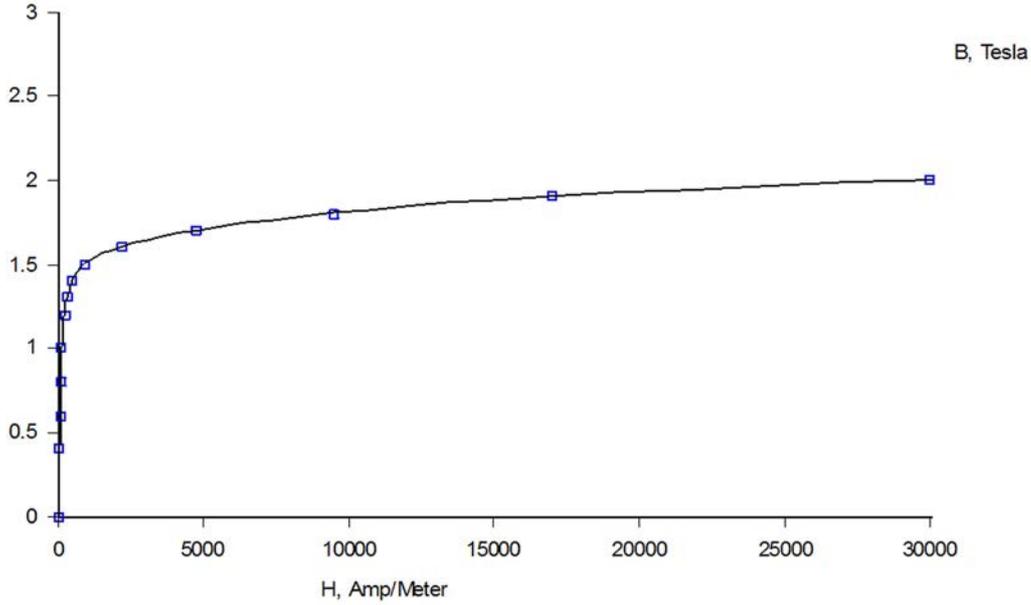


Figura 2.6: induzione al traferro

Ad un valore di induzione di $B_t = 1.7[T]$ corrisponde un $H_t = 4000 A/m$ cioè una corrente magnetizzante di :

$$I_{mag_{denti}} = H_t \cdot h_s = 84[A] \quad (2.11)$$

Si calcola ora il valore di flusso di corona Φ_{bi} :

$$\Phi_{bi} = \frac{1}{2} \cdot \Phi_{g0} = \frac{1}{2} \cdot \left(B_{g0} \cdot \frac{\pi D}{2p} \cdot L_{stk} \cdot \frac{150}{180} \right) = 0.004[Wb] \quad (2.12)$$

Sempre da Gauss si ottiene che:

$$\Phi_{bi} = B_{bi} \cdot h_{bi} \cdot L_{fe} B_{bi} = \frac{\Phi_{bi}}{h_{bi} \cdot L_{stk} \cdot k_{stip}} = 1.742[T] \quad (2.13)$$

Il valore trovato é un valore di picco, ai fini di valutare lo stato del ferro in termini di saturazione utilizziamo un valore pari tra compreso tra $[85 - 90\% B_{bi}]$ cioè circa $B_{bi} = 1.4[T]$, a cui corrisponde un valore di amperspire pari a $H_{bi} = 500[A/m]$. Ricavato il valore di lunghezza di corona che ci interessa l_{bi} :

$$l_{bi} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{bi})}{2p \cdot 2} = 64.763[mm] \quad (2.14)$$

Si ricava il valore di corrente magnetizzante di corona:

$$I_{magcorona} = H_{bi} \cdot l_{bi} = 32.4[A] \quad (2.15)$$

Sapendo che :

$$B_{g0} = 0.717[T] \quad (2.16)$$

$$H_{g0} = \frac{B_{g0}}{\mu_0} = 570660[A/m] \quad (2.17)$$

$$I_{magtraferro} = H_{g0} \cdot g' = 641[A] \quad (2.18)$$

Il coefficiente di saturazione vero approssimato risulta quindi:

$$k_{satvero} = \frac{\sum H_i \cdot l_i}{I_{mag_gap}} = 1.18 \quad (2.19)$$

2.2.2 Analisi a carico

Scopo dell'analisi a carico é vedere quanta coppia si riesce ad ottenere dalla lamiera in questione. L'espressione della coppia puó venire scritta nella forma seguente :

$$T = \frac{\pi}{4} \cdot D^2 \cdot L_{stk} \cdot \hat{B}_g \cdot \hat{K}_s \quad (2.20)$$

Con D diametro interno di macchina e \hat{K}_s carico elettrico, cioè:

$$\hat{K}_s = \frac{3 \cdot k_w \cdot N_s \cdot \hat{I}}{\pi \cdot D} \quad (2.21)$$

Fissata una densità di corrente di circa J_s si calcola la corrente di cava ipotizzando un fattore di riempimento pari a k_{fill} di 0.4.

$$\hat{I}_{slot} = \sqrt{2} \cdot S_{slot} \cdot k_{fill} \cdot J_s \quad (2.22)$$

Sapendo che dai dati di targa nel motore 1 viene dichiarata una coppia di 50[Nm] si ricava il valore di corrente di cava, la densità di corrente e il carico elettrico di macchina:

- $\hat{I}_{slot} = 406[A]$
- $J_s = 5[A/mm^2]$
- $\hat{K}_s = 41713[A/m]$

Conoscendo il carico elettrico si calcola il valore di reazione di indotto:

$$\Delta B_s = \mu_0 \cdot \frac{\hat{K}_s \cdot D}{2p \cdot (g' + \frac{t_m}{\mu_r})} = 0.235[T] \quad (2.23)$$

Per simulare la prova a carico in ambiente *femm* si imposta un codice *.lua* ai fini di assegnare a ciascuna cava il suo valore di corrente. In particolare volendo lavorare nell'MTPA, si controlla il solo valore di corrente di asse q trascurando l'effetto della saturazione (se volessimo compensare l'effetto della saturazione per mantenerci nell'MTPA dovremmo dare anche corrente di asse d). L'espressione delle correnti da utilizzare sarà quindi qualcosa del genere:

- $i_a(t) = \hat{I}_{slot} \cos(\omega t + \theta)$
- $i_b(t) = \hat{I}_{slot} \cos(\omega t + \theta - 120)$
- $i_c(t) = \hat{I}_{slot} \cos(\omega t + \theta - 240)$

dove θ sarà 90 gradi.

Ciò che si ottiene é riportato in figura:

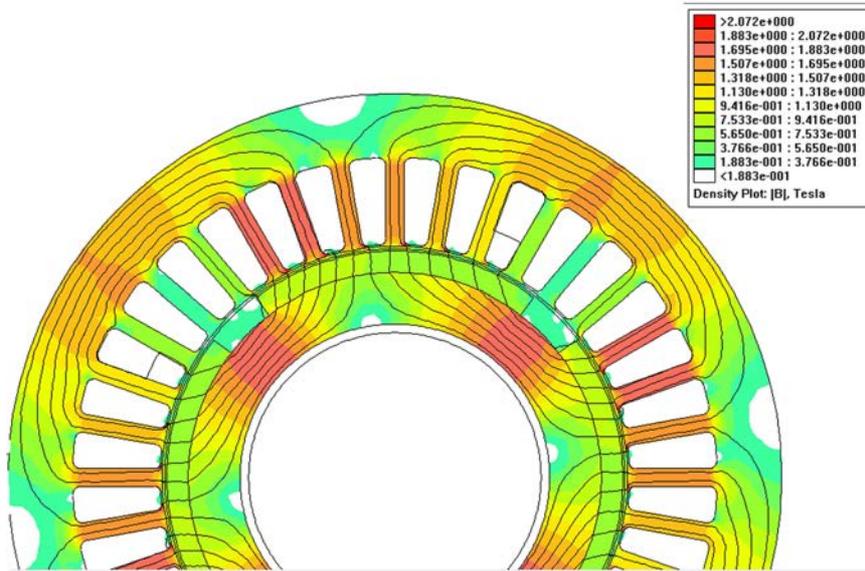


Figura 2.7: macchina a carico

Si nota come l'induzione si concentri sugli spigoli dei denti, mentre invece nell'anima del dente, come questa rimanga entro valori accettabili.

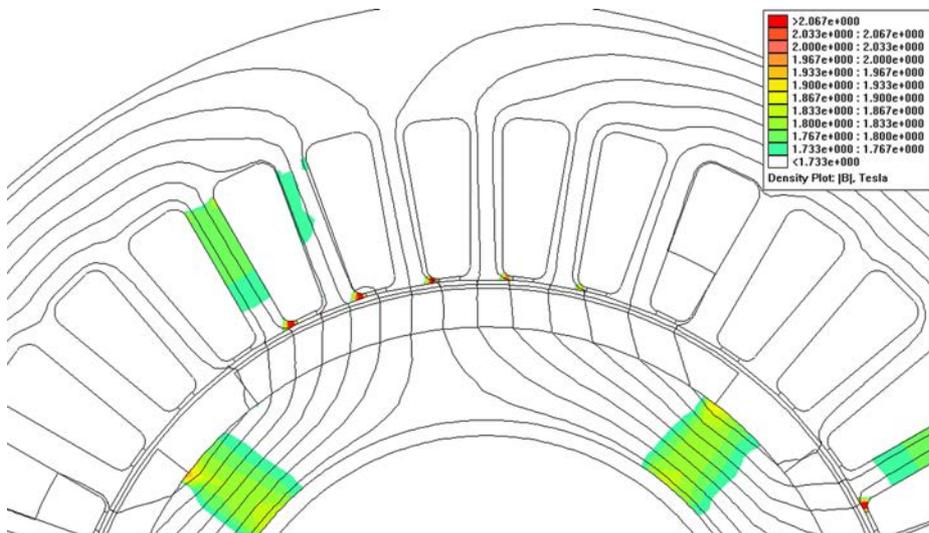


Figura 2.8: macchina a carico, particolare denti

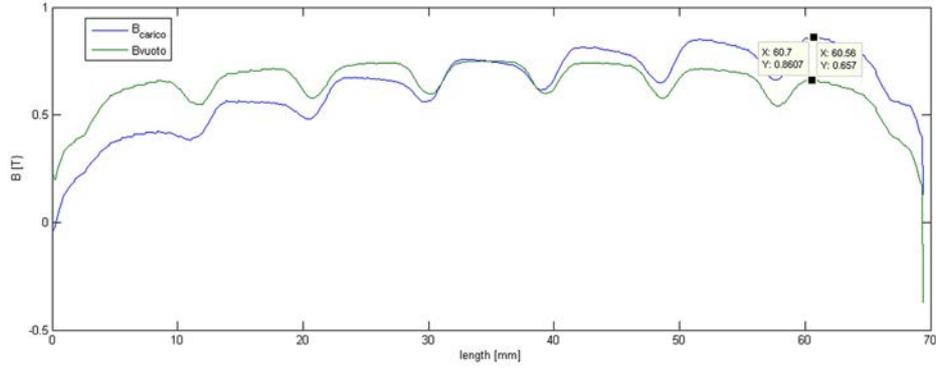


Figura 2.9: effetto della reazione di indotto

Ai fini di calcolare un k_{sat} piú vicino al vero viene ricalcolato il ΔBs in quanto non tiene conto del fatto che il magnete copre solo 150 gradi dei 180 disponibili.

$$\Delta B_{s_{true}} = \sin(75)\Delta Bs = 0.23[T] \quad (2.24)$$

Sopra un magnete ci sono 7 denti interi che coprono un ampiezza del magnete di 140 gradi, quindi:

dente	1	2	3	4	5	6	7	—
integra	0.3	0.22	0.119	0	-0.119	-0.22	-0.3	—
B_g	0.911	0.865	0.796	0.716	0.636	0.568	0.514	[T]
B_t	2.15	2.02	1.87	1.68	1.49	1.33	1.2	[T]
H_t	80000	30000	10500	4500	900	350	200	[A/m]
$H_t \cdot h_s$	1680	630	221	94.5	20	7.35	4.2	[A]

Tabella 2.8: Induzione denti analitica

La corrente di magnetizzazione media risulta quindi:
 $\langle H_t \cdot h_s \rangle = 380[A]$

e un valore di induzione medio al traferro di :

$$\langle B_g \rangle = 0.7[T]$$

e stimato da femm :

$$B_g = 0.635[T]$$

Il flusso a carico di corona risulta:

$$\Phi_{bi} = \frac{1}{2} \cdot \Phi_{g0} = \frac{1}{2} \cdot \left(B_g \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot L_{stk} \cdot \frac{150}{180} \right) = 0.00376[Wb] \quad (2.25)$$

Da cui si ottengono i valori di picco e medi dell'induzione nella corona

- $B_{bi} = 1.74[T]$

- $B_{bi} = 1.4[T]$

Quelli stimati con femm sono :

- $\Phi_{bi} = 0.0033[Wb]$
- $B_{bi} = 1.54[T]$
- $B_{bi} = 1.23[T]$

dente	1	2	3	4	5	6	7	—
integra	0.3	0.22	0.119	0	-0.119	-0.22	-0.3	—
B_g	0.919	0.865	0.796	0.716	0.636	0.568	0.514	$[T]$
B_t	1.8	1.75	1.68	1.6	1.49	1.33	1.2	$[T]$
H_t	9500	6000	4500	4000	450	350	200	$[A/m]$
$H_t \cdot h_s$	168	126	94.5	80	20	7.35	4.2	$[A]$

Tabella 2.9: induzione denti corretta con femm

Il coefficiente vero di saturazione sarà:

$$k_{sat} = \frac{\sum H_i \cdot l_i}{H'_g} = 1.64 \quad k_{sat_{femm}} = 1.15 \quad (2.26)$$

Se ora volessimo una coppia di 90 Nm invece di 50 Nm dichiarata nelle specifiche del Motore 3, va cambiato il valore di corrente da inserire nelle cave. Per avere una coppia T pari a 90 Nm dobbiamo inserire una corrente di picco di circa:

$$\hat{I}_{slot} = 1022[A] \quad (2.27)$$

Cioè circa:

$$J_s = 10.7[A/mm^2] \quad (2.28)$$

Che si traduce in un $\Delta B_s = 0.477[T]$.

Circa il doppio di quanto era stato ottenuto in precedenza.

Questo valore fa sì che la distribuzione di induzione al traferro cambi, in particolare si nota che il valor medio calcolato analiticamente rimane praticamente invariato, discostandosi da quello di femm:

- $\langle B_g \rangle = 0.7[T]$
- $\langle B_{gfem} \rangle = 0.61[T]$

Si riportano la distribuzione di induzione e il dettaglio nei denti a carico:

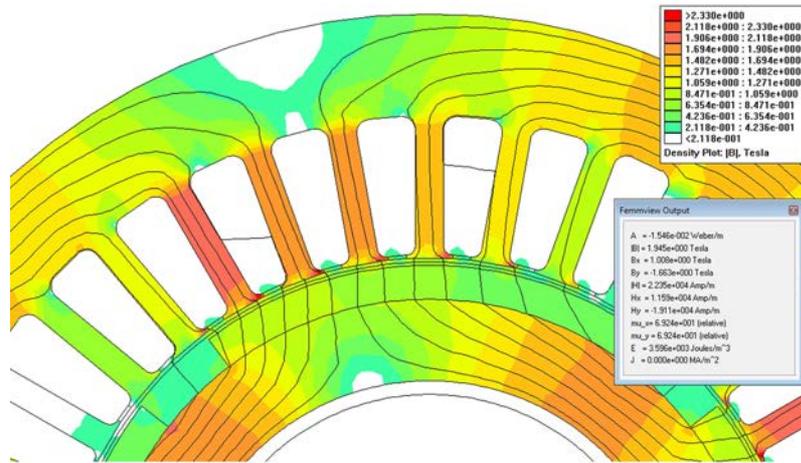


Figura 2.10: macchina a carico

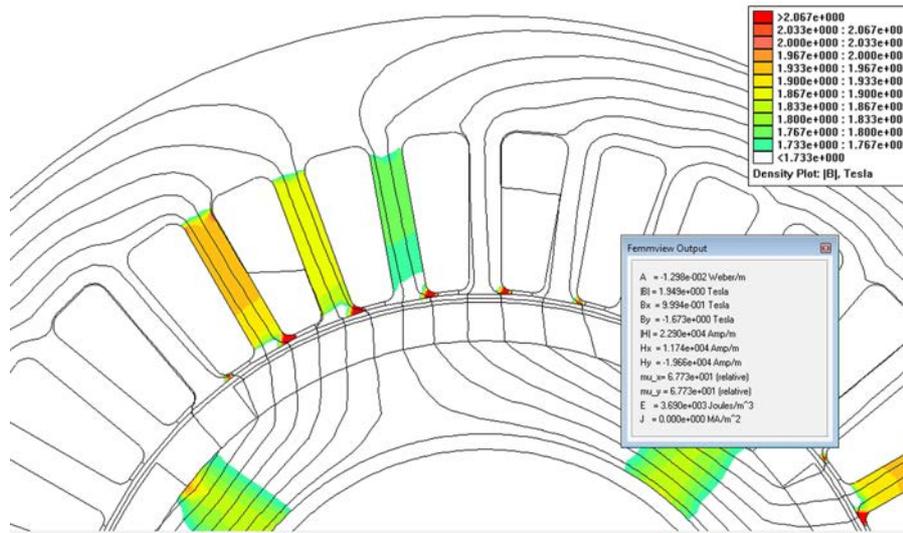


Figura 2.11: macchina a carico

In tabella i valori di induzione nei denti calcolati analiticamente vengono corretti con quanto trovato nella simulazione con *femm*

dente	1	2	3	4	5	6	7	—
integra	0.3	0.22	0.119	0	-0.119	-0.22	-0.3	—
B_g	1.14	1.02	0.88	0.716	0.548	0.405	0.3	[T]
B_t	2.14	1.92	1.82	1.6	1.3	0.95	0.7	[T]
H_t	60000	18000	9600	2200	320	135	101	[A/m]
$H_t \cdot h_s$	1260	378	200	50	7	3	2	[A]

Tabella 2.10: induzione denti corretta con femm

Da qui il vero valore del k_{sat} già corretto con femm:

$$k_{sat_{femm}} = \frac{\sum H_i l_i}{H'_g} = 1.47$$

Si riportano le due condizioni di alimentazione in termini di saturazione:

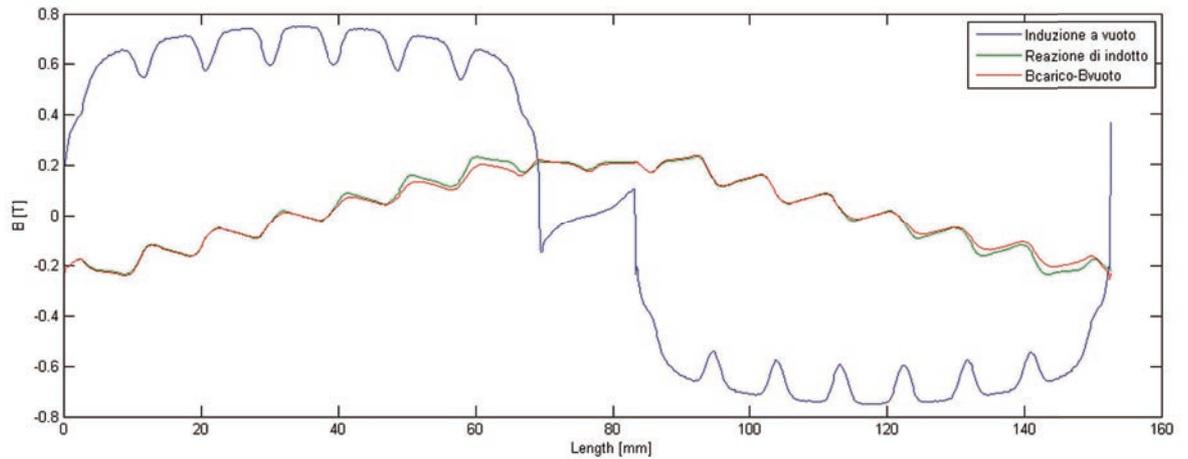


Figura 2.12: effetto saturazione 50 Nm

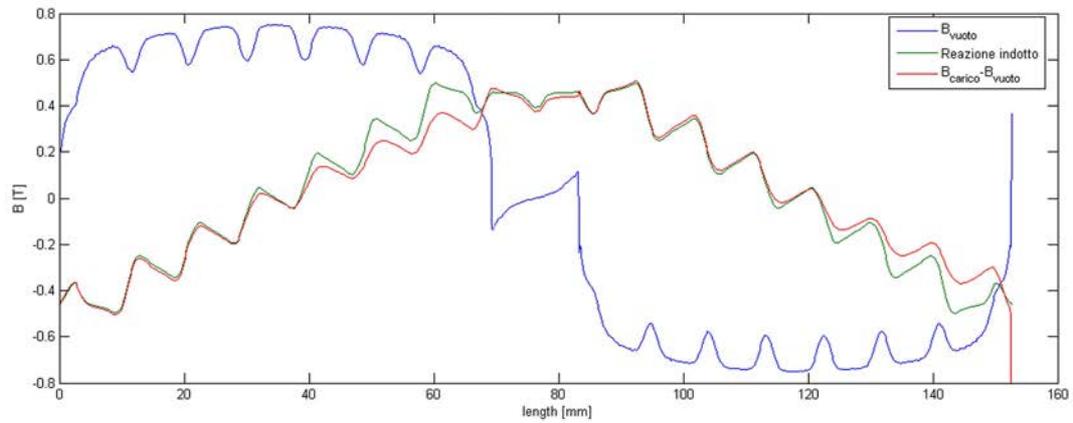


Figura 2.13: effetto saturazione 90 Nm

Si nota come la sovrapposizione degli effetti perda efficacia man mano che la saturazione diventa un fenomeno preponderante, come é da considerarsi nel caso di motore sfruttato fino ai 90 Nm. Si nota infatti che dove la reazione di indotto si somma all'induzione dovuta al magnete il ferro saturi, quindi la differenza algebrica tra B_{carico} e B_{vuoto} non coincide con l'effettiva reazione d'indotto. Riportiamo a tal proposito il seguente grafico, dove possiamo vedere che a 90 Nm:

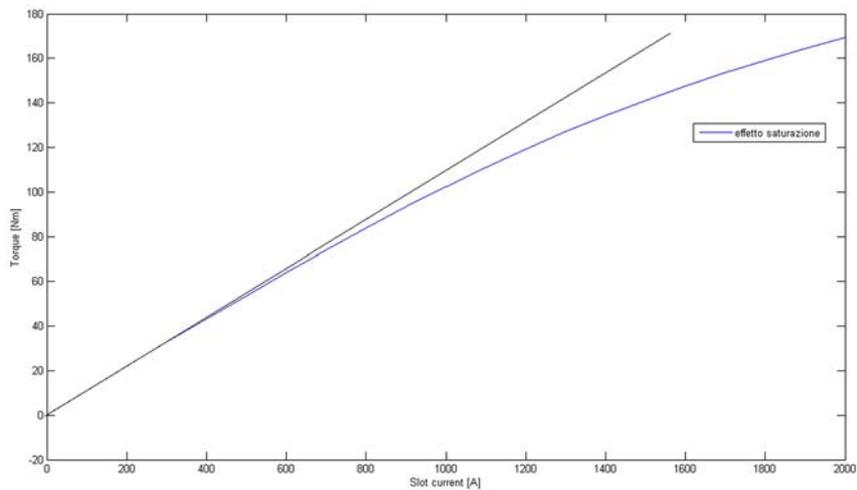


Figura 2.14: effetto saturazione

2.3 Analisi termica

2.3.1 Macchina sfruttata fino a 50Nm

Calcolo perdite nel rame:

Iniziamo calcolando le perdite nel rame, utilizzando il volume di rame interessato dalla conduzione. Lunghezza testate:

$$L_{ew} = 2.5 \cdot \frac{D}{p} = 0.134[mm] \quad (2.29)$$

Lunghezza conduttori:

$$L_c = L_{ew} + L_{stk} = 0.284[mm] \quad (2.30)$$

Volume di rame:

$$Vol_{Cu} = Q_s \cdot k_{fill} \cdot S_{slot} \cdot L_c = 0.000586[m^3] \quad (2.31)$$

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot J_s^2 \cdot Vol_{Cu} = 389[W] \quad (2.32)$$

Con ρ calcolata a 120 gradi

Perdite nel ferro:

Consideriamo il massimo dell'induzione nei denti e nella corona:

$$B_t = 1.8[T]$$

$$B_{maxbi} = 1.54[T]$$

Cifra di perdita:

$$p_{denti} = 7 \cdot \left(\frac{1.8}{1.7}\right)^2 = 8[W/kg]$$

$$p_{backiron} = 5[W/kg]$$

Perdite specifiche:

$$p_{specdenti} = p_{denti} \cdot \left(\frac{f}{50} \cdot 0.7 + \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot 0.3\right) = 37.2[W/kg] \quad (2.33)$$

$$p_{specbackiron} = p_{backiron} \cdot \left(\frac{f}{50} \cdot 0.7 + \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot 0.3\right) = 23.3[W/kg] \quad (2.34)$$

Peso denti e corona:

$$G_t = \gamma_{fe} \cdot Q_s \cdot h_s \cdot w_t \cdot L_{fe} = 3.52[kg]$$

$$G_{bi} = \gamma_{fe} \cdot \pi \cdot (D_e \cdot h_{bi}) \cdot h_{bi} \cdot L_{fe} = 8.7[kg]$$

Perdite nel ferro totali:

$$P_{fetot} = p_{specdenti} \cdot G_t + p_{spec_back_iron} \cdot G_{bi} = 131 + 203 = 334[W] \quad (2.35)$$

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} = 723[W] \quad (2.36)$$

Valore che si discosta dai 500[W] dai dati di targa del Motore 3.

Definiamo ora la potenza in uscita come:

$$P_{out} = T \cdot \omega_{me} = 50 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_{rpm}}{60} = 11.415[kW] \quad (2.37)$$

Possiamo poi calcolare il rendimento totale come:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_m + P_{perdite_{tot}}} = 0.94 \quad (2.38)$$

2.3.2 Macchina sfruttata fino a 90Nm

Per raggiungere tale valore di coppia dobbiamo alimentare la macchina con una densità calcolata di :

$$J_s = 10.7[A/mm^2]$$

A cui corrispondono le perdite nel rame di

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot J_s^2 \cdot Vol_{Cu} = 1784[W] \quad (2.39)$$

Con ρ calcolata a 120 gradi .

Perdite nel ferro:

Consideriamo il massimo dell'induzione nei denti e nella corona:

$$B_t = 2.12[T]$$

$$B_{max_{bi}} = 1.55[T]$$

Cifra di perdita:

$$p_{denti} = 7 \cdot \left(\frac{2.12}{1.7}\right)^2 = 11[W/kg]$$

$$p_{backiron} = 5.8[W/kg]$$

Perdite specifiche:

$$p_{specdenti} = p_{denti} \cdot \left(\frac{f}{50} \cdot 0.7 + \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot 0.3\right) = 51.15[W/kg] \quad (2.40)$$

$$p_{specbackiron} = p_{backiron} \cdot \left(\frac{f}{50} \cdot 0.7 + \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot 0.3\right) = 27[W/kg] \quad (2.41)$$

Perdite ferro totali:

$$P_{fetot} = p_{specdenti} \cdot G_t + p_{specbackiron} \cdot G_{bi} = 180 + 235 = 415[W] \quad (2.42)$$

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} = 2200[W]$$

$$P_{out} = T \cdot \omega_{me} = 90 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_{rpm}}{60} = 20.724[kW]$$

Possiamo poi calcolare il rendimento totale come:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{tot}} = 0.9 \quad (2.43)$$

Risulta abbastanza evidente come il rendimento cali a fronte dell'elevata densità di corrente responsabile della maggior parte delle perdite.

2.3.3 Simulazioni termiche

Ai fini di effettuare una verifica termica della macchina é stato utilizzato il software agli elementi finiti *Mirage*.

Il modello della macchina elettrica utilizzato é stato importato dal cad utilizzato nella simulazione magnetostatica utilizzata nel programma *femm*; una volta importato il dxf si é stata aggiunta la cassa esterna allo statore.

Tra lo statore e la cassa esterna c'è un zona d'aria che simula l'imperfetta unione dei due elementi dal punto di vista meccanico, in maniera da tenere conto di effetti superficiali come la rugosità.

Lo spessore di questo strato d'aria é circa $0.03[mm]$, e come vedremo sarà la zona piú critica nella simulazione termica, in termini di affinamento della mesh.

Per la macchina in questione é stato ipotizzato una modalitá di raffreddamento tramite acqua forzata che scorrerá attraverso dei canali appositi ricavati nella cassa dello statore. Per realizzare questo il software *mirage* permette di fissare una condizione al contorno sulla superficie esterna della cassa di tipo convezione forzata; il coefficiente di scambio termico di convezione forzata α_{H_2O} puó variare tra $100 \div 10000[\frac{W}{m^2K}]$ per questo genere di applicazione.

Il valore dipende principalmente dalla portata d'acqua nei canali di raffreddamento che corrono a spirale lungo la circonferenza della cassa interna; per tutte le simulazioni termiche effettuate é stato scelto un valore di $\alpha_{H_2O} = 1000[\frac{W}{m^2K}]$.

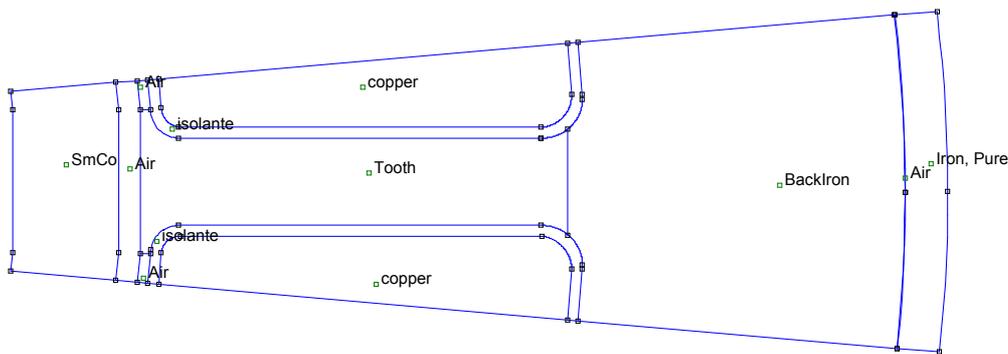


Figura 2.15: Particolare della frazione di macchina simulata

Riportiamo in tabella i dati riguardanti la conducibilità dei materiali utilizzati per la simulazione:

λ_{Cu}	0.75
$\lambda_{isolante}$	0.15
λ_{Ferro}	120
λ_{Aria}	0.0181
λ_{SmCo}	12

Tabella 2.11: Conducibilità materiali utilizzati nella simulazione termica

Il valore della conducibilità del rame utilizzata corrisponde all'utilizzo di un materiale che sia equivalente ad un'amalgama di rame e vernice isolante. Questo perché dal punto di vista dello scambio termico in cava non c'è solo rame, ma conduttori separati da strati di vernice ed aria; se la cava fosse riempita con solo rame lo scambio termico migliorerebbe irrealisticamente. Il valore di conducibilità utilizzato per l'aria al traferro dovrebbe invece essere maggiorato per tenere conto del fatto che l'aria non è ferma, ma in moto turbolento a causa del fatto che il rotore è in movimento. Comunque tenere un valore più basso è cautelativo ai fini di valutare un eventuale temperatura critica alla quale potrebbe trovarsi il magnete. Un altro passo importante nell'impostazione del modello termico è rappresentato dalla necessità di indicare le perdite calcolate in precedenza come perdite per unità di volume associate ai diversi materiali. Il modello viene quindi diviso in zone dove pur avendo lo stesso materiale, si hanno perdite diverse; come la corona e i denti. Nella simulazione termica in questione non si sono modellate le perdite di testata, ma tutte le perdite di rame vengono concentrate nella parte attiva di conduttore; cioè nella parte che ha la stessa lunghezza dello stack dei lamierini (L_{stk}). Caso macchina sfruttata fino a $50[Nm]$:

$$P_{Cu_{sim}} = \frac{P_{Cu}}{QS_{slot_{sim}} L_{stk}} = 597000[W/m^3] \quad (2.44)$$

$$P_{bi_{sim}} = \frac{P_{F_{ebi}}}{Vol_{bi}} = 182000[W/m^3] \quad (2.45)$$

$$P_{denti_{sim}} = \frac{P_{F_{denti}}}{Vol_{denti}} = 290272[W/m^3] \quad (2.46)$$

Caso macchina sfruttata fino a 90[Nm] :

$$P_{Cu_{sim}} = \frac{P_{Cu}}{Q S_{slot_{sim}} L_{stk}} = 2737912.6[W/m^3] \quad (2.47)$$

$$P_{bi_{sim}} = \frac{P_{F_{ebi}}}{Vol_{bi}} = 210690[W/m^3] \quad (2.48)$$

$$P_{denti_{sim}} = \frac{P_{F_{denti}}}{Vol_{denti}} = 398847[W/m^3] \quad (2.49)$$

Riportiamo qui di seguito le distribuzioni di temperatura nei due casi esaminati, tutte le temperature sono espresse in sovratemperatura rispetto all'ambiente esterno, fissato per riferimento a 0°C in maniera tale da poter facilmente valutare la sovratemperatura rispetto a qualsiasi temperatura d'ingresso dell'acqua.

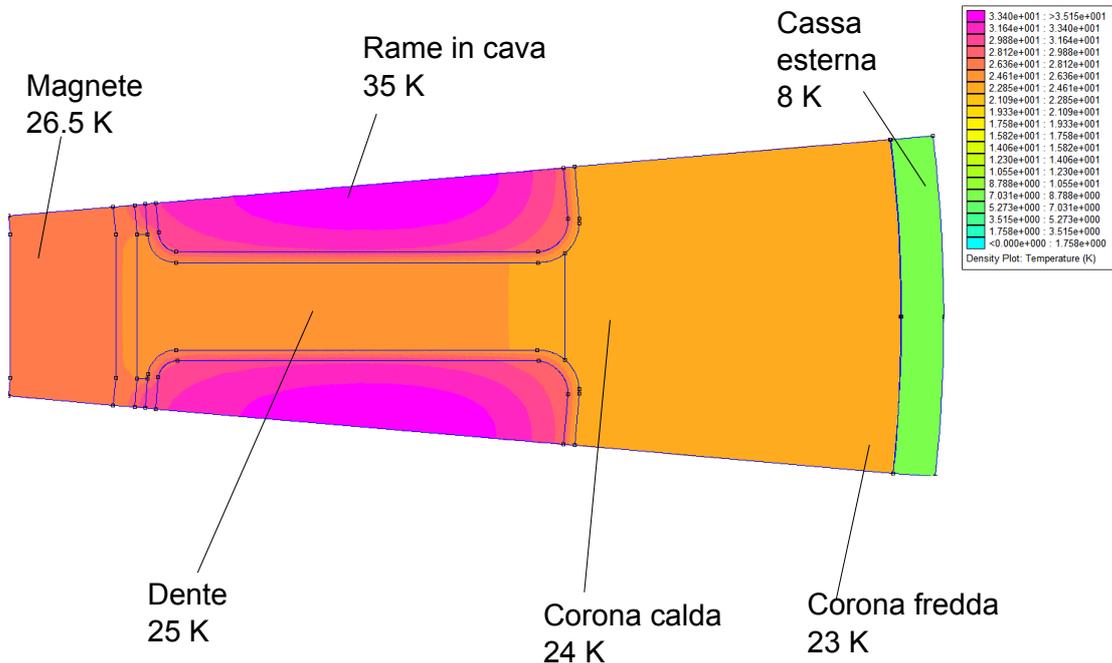


Figura 2.16: distribuzione temperatura 50nm

Dettaglio dell'intercapedine d'aria tra cassa esterna e statore:

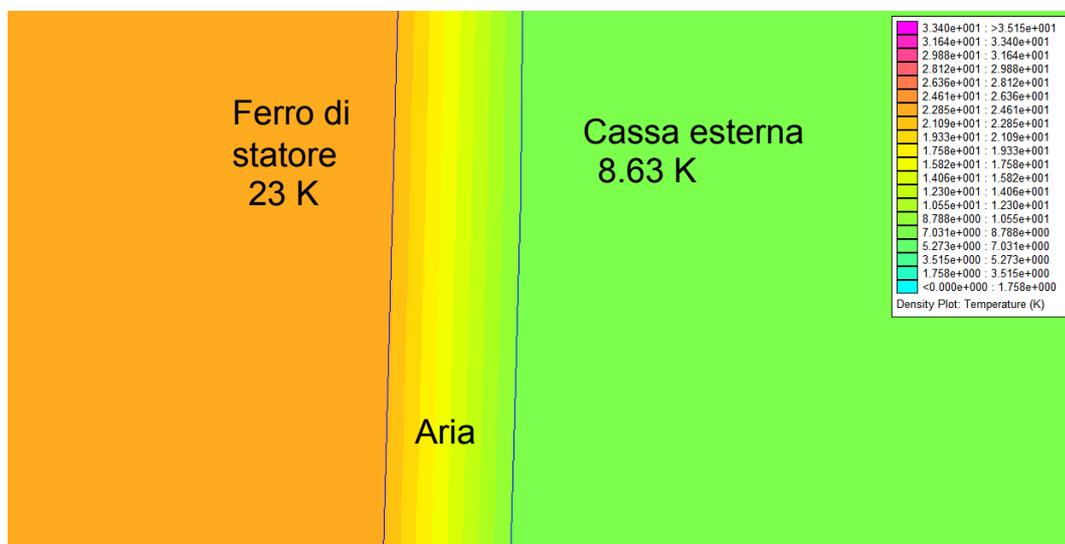


Figura 2.17: distribuzione temperatura intercapedine

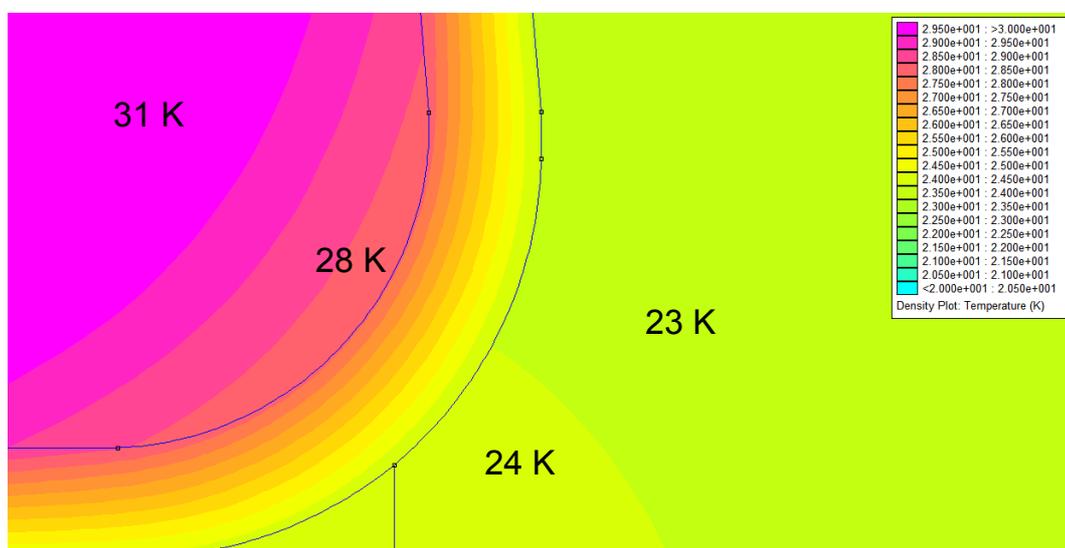


Figura 2.18: distribuzione temperatura isolante cava

Macchina sfruttata fino a 90[Nm]:

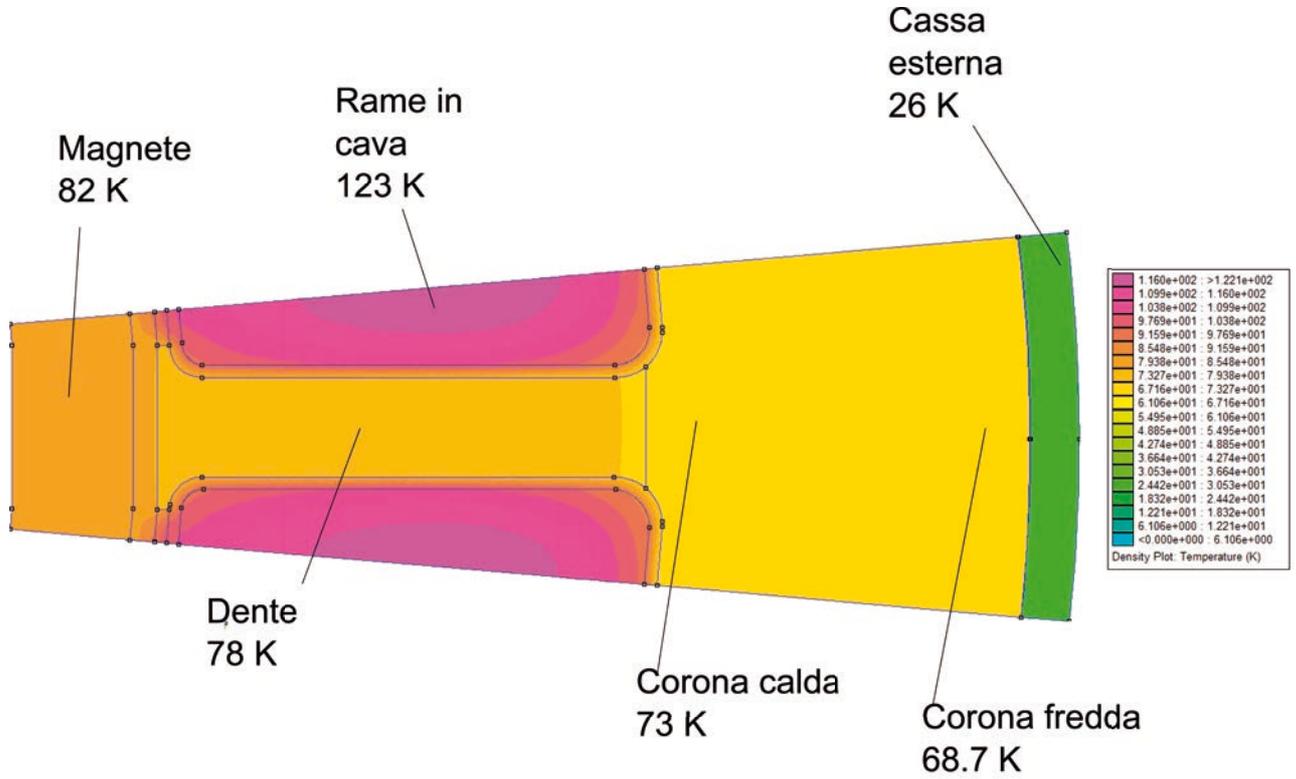


Figura 2.19: distribuzione temperatura 90nm

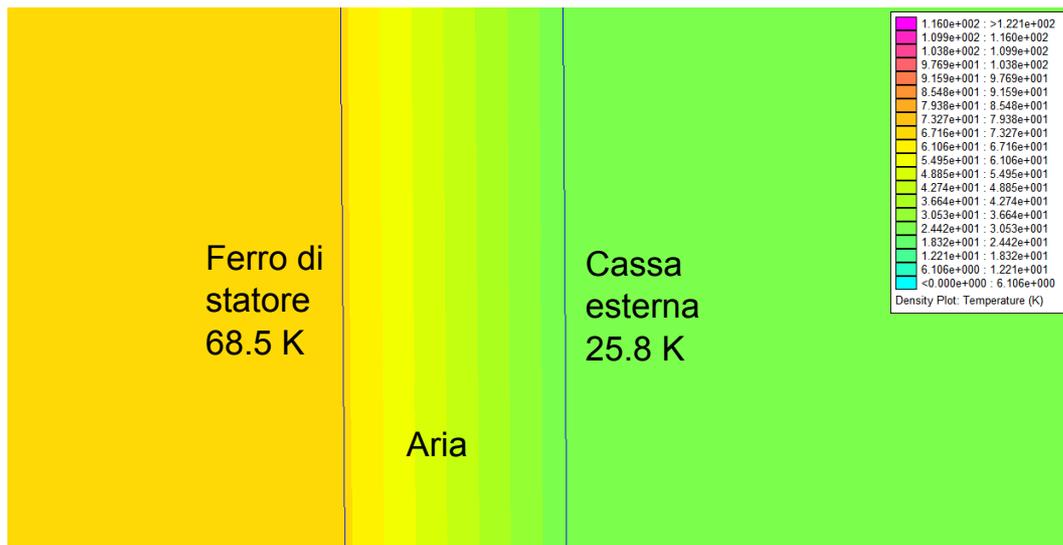


Figura 2.20: distribuzione temperatura intercapedine

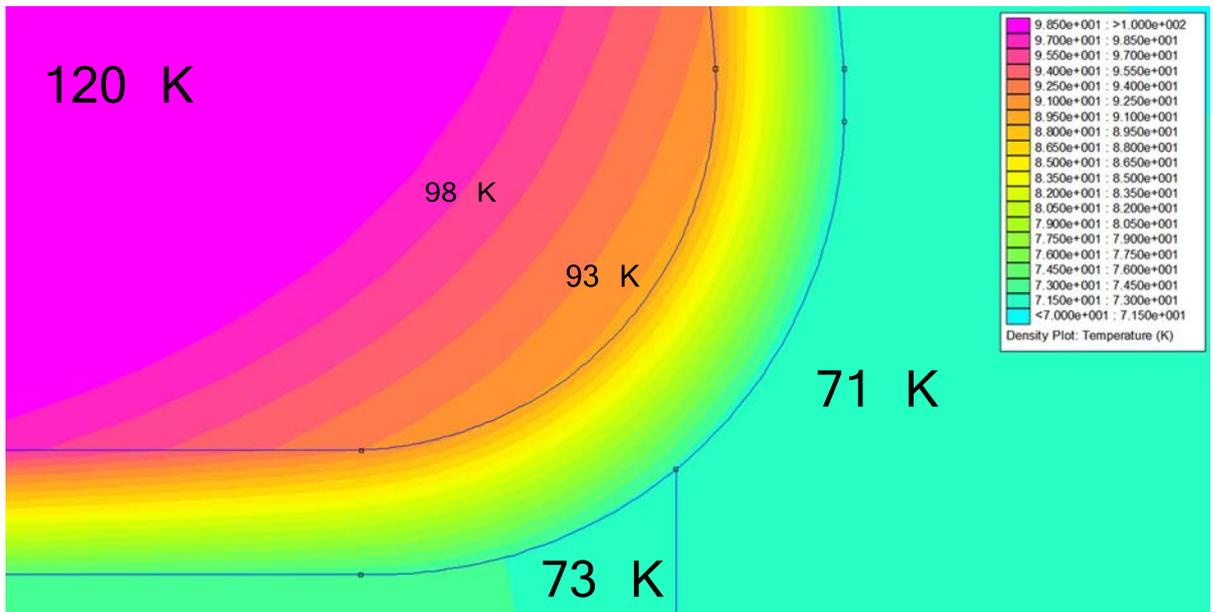


Figura 2.21: distribuzione temperatura isolante cava

Riportiamo l'andamento delle temperature al variare della posizione lungo una linea che parte dalla cassa esterna al piede del magnete.

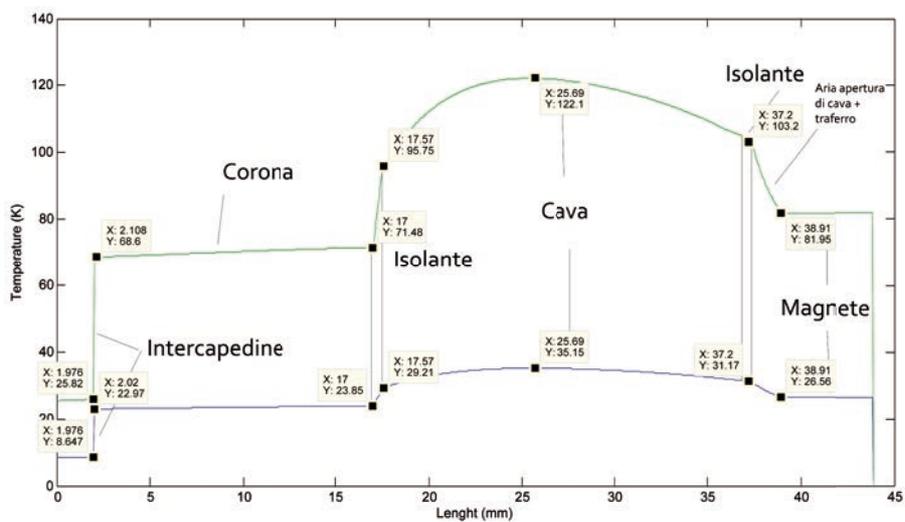


Figura 2.22: Andamento temperature macchina da catalogo e macchina sfruttata fino a $90[Nm]$

–	50[Nm]	90[Nm]
$\Delta(\Theta)_{CassaCorona}[K]$	14.4	42.7
$\Delta(\Theta)_{CoronaIsolante}[K]$	1	4.3
$\Delta(\Theta)_{IsolanteCava}[K]$	5	22
$\Delta(\Theta)_{CavaCentro}[K]$	7	30
$\Delta(\Theta)_{IsolanteApertura,cava}[K]$	2	5
$\Delta(\Theta)_{AperturacavaTraferro}[K]$	5	10
$\Delta(\Theta)_{TraferroMagnete}[K]$	2.6	21.25

Tabella 2.12: Conducibilità materiali utilizzati nella simulazione termica

2.4 Conclusioni

L'analisi effettuata sul motore commerciale e sulle macchine preesistenti ha fatto emergere la problematica della non esistenza di un macchinario adatto alle specifiche richieste dall'applicazione. Questo in quanto i motori o sono sovradimensionati o andrebbero sfruttati in maniera eccessiva; come ad esempio il caso appena analizzato. Per raggiungere la specifica di 90[Nm] a 2200[rpm] a parità di magnete utilizzato, si dovrebbe aumentare la densità di corrente in cava in maniera eccessiva, comportando una riduzione di circa 5% di rendimento e sovratemperature di avvolgimento di circa 120[K] accettabili in classe H (180 °C) solo con una temperatura di ingresso dell'acqua di massimo 60°C .

Il motore comunque può soddisfare le specifiche di coppia e potenza, mantenendo però un rendimento al di sotto del 0.9 , cosa non ottimale vista l'applicazione per la quale vuole essere impiegato.

Una problematica incontrata al momento dell'analisi commerciale è stata l'assenza di informazioni riguardo quanto effettivamente fosse restrittiva la massima dimensione in lunghezza occupabile dalla macchina elettrica. Il motore 3 infatti è lungo circa 150[mm] che potrebbero essere troppi in quanto potrebbe non esserci spazio per l'inserimento della frizione di connessione/disconnessione tra il motore elettrico e la pompa dei servizi idraulici.

Capitolo 3

Progetto motore trasmissione ibrida

3.1 Progetto preliminare 12/10

L'analisi che seguirà ora vertirà sulla possibile alternativa ai motori precedentemente analizzati.

In particolare si focalizzerà l'attenzione sulla progettazione ad hoc di una macchina che soddisfi le caratteristiche richieste dall'applicazione mantenendo un profilo di perdite di macchina contenuto.

A tale scopo si tenterà il progetto di un 12 cave 10 poli, con avvolgimento concentrato a cave frazionarie.

3.1.1 Progetto geometria

Il progetto preliminare inizia fissando le specifiche e la geometria della macchina; in particolare sappiamo che la lunghezza massima a nostra disposizione è di $200[mm]$ e il diametro esterno massimo è di $260[mm]$. In sede di progetto si è deciso di utilizzare $D_{ext} = 230[mm]$ in maniera tale da lasciare un margine per la cassa esterna e la camicia di raffreddamento.

La lunghezza invece è stata ridotta a $100mm$ cautelativamente al fatto che meno lunghezza si utilizzerà più spazio sarà disponibile per l'inserimento della frizione di connessione/disconnessione del motore elettrico sul medesimo albero.

Le specifiche di coppia e potenza sono sempre le stesse, il motore in regime continuativo deve essere in grado di sviluppare una potenza all'albero di $20[kW]$, in particolare $90[Nm]$ a $2200[rpm]$.

P_n	kW	20
T_n	Nm	90
n_{nom}	rpm	2200
J_s	A/mm^2	10
D_{ext}	mm	230
L_{ext}	mm	100
Q_s	–	12
$2p$	–	10
g	mm	1

Tabella 3.1: Specifiche e dimensioni

La progettazione inizia fissando i parametri dei magneti :

induzione residua	B_r	T	0.9
permeabilita' relativa	μ_r	–	1.035
campo coercitivo	H_c	A/m	693000

Tabella 3.2: SmCo 20 MGOe

$$k_{Carter} = 1.1 \tag{3.1}$$

$$k_{Sat} = 1.1 \tag{3.2}$$

$$g'' = g \cdot k_{sat} \cdot k_{Carter} = 1 \cdot 1.1 \cdot 1.1 = 1.21[mm] \tag{3.3}$$

Si ottiene :

$$B_{g0} = B_r \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mu_r \cdot g''}{t_m}} = 0.72[T] \tag{3.4}$$

Con t_m spessore di magnete di circa 5 mm.

$$B_g = \frac{4}{\pi} \cdot B_{g0} \cdot \sin(\alpha_m^e) = 0.894[T] \tag{3.5}$$

Passo importante del design geometrico é scegliere il diametro interno D , questo viene scelto fissando dapprima il passo di cava p_s ; valori tipici sono: $p_s = 20 - 45[mm]$

Scelto dopo varie iterazioni un passo di cava ottimale $p_s = 42.652[mm]$ si calcola il diametro interno come:

$$D = \frac{p_s \cdot Q_s}{\pi} = 163.0[mm] \tag{3.6}$$

Avendo fissato la coppia si calcola il carico elettrico della macchina:

$$\hat{K}_s = \frac{4 \cdot T_n}{\pi \cdot B_g \cdot D^2 \cdot L} = 48268.1[A/m] \quad (3.7)$$

Da cui la conseguente reazione di indotto:

$$\Delta B = \frac{\mu_0 \cdot K_s \cdot D}{2p(g + \frac{t_m}{\mu_r})} \quad (3.8)$$

Ricavata la reazione d'indotto, si calcola il valore di corrente di picco necessario a produrla:

$$\hat{I} = \frac{\hat{K}_s \cdot \pi \cdot D}{3 \cdot k_w \cdot N_s} \quad (3.9)$$

Per calcolare l'equazione sono necessari due parametri derivanti dalla scelta dell'avvolgimento.

Progetto Avvolgimento

Sapendo che il nostro statore ha Q_s cave pari a 12 e un numero di poli $2p$ pari a 10 possiamo ricavare i seguenti valori:

$$t = 1$$

$$q = \frac{Q_s}{2p \cdot m} = 0.4 \quad (3.10)$$

$$\alpha_e = 150$$

$$Y_q = \frac{Q_s}{2p} \simeq 1 \quad (3.11)$$

Il passo di avvolgimento è ovviamente approssimato all'intero. Si riporta qui di seguito lo schema dell'avvolgimento concentrato.

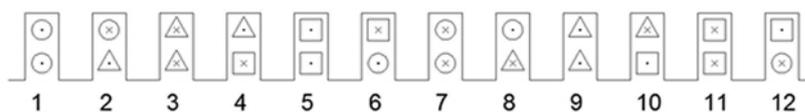


Figura 3.1: avvolgimento concentrato

Stella di cava:

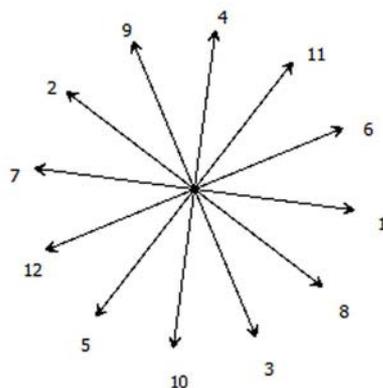


Figura 3.2: stella di cava

Ai fini di calcolare il coefficiente di avvolgimento vanno fatte le seguenti considerazioni;

- Siccome Y_q viene approssimato da 1.2 a 1, si effettua intrinsecamente un raccorciamento pari a $\beta_r = 0.2 \cdot \alpha_e = 30$

L'angolo da considerare per il calcolo del coefficiente di distribuzione k_d sarà:

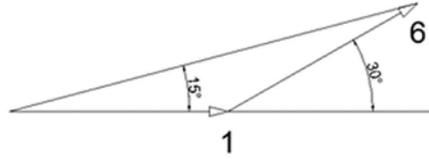


Figura 3.3: coefficiente di distribuzione

Cioè : $k_d = \cos(15) = 0.966$

Mentre il coefficiente di passo sarà: $k_p = \cos(\frac{\beta_r}{2}) = 0.966$ Da cui: $k_w = k_d \cdot k_p = 0.933$

Una volta calcolato il coefficiente di avvolgimento è possibile, ai fini di calcolare la corrente necessaria per raggiungere la coppia richiesta, calcolare il numero di conduttori serie N_s per fase.

Infatti sapendo che :

$$\hat{E} = \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot k_w \cdot N_s \cdot \hat{\Phi} \cdot f} \quad (3.12)$$

Con $\hat{\Phi}$ valore di picco della fondamentale del flusso per polo e f frequenza di alimentazione.

In particolare la frequenza di alimentazione è decisa n_{nom} :

$$f = \frac{\omega_{me}}{2\pi} = \frac{p \cdot \omega_m}{2\pi} = \frac{p \cdot n_{nom}}{60} = 183.33[Hz] \quad (3.13)$$

Ed essendo :

$$\Phi_{01} = B_g \cdot \frac{DL}{p} = 2.9[mWb] \quad (3.14)$$

Avendo fissando la f.e.m. indotta \hat{E} a 160 V, che N_s sarà :

$$N_s = \frac{E}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot k_w \cdot \Phi \cdot f} = 144 \quad (3.15)$$

Considerando che :

$$V_{dc} = 400[V] \quad V_y = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} = 163.3[V] \quad (3.16)$$

Che se inserito nella (1.9) da il valore di corrente necessario:

$$\hat{I} = 66[A] \quad (3.17)$$

Un passaggio importante é ora quello di scegliere la tipologia di conduttore a seconda del numero di vie in parallelo che si vogliono attuare. Questo andrà ad influire sul coefficiente di riempimento di cava e quindi sulla sezioni di cava stessa ai fini di ottenere una densità di corrente di almeno $10[A/mm^2]$. Definito S_{ceq} come :

$$S_{ceq} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2} \cdot J_s} = 4,384[mm^2] \quad (3.18)$$

Si ha :

$$S_c = \frac{S_{ceq}}{n_{pp}} \quad (3.19)$$

Essendo una macchina a 10 poli, l'unica soluzione in termini di n_{pp} é di 5 paralleli. Quindi :

$$S_c = 0.877[mm^2] \quad (3.20)$$

Che corrisponde ad un diametro di conduttore di 1.118 $[mm]$ cioè un diametro commerciale di 1.06 $[mm]$.

Quindi :

$$S_c = 0.882[mm^2] \quad (3.21)$$

$$S_{ceq} = n_{pp} \cdot S_c = 4.41[mm^2] \quad (3.22)$$

A cui corrisponde una corrente:

$$\hat{I} = S_{ceq} \cdot \sqrt{2} \cdot J_s = 63.1[A] \quad (3.23)$$

Conoscendo N_s ricaviamo il numero di conduttori in cava n_c :

$$n_c = n_{cs} \cdot n_{pp} = \frac{3 \cdot N_s}{Q_s} \cdot n_{pp} = 180 \quad (3.24)$$

Da cui la sezione di rame S_{cu} :

$$S_{cu} = n_c \cdot S_c = 158.8[mm^2] \quad (3.25)$$

Quindi ipotizzando un k_{fill} pari a 0.33 :

$$S_{slot} = \frac{S_{cu}}{k_{fill}} = 485.3[mm^2] \quad (3.26)$$

Dalla superficie di cava si definiscono le seguenti grandezze:

- h_{bi}
- h_s
- w_s
- w_{se}

la larghezza del dente va definita prima di procedere w_t . La conservazione del flusso o legge di Gauss applicata al traferro (ipotizzando quindi che tutto il flusso prodotto dal magnete venga incanalato nel ferro del dente senza dispersione) :

$$B_g \cdot p_s \cdot L_{stk} = B_t \cdot L_{fe} \cdot w_t \quad (3.27)$$

Quindi se si fissa l'induzione desiderata nel dente a 1.7 [T] si ottiene :

$$w_t = \frac{B_g \cdot p_s \cdot L_{stk}}{B_t \cdot L_{fe}} = 22.53[mm] \quad (3.28)$$

Quindi la larghezza media di cava w_s sarà:

$$w_s = p_s - w_t = 20.124[mm] \quad (3.29)$$

Quindi l'altezza di cava h_s :

$$h_s = \frac{Q}{2\pi} \cdot \left[\sqrt{w_s^2 + \frac{4\pi \cdot S_{slot}}{Q_s}} - w_s \right] = 19.3[mm] \quad (3.30)$$

E l'altezza di corona h_{bi} :

$$\Phi_{bi} = \frac{1}{2} \cdot B_g \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot L_{stk} = 2.21[mWb] \quad (3.31)$$

Se fissiamo B_{bi} a 1.6 [T]

$$\Phi_{bi} = B_{bi} \cdot h_{bi} \cdot L_{fe} \quad (3.32)$$

Quindi :

$$h_{bi} = \frac{\Phi_{bi}}{B_{bi} \cdot L_{fe}} = 14.36[mm] \quad (3.33)$$

Fissate anche le seguenti grandezze:

- $w_{so} = 4[mm]$
- $h_{wed} = 1.8[mm]$
- $h_{so} = 0.7[mm]$

La geometria di statore risulta quindi completamente definita.

3.2 Analisi Motore 12/10

Ciò che seguirà ora é volto a verificare le prestazioni della macchina progettata precedentemente sia dal punto di vista analitico che con gli elementi finiti.

3.2.1 Analisi a vuoto

L'analisi a vuoto del motore viene attuata ai fini di determinare i seguenti parametri:

Si ricalcola il coefficiente di carter :

$$k_{Carter} = 1.05 \quad (3.34)$$

Con p_s il passo di cava e w_{so} l'apertura di cava

$$g'' = 1.154[mm] \quad (3.35)$$

Si ottiene

$$B_{g0} = 0.727[T] \quad (3.36)$$

Quindi:

$$B_g = 0.894[T] \quad (3.37)$$

$$\Phi_{01} = 2.91[mWb] \quad (3.38)$$

$$\Lambda_m = 0.196[V s] \quad (3.39)$$

Si ricalcola ora il coefficiente di saturazione a vuoto e si vede quanto si discosta dall'ipotesi di partenza. La lamiera utilizzata per la simulazione é qui riportata:

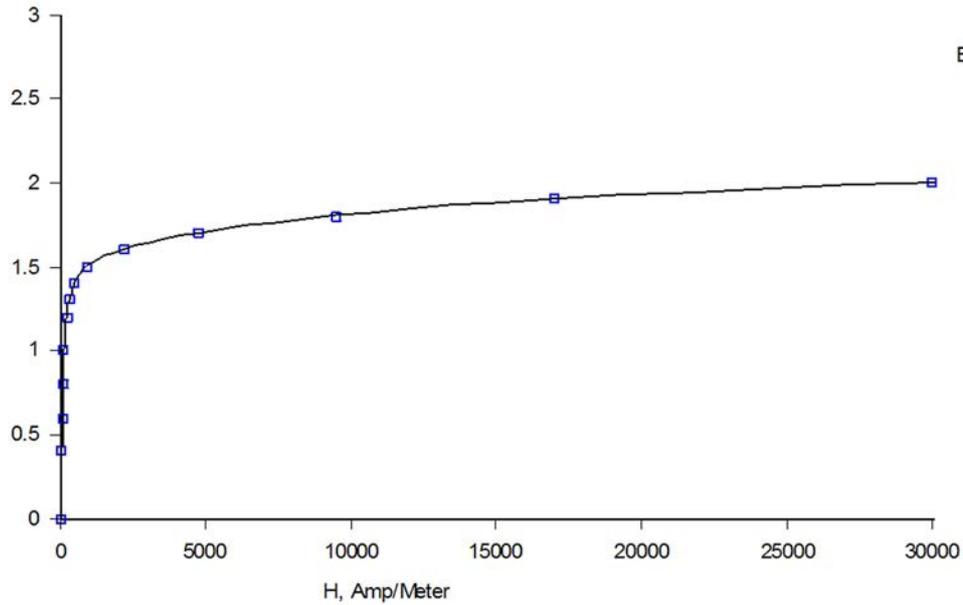


Figura 3.4: induzione al traferro

Lo stato magnetico del dente viene valutato attraverso Gauss:

$$B_{g0} \cdot p_s \cdot L_{stk} = B_t \cdot w_t \cdot L_{fe} \quad (3.40)$$

$$B_t = 1.44[T] \quad (3.41)$$

A cui corrisponde un valore di amperspire H_t pari a 700 [A/m], cioè una corrente magnetizzante di :

$$H_t \cdot h_s = 14[A] \quad (3.42)$$

Si calcola ora il valore di flusso di corona Φ_{bi} :

$$\Phi_{bi} = \frac{1}{2} \cdot \Phi_{g0} = \frac{1}{2} \cdot \left(B_{g0} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot L_{stk} \cdot \frac{150}{180} \right) = 1.55[mWb] \quad (3.43)$$

Sempre da Gauss si ha che:

$$\Phi_{bi} = B_{bi} \cdot h_{bi} \cdot L_{fe} B_{bi} = \frac{\Phi_{bi}}{h_{bi} \cdot L_{stk} \cdot k_{stip}} = 1.184[T] \quad (3.44)$$

Il valore trovato é un valore di picco, ai fini di valutare lo stato del ferro in termini di saturazione si utilizza un valore pari tra compreso tra $[85 - 90\%B_{bi}]$ cioè circa $B_{bi} = 1.04[T]$, a cui corrisponde un valore di amperspire pari a $H_{bi} = 110[A/m]$. Ricavato il valore di lunghezza di corona che ci interessa l_{bi} si scrivere che:

$$l_{bi} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{bi})}{2p \cdot 2} = 33.9[mm] \quad (3.45)$$

Da cui il valore di corrente magnetizzante di corona:

$$I_{magbackiron} = H_{bi} \cdot l_{bi} = 3.74[A] \quad (3.46)$$

Sapendo che :

$$B_{g0} = 0.727[T] \quad (3.47)$$

$$H_{g0} = \frac{B_{g0}}{\mu_0} = 578821[A/m] \quad (3.48)$$

$$I_{maggap} = H_{g0} \cdot g' = 608[A] \quad (3.49)$$

Il coefficiente di saturazione a vuoto vero approssimato sar :

$$k_{sat} = \frac{\sum H_i \cdot l_i}{I_{maggap}} = 1.03 \quad (3.50)$$

Calcolo del flusso al traferro:

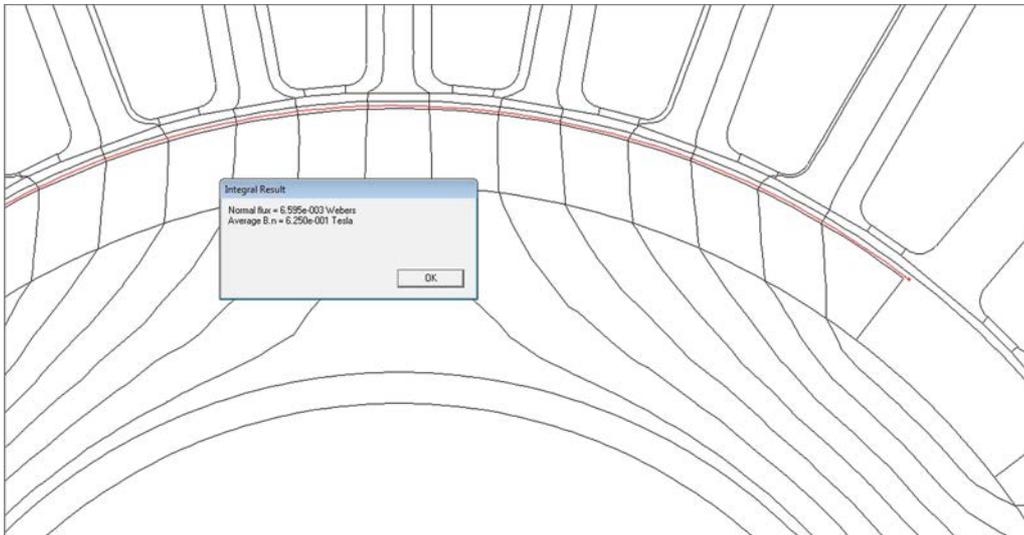


Figura 3.5: macchina a vuoto

Flusso a vuoto:

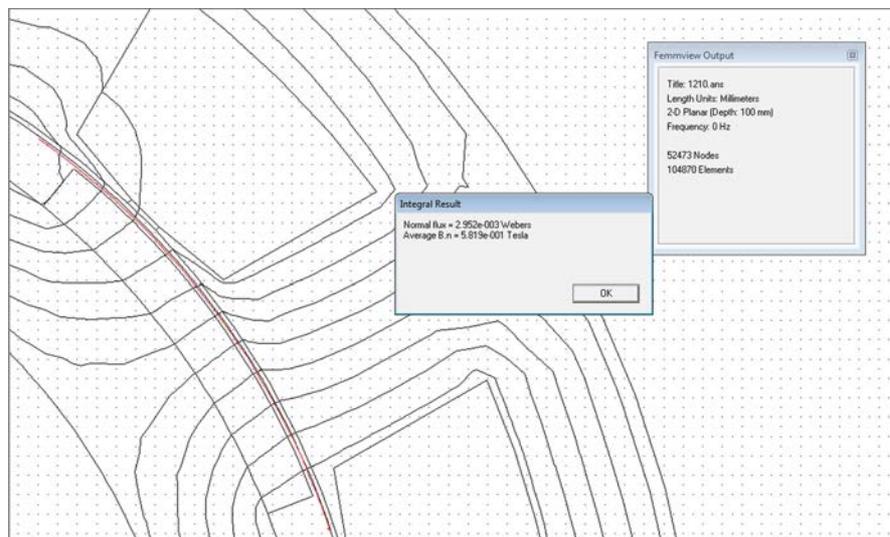


Figura 3.6: flusso e induzione a vuoto

Il flusso attraversante la superficie é circa di $2.95[mWb]$.

Da questi dati si calcola il flusso concatenato da *femm*:

$$\Lambda_{picco} = 0.198[V s] \tag{3.51}$$

Contro i $0.195[V s]$ analitici. Si valuta quanto ciò si discosta dallo stato magnetico della macchina valutato con *femm*:

Induzione	Analitica	Femme
$B_t[T]$	1.44	1.4
$B_{bi}[T]$	1.184	1.05

Tabella 3.3: confronto analitico e numerico

L'analisi a vuoto termina con il calcolo della cogging torque, dei flussi concatenati e della fem concatenata.

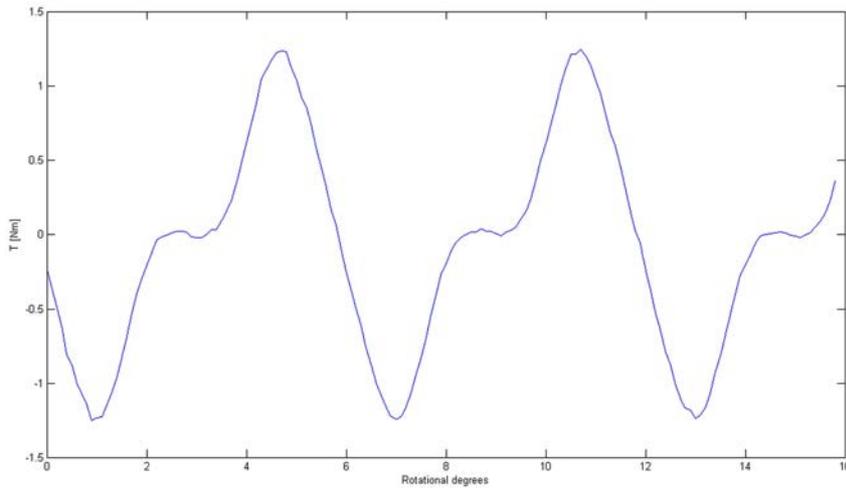


Figura 3.7: cogging torque

3.2.2 Analisi a carico

Analisi a carico della macchina, con solo corrente di asse q:

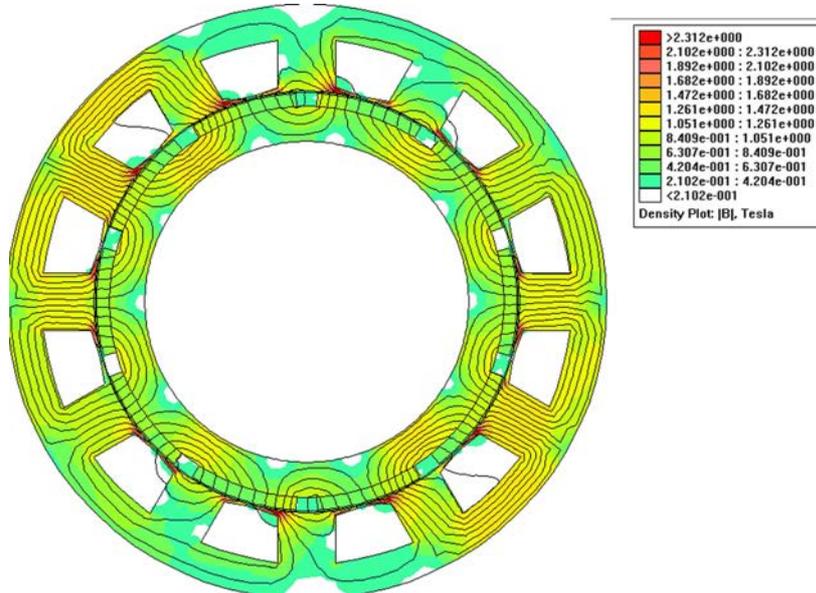


Figura 3.8: macchina a carico

L'induzione si concentra soprattutto sulla scarpa polare, mentre sul dente effettivo questa rimane entro valori contenuti. Il design preliminare sembra sfruttare poco il ferro a disposizione.

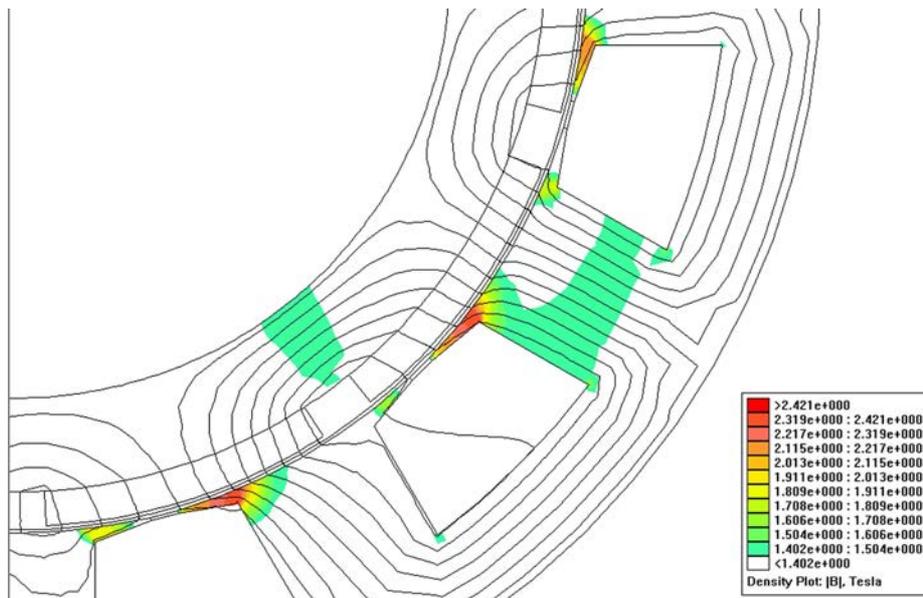


Figura 3.9: macchina a carico, particolare denti

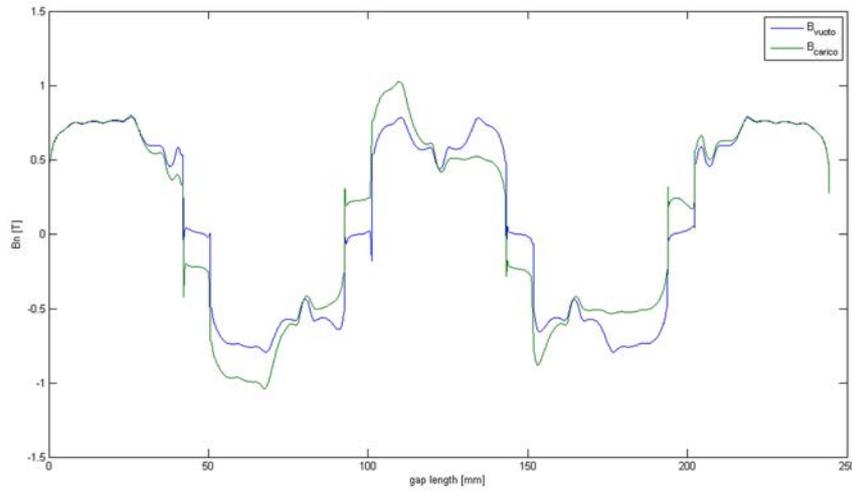


Figura 3.10: effetto della reazione di indotto

Il coefficiente a carico di saturazione é:

$$k_{satfemm} = 1.02 \quad (3.52)$$

Vengono riportati gli andamenti delle induzioni a carico a vuoto, la reazione di indotto e la sovrapposizione degli effetti.

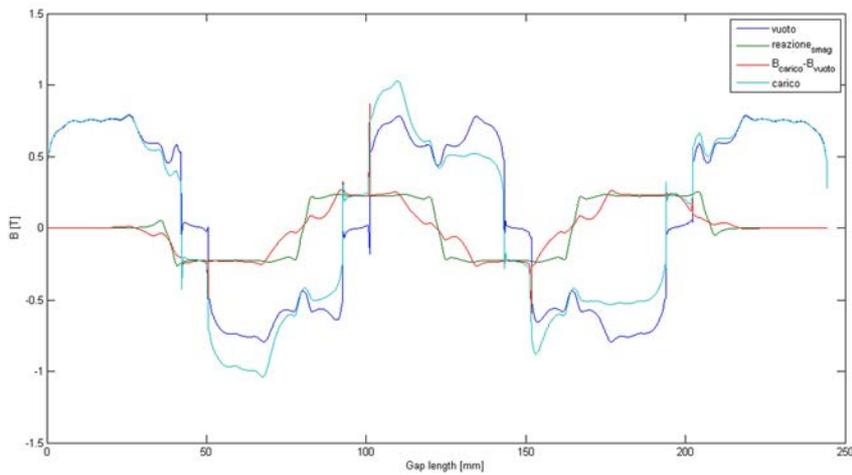


Figura 3.11: effetto saturazione a carico

Notiamo come l'andamento dell'induzione a vuoto sia fortemente distorto, ciò è dovuto all'apertura di cava e alla saturazione delle scarpe polari .

3.2.3 Analisi termica

Calcolo perdite :

Iniziamo calcolando le perdite nel rame, utilizzando il volume di rame interessato dalla conduzione: Ai fini di calcolare la lunghezza della testate viene utilizzata una formula specifica per il caso di avvolgimento concentrato sul dente:

$$L_{ew} = \frac{\pi(w_t + p_s)}{4} = 49.3[mm] \quad (3.53)$$

Lunghezza conduttori:

$$L_c = L_{ew} + L_{stk} = 0.149[m] \quad (3.54)$$

Volume di rame:

$$Vol_{Cu} = 0.0003066[m^3] \quad (3.55)$$

$$P_{Cu} = 832[W] \quad (3.56)$$

Con ρ calcolata a 120 gradi

Perdite nel ferro:

Consideriamo il massimo dell'induzione nei denti e nella corona:

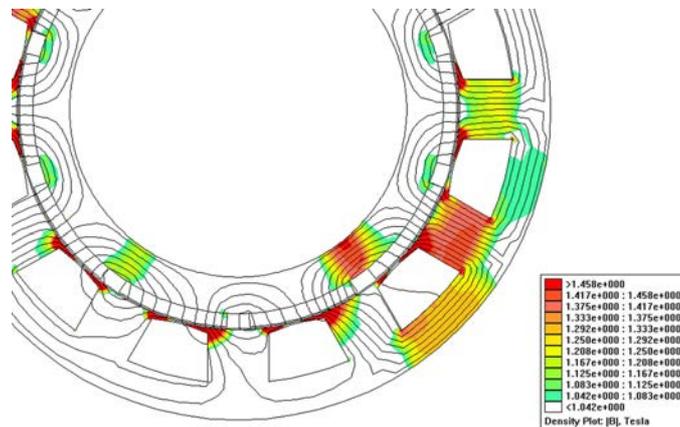


Figura 3.12: induzione massima denti e corona

$$B_t = 1.45[T]$$

$$B_{max_{bi}} = 1.35[T]$$

Cifra di perdita: considerando la lamiera M-19, la cifra di perdita é rappresentata qui di seguito: Da cui possiamo ricavare le perdite specifiche a 50[Hz].

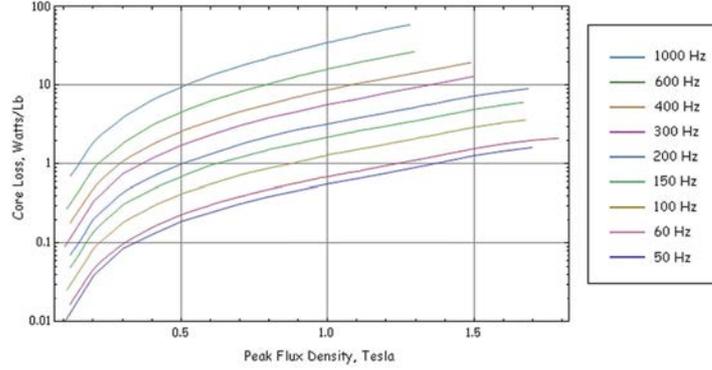


Figura 3.13: cifra di perdita M-19

$$p_{tooths} = 2.44[W/kg]$$

$$p_{backiron} = 2.22[W/kg]$$

Perdite specifiche alla frequenza operativa $f = 183.33[Hz]$:

$$p_{spec_{tooths}} = 16.1[W/kg] \quad (3.57)$$

$$p_{spec_{backiron}} = 14.5[W/kg] \quad (3.58)$$

Peso denti e corona:

$$G_t = \gamma_{fe} \cdot Q_s \cdot h_s \cdot w_t \cdot L_{fe} = 3.99[kg]$$

$$G_{bi} = \gamma_{fe} \cdot \pi \cdot (D_e \cdot h_{bi}) \cdot h_{bi} \cdot L_{fe} = 6.9[kg]$$

$$P_{f_{tot}} = p_{spec_{tooths}} \cdot G_t + p_{spec_{backiron}} \cdot G_{bi} = 300[W] \quad (3.59)$$

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} = 1132[W] \quad (3.60)$$

Definiamo ora la potenza in uscita come:

$$P_{out} = T \cdot \omega_{me} = 93 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_{rpm}}{60} = 21.4[kW] \quad (3.61)$$

Possiamo poi calcolare il rendimento totale come:

$$\eta\% = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{erдите_{tot}}} = 94.7\% \quad (3.62)$$

Si riportano qui di seguito le distribuzioni di temperatura:

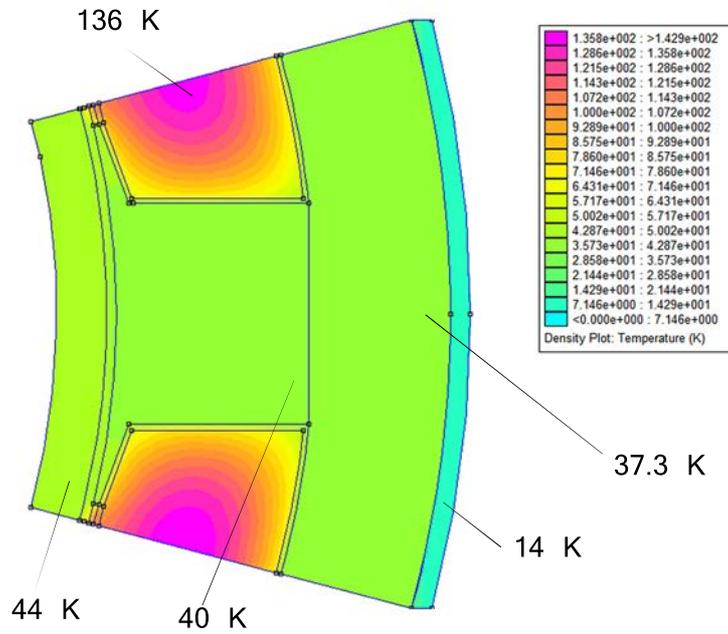


Figura 3.14: distribuzione sovratemperatura

Dettaglio dell'intercapedine tra cassa e statore:

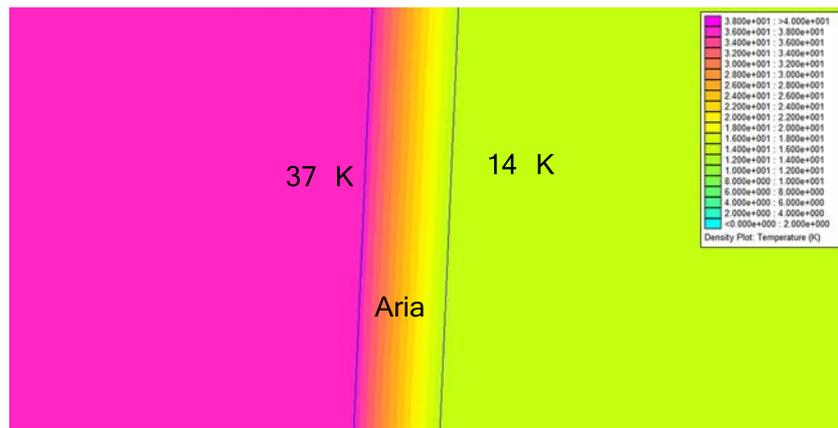


Figura 3.15: distribuzione sovratemperatura intercapedine

Andamento temperature dalla cassa al magnete:

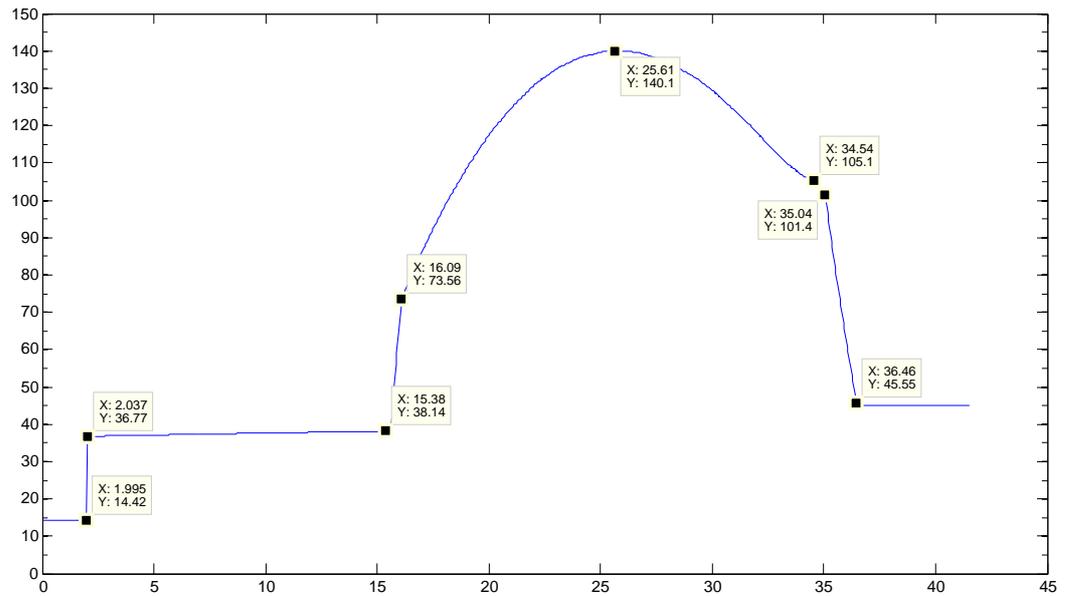


Figura 3.16: Andamento sovratemperature

3.3 Variante motore 12/10

Si riportano qui di seguito alcune analisi fatte sul secondo motore, dove i denti sono stati stretti da 22.4[mm] a 18[mm], e sono state apportate alcune modifiche alle espansioni polari di dente.

Diametro esterno	D_e	mm	230
Diametro interno	D	mm	170
Lunghezza	L_{stk}	mm	100
Traferro	g	mm	1
Passo di cava	p_s	mm	44,4
Larghezza di dente	w_t	mm	18,5
Altezza di cava	h_s	mm	17.05
Altezza di corona	h_{bi}	mm	13.11
Apertura di cava	w_{so}	mm	2.86
Altezza apertura	h_{so}	mm	1.1
Altezza Wedge	h_{wed}	mm	4.7
Larghezza cava	w_s	mm	26
Superficie di cava	S_{slot}	mm ²	449
k_{fill}	k_{fill}	—	0,394
Macchina a vuoto			
Induzione a vuoto traferro	B_{g0}	[T]	0.73
Flusso fondamentale	Φ_{01}	[mWb]	3.05
Flusso concatenato	Λ_m	[Vs]	0.2
Induzione dente analitica	\hat{B}_t	[T]	1.825
Flusso corona	Φ_{bi}	[mWb]	1.6
Induzione corona	\hat{B}_{bi}	[T]	1.289
Induzione dente femm	$\hat{B}_{t_{fea}}$	[T]	1.6
Induzione corona femm	$\hat{B}_{bi_{fea}}$	[T]	1.19
Induzione traferro femm	\hat{B}_{g0}	[T]	0.73
Coefficiente di saturazione	k_{sat}	[—]	1.1

Tabella 3.4: SmCo 20 MGOe

3.3.1 Simulazioni macchina a vuoto

Macchina a vuoto :

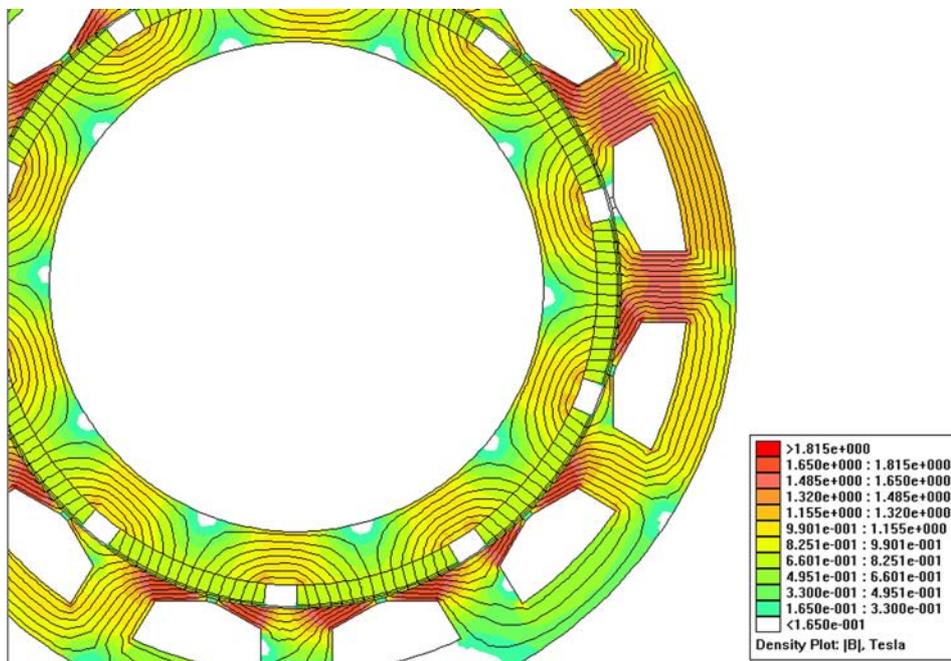


Figura 3.17: macchina a vuoto

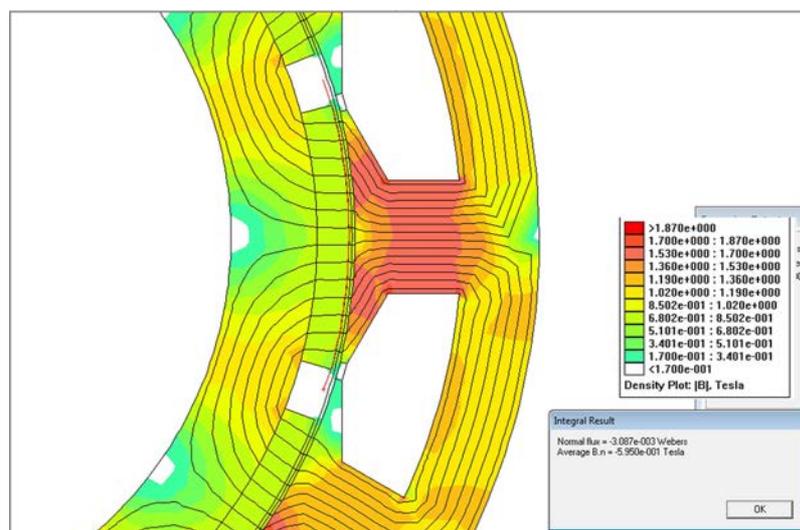


Figura 3.18: flusso e induzione a vuoto

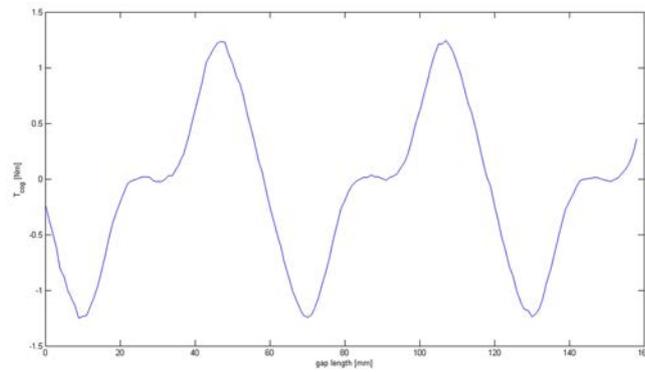


Figura 3.19: cogging torque

3.3.2 Simulazioni macchina a carico

Macchina a carico:

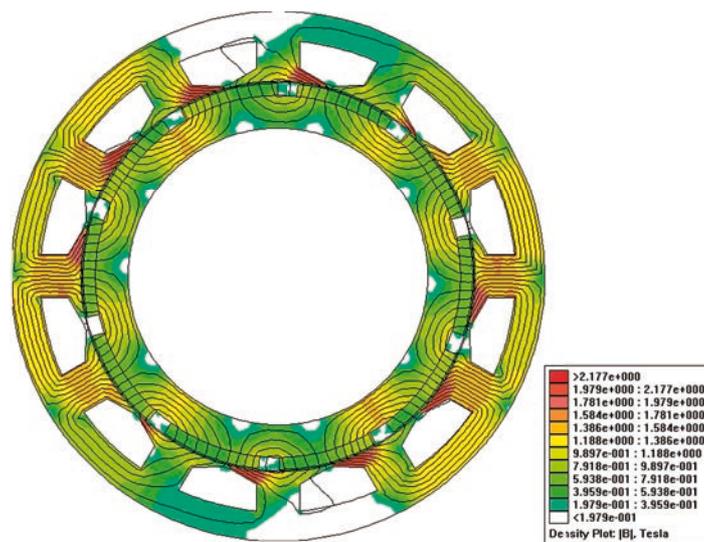


Figura 3.20: macchina a carico

Il flusso ora si distribuisce meglio nell'espansione polare, anche se permangono fenomeni di concentrazione nelle zone più strette.

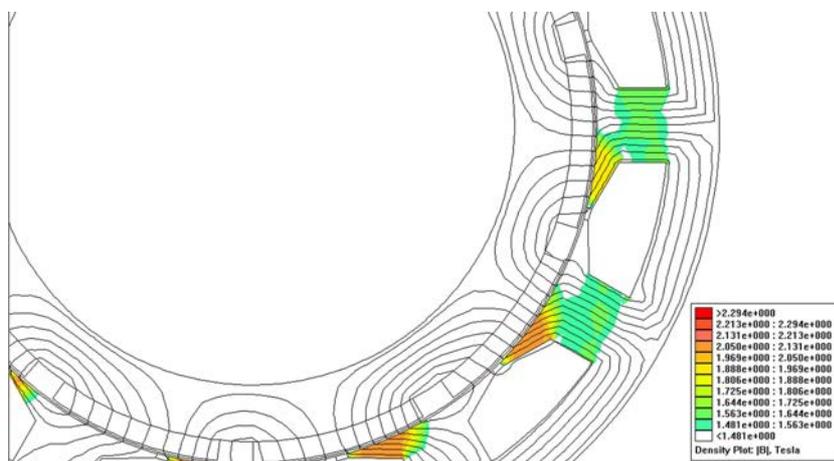


Figura 3.21: macchina a carico, particolare denti

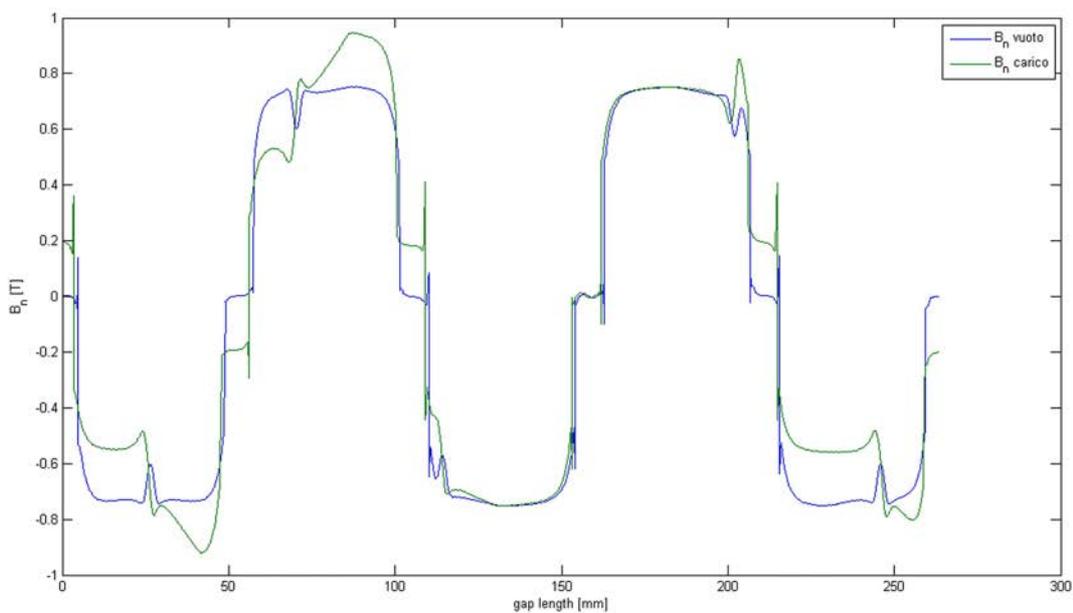


Figura 3.22: effetto della reazione di indotto

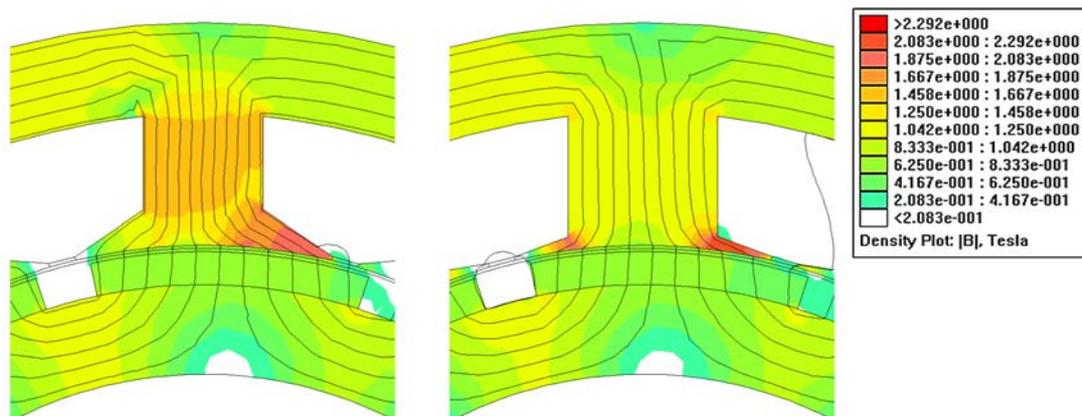


Figura 3.23: Confronto soluzione 12/10 con variante

3.4 Analisi termica variante 12/10

Lunghezza testate:

$$L_{ew} = \frac{\pi(w_t + p_s)}{4} = 49[mm] \quad (3.63)$$

Lunghezza conduttori:

$$L_c = L_{ew} + L_{stk} = 0.149[m] \quad (3.64)$$

Volume di rame:

$$Vol_{Cu} = Q_s \cdot k_{fill} \cdot S_{slot} \cdot L_c = 0.000331[m^3] \quad (3.65)$$

Perdite nel rame:

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot J_s^2 \cdot Vol_{Cu} = 584[W] \quad (3.66)$$

Con ρ calcolata a 120 gradi

Perdite nel ferro:

Si considera sempre il massimo dell'induzione nei denti e nella corona:

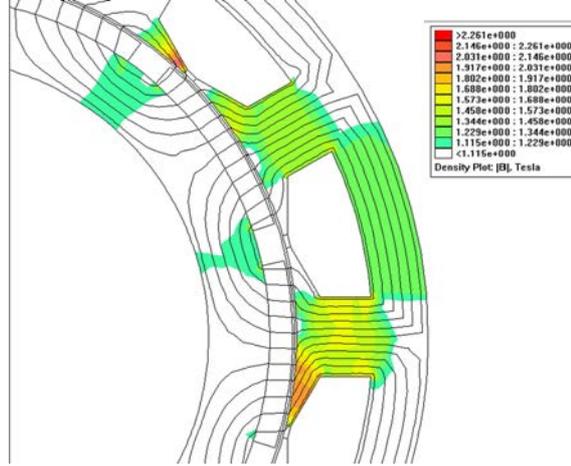


Figura 3.24: induzione massima denti e corona

- $B_t = 1.6[T]$
- $B_{max_{bi}} = 1.3[T]$

A 60 Hz si ha:

- $p_{tooths} = 4.44[W/kg]$
- $p_{backiron} = 6.81[W/kg]$

Perdite specifiche a $f = 183.33[Hz]$:

$$p_{spec_{tooths}} = 21.9[W/kg] \quad (3.67)$$

$$p_{spec_{backiron}} = 12.1[W/kg] \quad (3.68)$$

Peso denti e corona:

$$G_t = 2.84[kg]$$

$$G_{bi} = 6.96[kg]$$

$$P_{f_{etot}} = 62.2 + 84.2 = 147[W] \quad (3.69)$$

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} = 731[W] \quad (3.70)$$

$$P_{out} = T \cdot \omega_{me} = 90 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_{rpm}}{60} = 21.4[kW] \quad (3.71)$$

Possiamo poi calcolare il rendimento totale come:

$$\eta\% = \frac{P_{out}}{P_{out} + Perdite_{tot}} = 96.6\% \quad (3.72)$$

Si riportano qui di seguito le distribuzioni di temperatura :

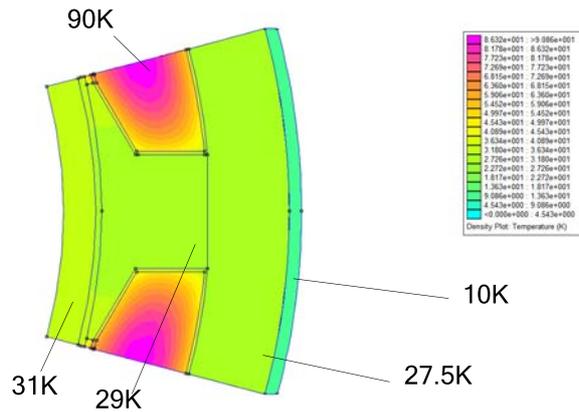


Figura 3.25: Distribuzione sovratemperature

E gli andamenti:

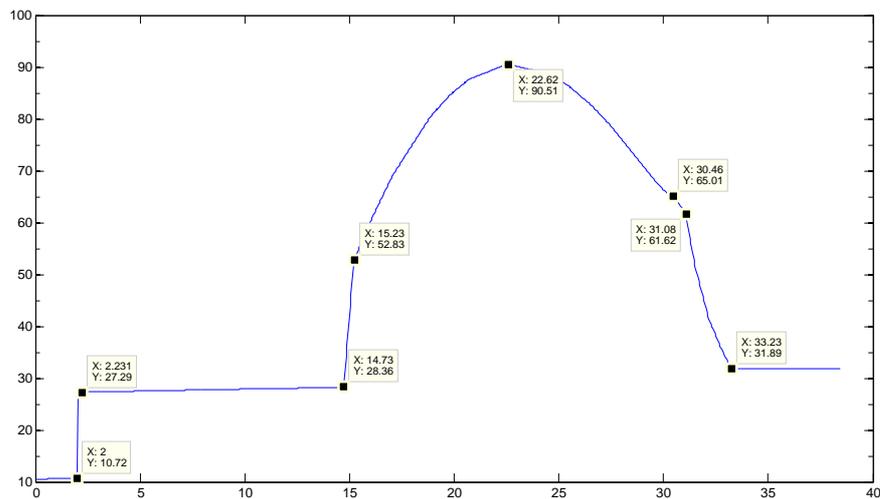


Figura 3.26: Andamento sovratemperature

3.5 Progetto motore Revised

In parallelo al progetto della soluzione 12/10 ne é stata progettata una soluzione che prevede una combinazione a cave frazionarie 18/16. I due progetti sono stati portati avanti nella stessa maniera e con le stesse considerazioni, riassunte in tabella, a cui farà capo la voce *Originale*.

			Originale	V 1	V 2	V 3
Diametro esterno	D_e	mm	230	230	230	231
Diametro interno	D	mm	182	182	184.6	185.4
Lunghezza	L_{stk}	mm	100	100	100	100
Traferro	g	mm	1	1	1.7	1.7
Passo di cava	p_s	mm	31.8	31.8	32.2	3.23
Larghezza di dente	w_t	mm	14.15	12	12	11
Altezza di cava	h_s	mm	12.7	12.7	12.7	13.66
Altezza di corona	h_{bi}	mm	11.3	11.3	10	9
Superficie di cava	S_{slot}	mm^2	244.5	244.5	251	280
k_{fill}	k_{fill}	—	0.4	0.4	0.4	0.4
Altezza giogo rotore	h_{yoke}	$[mm]$	[-]	5	5.6	6
Altezza piede scarpa	h_f	$[mm]$	3	3	4	3
Tensione bus DC	V_{DC}	$[V]$	400	400	560	560
Macchina a vuoto						
Induzione a vuoto traferro	B_{g0}	$[T]$	0.84	0.84	0.61	0.61
Flusso concatenato	Λ_m	$[Vs]$	0.11	0.119	0.162	0.163
Induzione dente analitica	\hat{B}_t	$[T]$	1.54	1.8	1.71	1.874
Induzione corona	\hat{B}_{bi}	$[T]$	0.9	0.9	1	1.1
Induzione dente fea	$\hat{B}_{t_{fea}}$	$[T]$	1.37	1.64	1.42	1.6
Induzione corona fea	$\hat{B}_{bi_{fea}}$	$[T]$	0.9	0.9	0.86	1
Macchina a carico						
Induzione dente	\hat{B}_t	$[T]$	1.46	1.67	1.5	1.8
Induzione dente fea	$\hat{B}_{t_{fea}}$	$[T]$	1.4	1.65	1.42	1.65
Induzione corona	\hat{B}_{bi}	$[T]$	0.95	0.95	0.9	1
Induzione corona fea	$\hat{B}_{bi_{fea}}$	$[T]$	0.97	0.97	0.95	1.1

Tabella 3.5: Confronto varianti soluzione 18/16

Quello che si riporta in questa sezione sono i risultati di considerazioni riguardanti esigenze progettuali del costruttore del prototipo della macchina elettrica e di ulteriori sviluppi avvenuti in fase di progetto della trasmissione, che allo stadio preliminare del lavoro di tesi non erano ancora, ovviamente, noti.

Fino ad ora i progetti sviluppati prevedevano l'utilizzo di uno stack di lamierino lungo $100[mm]$ ai fini di poter assicurare l'inserimento della frizione c1, responsabile delle operazioni di connessione o disconnessione della macchina elettrica dall'albero master della trasmissione meccanica. In sede di progetto è stata pensata una via alternativa all'inserimento di quest'ultima, nell'ottica di massimizzare la compattezza del sistema da integrare all'interno della drive line.

Si è pensato quindi di aumentare il diametro del foro passante di rotore, in maniera tale da poter inserire all'interno di questo la frizione di blocco/sblocco.

Contattando il costruttore inoltre è stato possibile avere informazioni più precise riguardo lo spessore della cassa esterna utilizzata dall'azienda per applicazioni che richiedono il raffreddamento ad acqua.

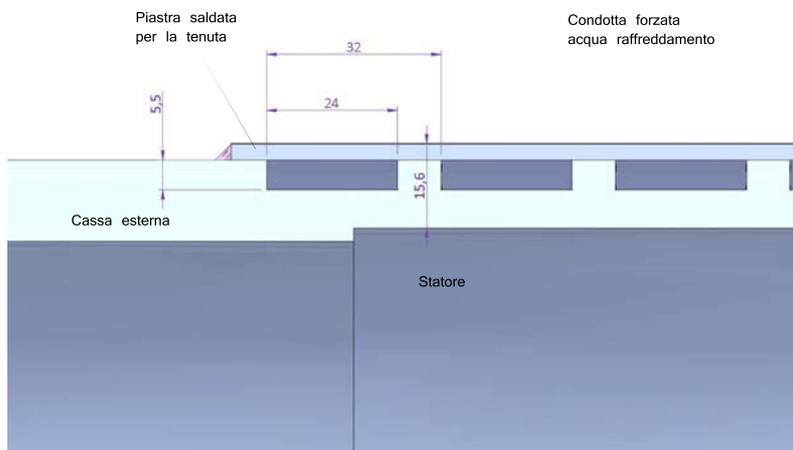


Figura 3.27: Sezione raffreddamento acqua

Tutte le considerazioni sopracitate comportano una nuova analisi della soluzione *originale* della macchina a 18 e 16 poli, principalmente a causa delle conseguenze riassunte qui di seguito:

- il traferro viene aumentato da 1 [mm] standard utilizzato fin'ora a 1.7[mm] in maniera che il costruttore possa garantire il fissaggio dei magneti tramite fibra di vetro.
- Essendo il nuovo traferro maggiore, l'induzione cala. Questo comporta una diminuzione di coppia a parità di corrente. Ne consegue che la direzione migliore nel ridisegnare lo statore è cercare di aumentare il volume di traferro sfruttando l'aumento di D_{ext} per aumentare D . Il diametro esterno della macchina viene quindi aumentato da 230[mm] a 231[mm], riducendo lo spessore della lamiera all'intercapedine dove scorre l'acqua di raffreddamento.
- Avendo fissato il limite di h_{bi} minimo a circa 8 [mm] ,ai fini di garantire una buona resistenza della struttura, possiamo ridurre il valore attuale per aumentare il diametro al traferro D . Le prove sono state fatte a 10 e 9 [mm]. Il minimo spessore di corona è consigliato dal costruttore ai fini di garantire solidità strutturale.
- Il diametro interno quindi viene aumentato al valore di $D_{int} = 160[mm]$ per garantire l'inserimento della frizione; questo comporta una riduzione della corona di ferro del giogo di rotore. Lo spessore di giogo h_{yoke} si porta ad un valore di 5 [mm] potrebbe saturare velocemente, si prova per cui ad allargarlo inizialmente a 5.6 [mm] poi a 6 [mm], compatibilmente con le restrizioni date dagli altri punti elencati.
- L'avvolgimento attorno al dente per l'azienda costruttrice potrebbe essere un problema, facendo lievitare quindi i costi; viene pertanto presa in considerazione la scelta dell'avvolgimento distribuito.
- Durante il dimensionamento del pacco batterie è stato deciso di alzare la tensione del bus DC a 560[V] per adeguarsi agli standard industriali del trifase raddrizzato.
- Particolare attenzione andrà fatta per la simulazione termica, in quanto per il raffreddamento verrà utilizzata l'acqua di uscita del radiatore preesistente all'interno della terna. La temperatura d'ingresso del fluido refrigerante è fissata a 90°C.

3.5.1 Confronto varianti 18/16

Si riportano i risultati del confronto a pieno carico tra la soluzione indicata in tabella come V2 e V3.

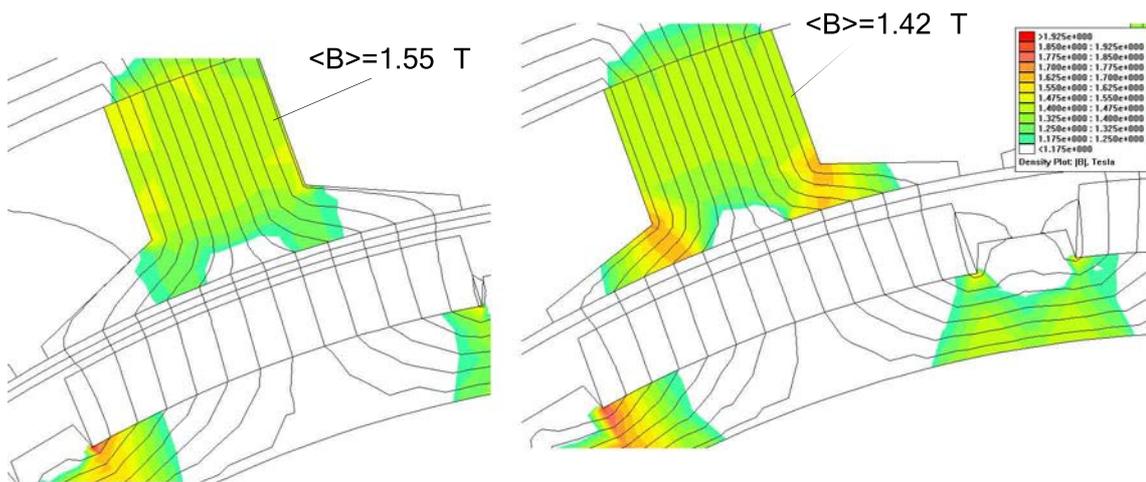


Figura 3.28: Confronto tra le diverse geometrie V2 e V3

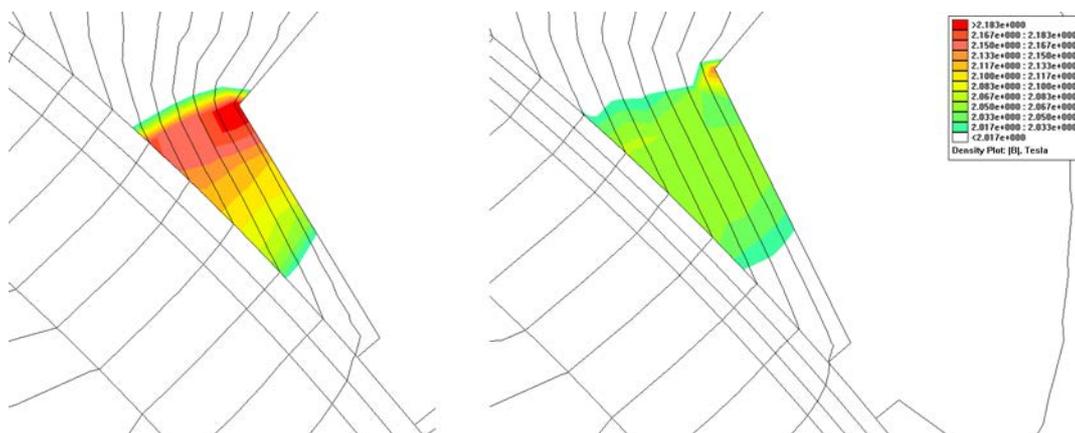


Figura 3.29: Confronto induzione sulla scarpa polare geometrie V2 e V3

In figura si può notare come aumentare lo spessore della scarpa polare aiuti ad evitare l'addensamento delle linee di flusso, diminuendo così la sezione saturata. Il debole effetto di spigolo è facilmente risolvibile utilizzando un raccordo smussato tra la scarpa e il dente. Oltre all'evidente minor saturazione della scarpa polare, la soluzione con V3 risulterebbe preferibile in quanto il ripple di coppia è più contenuto, senza contare che la geometria più satura sulla scarpa ha una coppia media inferiore alla specifica di progetto:

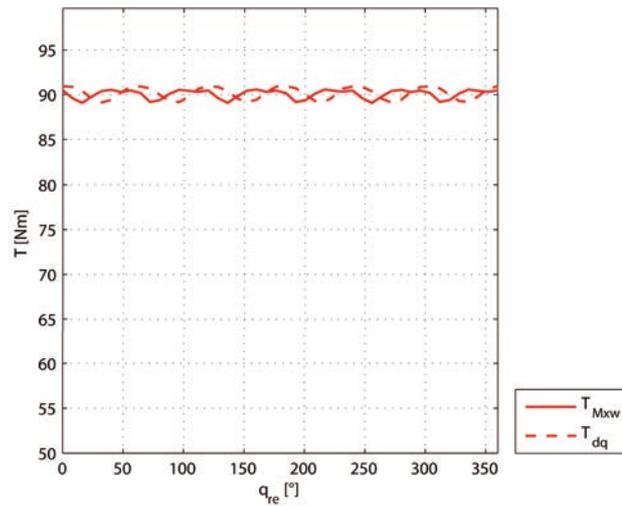


Figura 3.30: Ripple V3

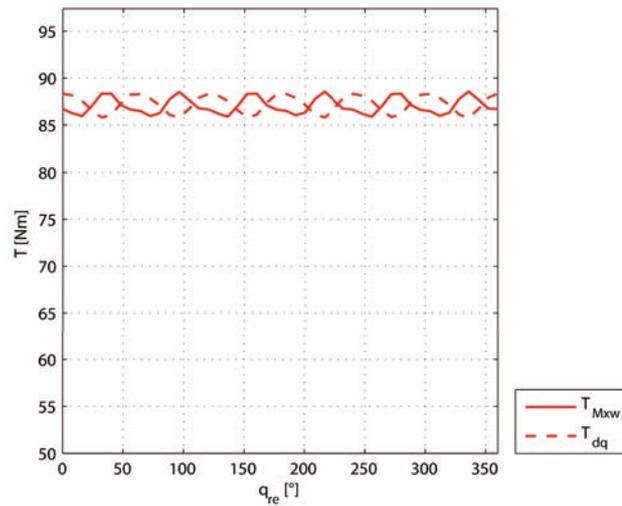


Figura 3.31: Ripple V2

Ai fini di ridurre le perdite localizzate nelle espansioni polari, cioè cercando di evitare fenomeni di addensamento e quindi di valori elevati di induzione locale, si è pensato di raddoppiare il numero di cave e diminuire lo spessore di corona, essendo questa piuttosto scarica in termini di sfruttamento del ferro; senza però esagerare in quanto la corona costituisce la parte più voluminosa. In questa maniera ci si aspetta che il volume occupato dalla scarpa polare sia in proporzione minore rispetto al dente a cui questa fa capo. Per ottenere ciò si è progettata una macchina con 36 cave e 16 poli. La riprogettazione avviene fissando il valore di coppia che deve essere comunque mantenuto, l'equazione che regola la coppia al variare della geometria è la seguente:

$$T = \frac{\pi}{4} D^2 L \hat{B} K_s \quad (3.73)$$

Essendo la coppia fissata a $T = 90[Nm]$ al variare di D, L e \hat{B} troveremo il carico elettrico corrispondente K_s . Quindi :

$$K_s \approx 45000[A/m] \quad (3.74)$$

Quindi nota la :

$$K_s = \frac{3k_w N_s \hat{I}}{\pi D} \quad (3.75)$$

Rimangono da determinare i valori corrispondenti al tipo di avvolgimento da utilizzare, in particolare si fissa la densità di corrente $J = 10[A/mm^2]$ e la tensione del bus DC pari a $560 V$. Il flusso concatenato è :

$$\hat{\Lambda} = \frac{1}{2} k_w \phi_{01} N_s \quad (3.76)$$

La fem :

$$\hat{E} = \hat{\Lambda} * \omega_{me} \quad (3.77)$$

Quindi K_s :

$$K_s = \frac{3k_w * \frac{2e}{\phi_{01} k_w} \hat{I}}{\pi D} = \frac{6\hat{\Lambda} \hat{I}}{\pi D \phi_{01}} = \frac{6\hat{E} \hat{I}}{\pi D \phi_{01} \omega_{me}} \quad (3.78)$$

Con ϕ_{01} determinato dai parametri geometrici e magnetici:

$$\phi_{01} = \frac{1}{2} \frac{DL_{stk} \hat{B}}{2p} = 1.7[mWb] \quad (3.79)$$

Rimangono indeterminati i parametri di fem indotta e corrente, dipendenti dal tipo di avvolgimento scelto. Considerando che in prima approssimazione la caduta

di tensione sull'impedenza di avvolgimento sia di $\approx 10\%$ della tensione V_{dc} , si ottiene:

$$\hat{E} = 0.9 * V_{dc} = 290V \quad (3.80)$$

Ricaviamo cosí il valore di corrente di picco corrispondente al K_s fissato precedentemente.

$$\hat{I} = \frac{\pi D \phi_{01} \omega_{me} K_s}{6 \hat{E}} \approx 48[A] \quad (3.81)$$

La sezione del conduttore dovrà essere pari a :

$$S_c = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}J} = 3.36[mm^2] \quad (3.82)$$

Sapendo che lo statore ha Q_s cave pari a 36 e un numero di poli $2p$ pari a 16 si ricavano i seguenti valori:

- $t = 4$
- $q = \frac{Q_s}{2p * m} = 0.75$
- $\alpha_e = 80$
- $Y_q = \frac{Q_s}{2p} \approx 2$

Stella di cava:

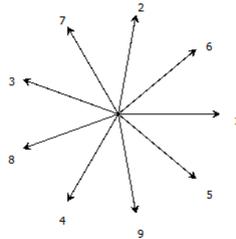


Figura 3.32: stella di cava

Siccome si approssima Y_q da 2.25 a 2, intrinsecamente viene effettuato un raccorciamento pari a $\beta_r = 0.25 * \alpha_e = 20 \text{ deg}$ Lo schema per il calcolo del coefficiente di distribuzione k_d sar :

Quindi $k_d = 0.959$ Il coefficiente di passo sar  :

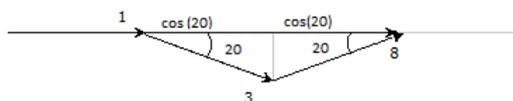


Figura 3.33: coefficiente di distribuzione

$$k_p = \cos\left(\frac{\beta_r}{2}\right) = 0.985 \quad (3.83)$$

Quindi :

$$k_w = k_p * k_d = 0.945 \quad (3.84)$$

Ai fini di determinare la sezione effettiva del conduttore da utilizzare e quindi la sezione di cava progettuale, avendo fissato un $K_{fill} = 0.4$, calcoliamo il numero di spire riprendendo la (1.85):

$$\hat{E} = \frac{1}{2} k_w \phi_{01} N_s \omega_{me} \quad (3.85)$$

Quindi :

$$N_s = \frac{2\hat{E}}{k_w \phi_{01} \omega_{me}} = 192 \quad (3.86)$$

Da cui il numero di conduttori serie in cava:

$$n_{cs} = \frac{3N_s}{Q} = 16 \quad (3.87)$$

La sezione di cava sar  quindi :

$$S_{slot} = \frac{S_{Cu}}{k_{fill}} = \frac{S_c n_{cs}}{k_{fill}} = 134.4 [mm^2] \quad (3.88)$$

Concludiamo il design fissando le seguenti grandezze:

- $B_t = 1.5[T]$
- $w_t = \frac{B_{g0} p_s}{B_t k_{stip}} = 7[mm]$
- $w_s = p_s - w_t = 9.2[mm]$
- $h_s = \frac{Q}{2\pi} \sqrt{(w_s^2 + (\frac{4\pi S_{slot}}{Q})^2)} - w_s = 14.8[mm]$
- $\phi_{bi} = \frac{1}{2} B_{g0} (\frac{\pi D L_{stk}}{2p}) * 10^{-6} = 1.12[mWb]$
- $B_{bi} = 1.4[T]$
- $h_{bi} = \frac{\phi_{bi}}{B_{bi} L_{stk} k_{stip} * 10^{-6}} = 8[mm]$

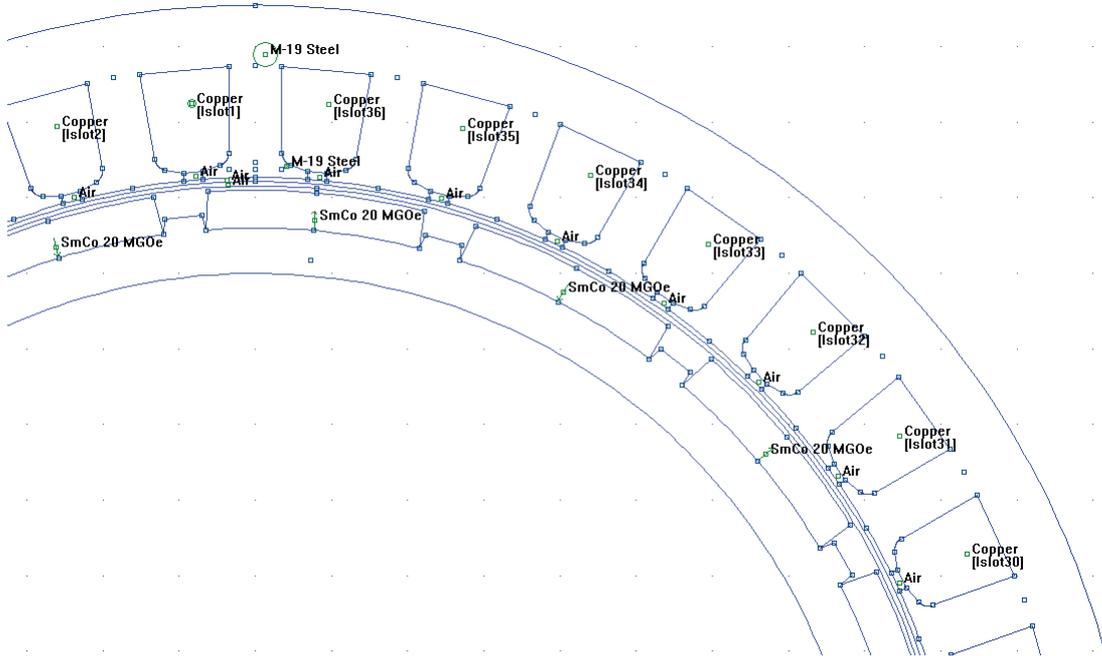


Figura 3.34: 36 cave 16 poli

Risultato della simulazione agli elementi finiti :

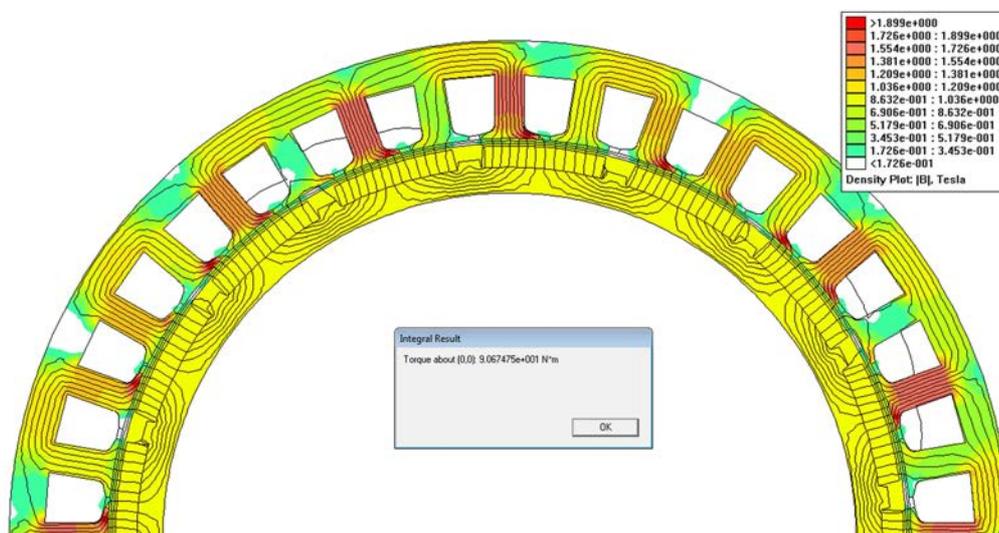


Figura 3.35: Simulazione a carico

Dettaglio dente :

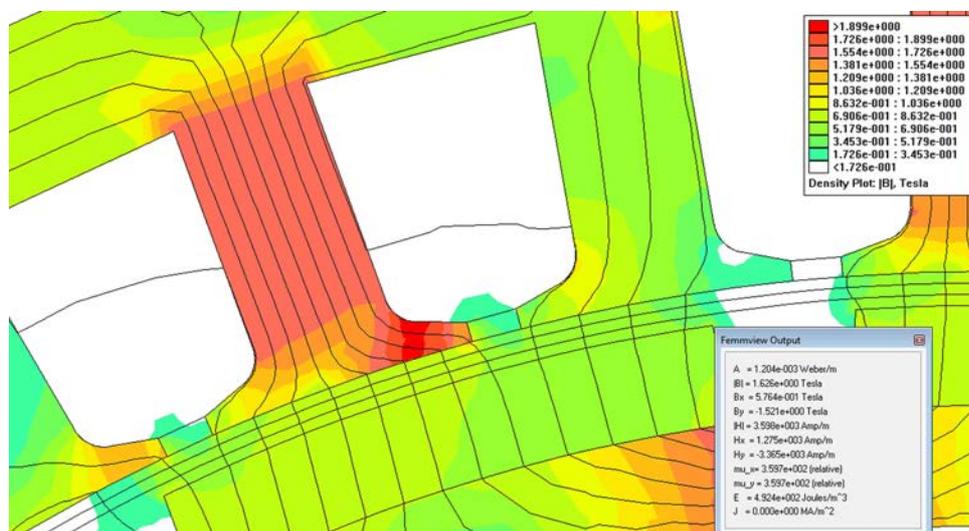


Figura 3.36: Dettaglio induzione dente critico 36/16

L'induzione sul dente si aggira attorno a $1.62[T]$.

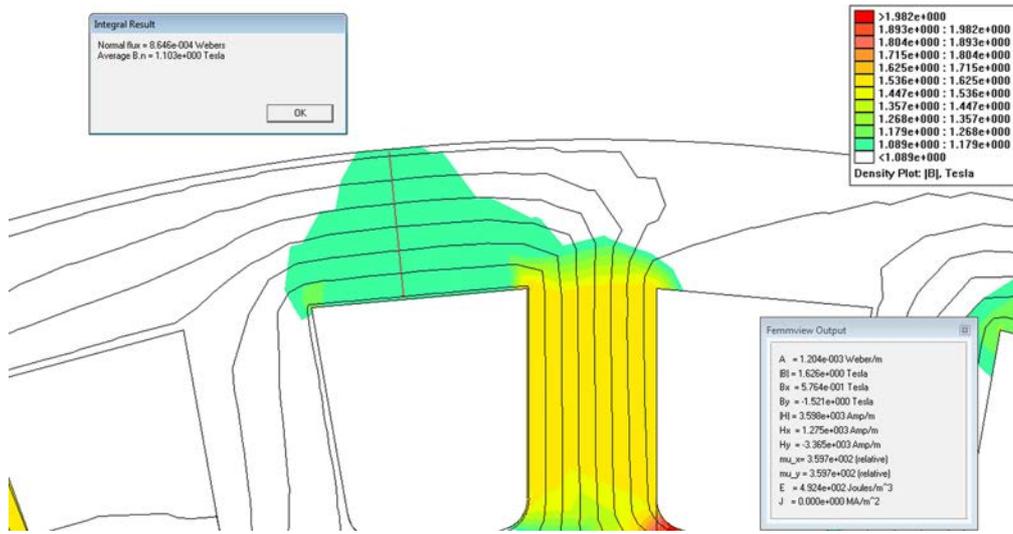


Figura 3.37: Dettaglio induzione corona zona critica 36/16

L'induzione massima in corona si aggira attorno a $1.1[T]$. La situazione nelle scarpe polari:

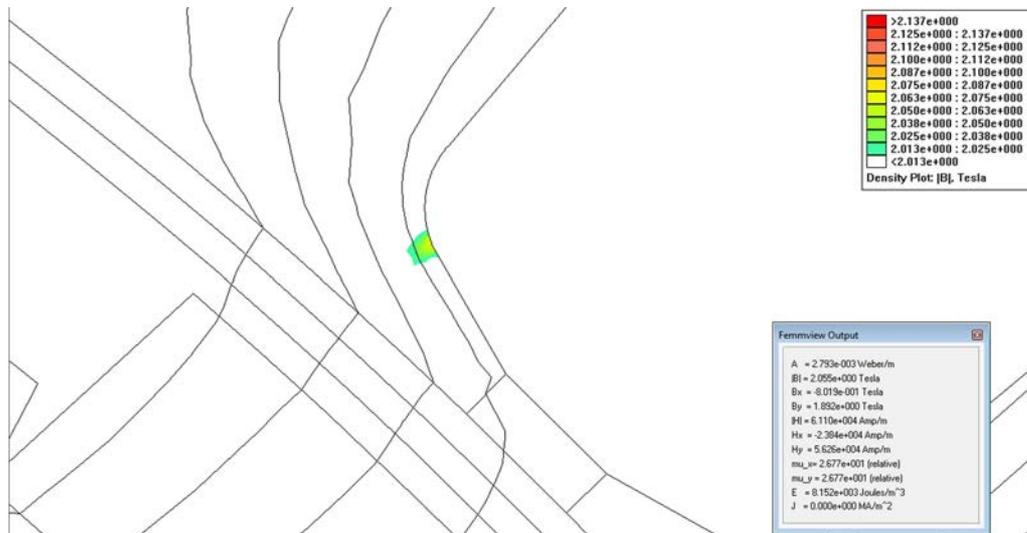


Figura 3.38: Dettaglio induzione espansione polare 36/16

Si può notare come l'aver ridotto il volume di espansione polare abbia ridotto notevolmente la zona di addensamento dell'induzione. Ovviamente tutto ciò andrà a pesare sul calcolo delle perdite.

Riportiamo per confronto l'andamento del ripple di coppia della soluzione 36/16:

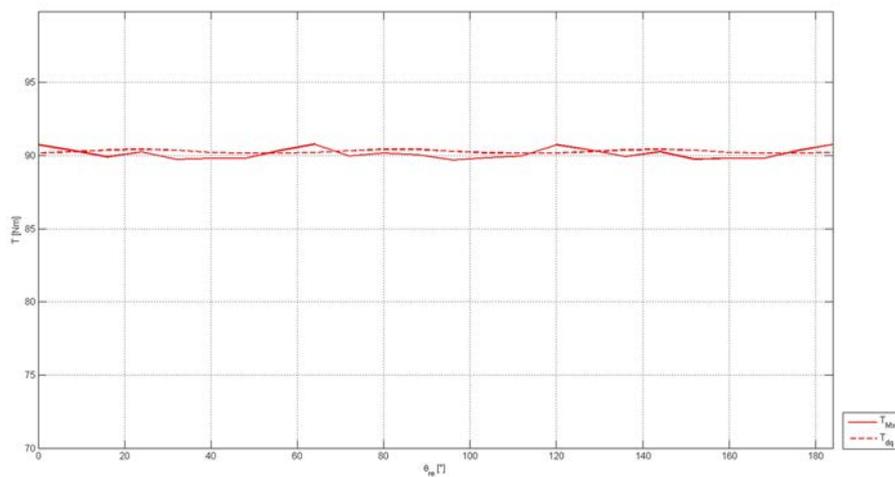


Figura 3.39: Ripple di coppia 36/16

Con quella della soluzione 18/16:

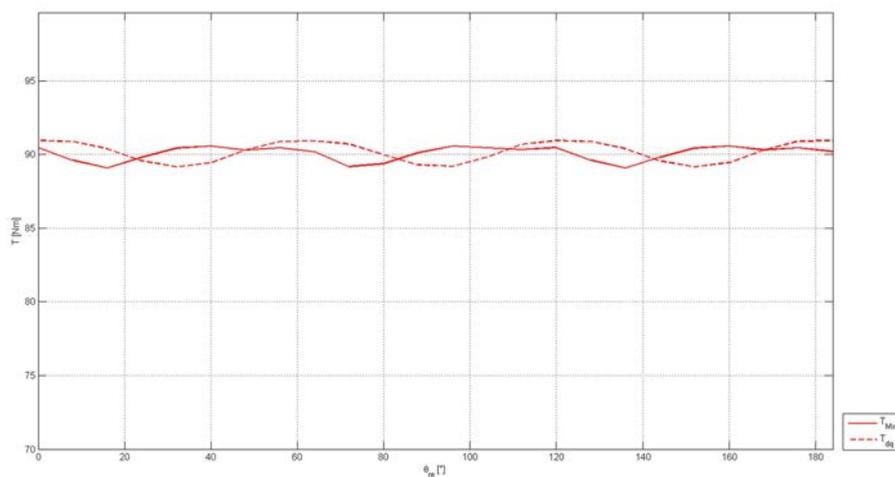


Figura 3.40: Ripple di coppia 18/16

Entrambi sono stati calcolati con il tensore degli sforzi di maxwell e con il bilancio dq.

Calcolo perdite

Le perdite nel rame sono calcolate mediante la seguente:

$$P_j = \rho_{Cu_{145^\circ C}} J_s^2 (Vol_{Cu}) = \rho_{Cu_{145^\circ C}} J_s^2 (Q * S_{slot} * k_{fill} * L_c) \quad (3.89)$$

Con ρ_{Cu} calcolata a $145^\circ C$ gradi.

●	V 2	V 3	36/16
L_{ew} [mm]	34	34	58
L_c [mm]	134	134	158
Vol_{Cu} [m ³]	0.000241	0.000270	0.000318
P_{Cu} [W]	687	768	905

Tabella 3.6: Confronto perdite rame

Calcolo perdite nel ferro:

●	V 2	V 3	36/16
B_t [T]	1.41	1.6	1.62
B_{bi} [T]	0.95	1.08	1.1
B_{esp} [T]	2.15	2.1	1.96
Vol_t [m ³]	0.000263	0.000262	0.000358
Vol_{esp} [m ³]	0.00006	0.000085	$9.84 * 10^{-6}$
Vol_{bi} [m ³]	0.000664	0.000603	0.000538
G_t [kg]	2	2	2.8
G_{esp} [kg]	0.5	0.663	$7.67 * 10^{-2}$
G_{bi} [kg]	5.2	4.7	4.2
C_t [W/kg]	3.688	4.4	4.51
C_{esp} [W/kg]	8	6.875	5.16
C_{bi} [W/kg]	1.3	1.43	1.73
P_t [W]	117	168	200
P_{esp} [W]	64	46	6.3
P_{bi} [W]	107	148	115
$P_{F_{etot}}$ [W]	288	363	315

Tabella 3.7: Confronto perdite ferro

Quindi le perdite totali sono

- prova 1 975[W]
- prova 2 1090[W]
- prova 3 1220[W]

In figura si possono vedere gli andamenti delle induzioni nella zona relativa all'anima del dente, alla corona, alla parte destra e sinistra della scarpa polare, ai fini di essere piú precisi nella valutazione dell'induzione massima di ciascun settore al variare del tempo.

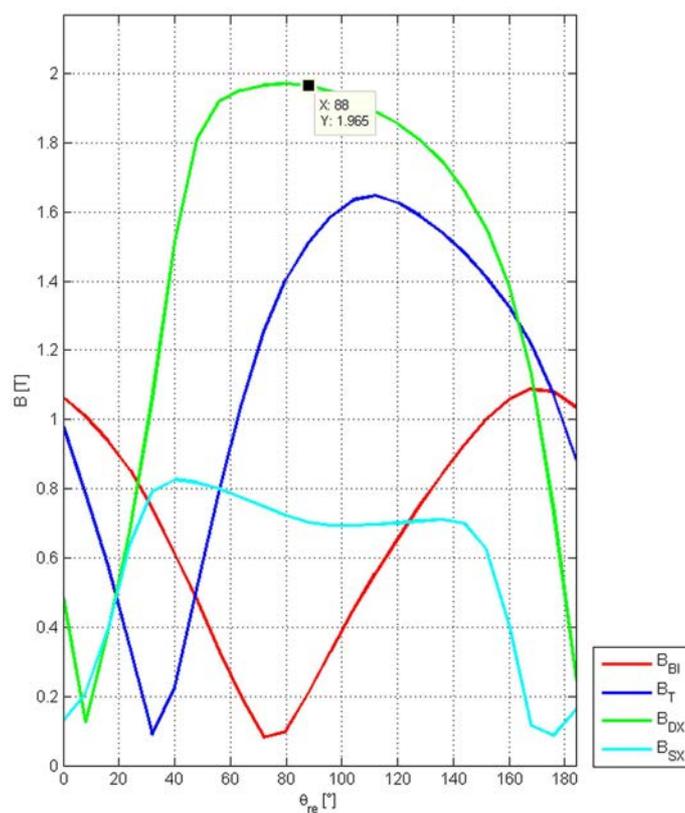


Figura 3.41: Confronto andamento induzione

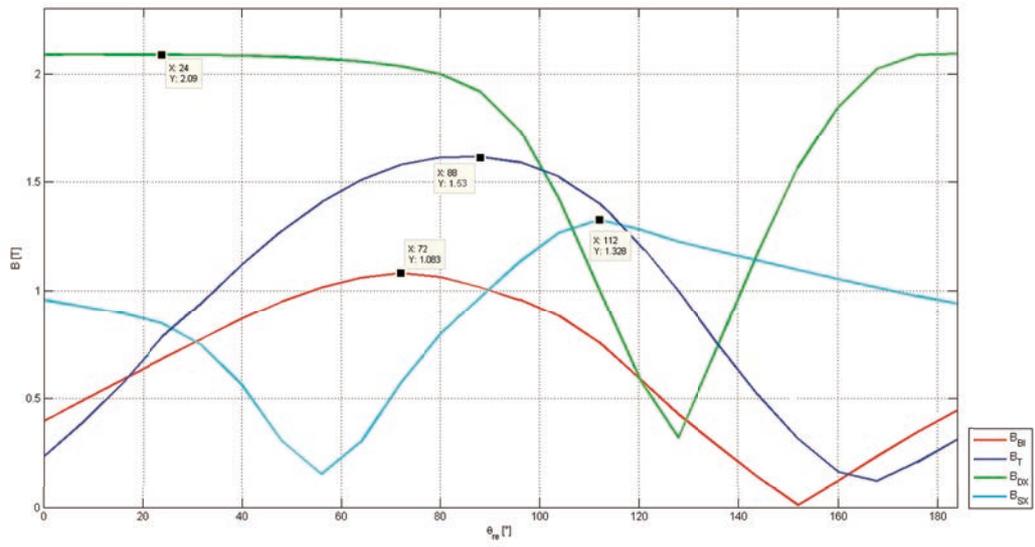


Figura 3.42: Confronto andamento induzione

La simulazione termica agli elementi finiti viene effettuata calcolando le perdite specifiche da inserire nella cava simulata, nei denti e nella corona:

$$P_{Cu} = \frac{P_j}{Q * S_{slot} * L_{stk}} \quad (3.90)$$

$$P_{tooths} = \frac{P_t}{Vol_t} \quad (3.91)$$

$$P_{backiron} = \frac{P_{bi}}{Vol_{bi}} \quad (3.92)$$

La distribuzione di temperatura è la seguente:

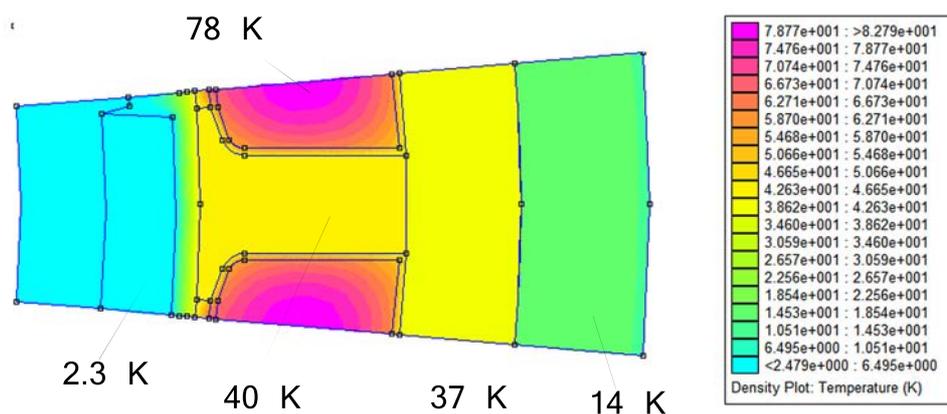


Figura 3.43: Simulazione termica

Come vediamo la sovratemperatura massima degli avvolgimenti è di $82^{\circ}C$, il che implica che per rimanere entro la classe di isolamento H (MAX $180^{\circ}C$) l'ambiente esterno deve essere massimo a $98^{\circ}C$ e per stare in sicurezza $83^{\circ}C$. Nel caso in esame l'acqua di raffreddamento entra a $95^{\circ}C$ che significa una temperatura di avvolgimento di circa $177^{\circ}C$ sostenibile da una classe di isolamento H.

Riportiamo qui di seguito l'andamento della sovratemperatura dalla cassa esterna al magnete:

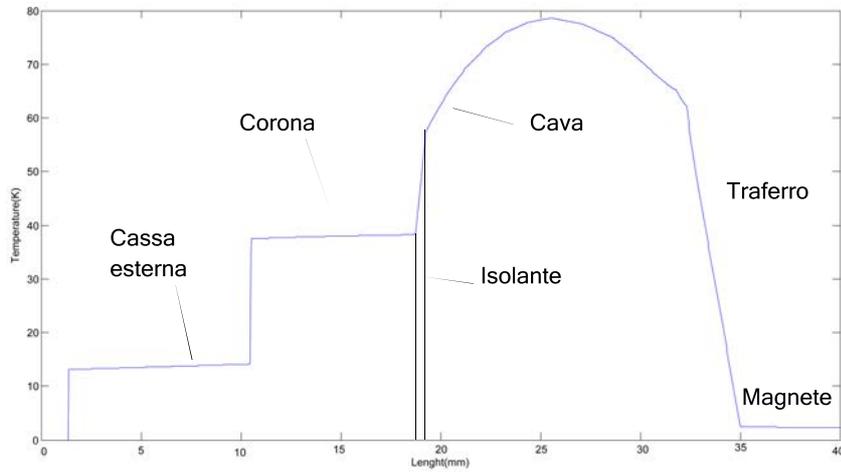


Figura 3.44: Profilo di sovratemperatura in cava

Confrontiamo con la soluzione 18 cave 16 poli :

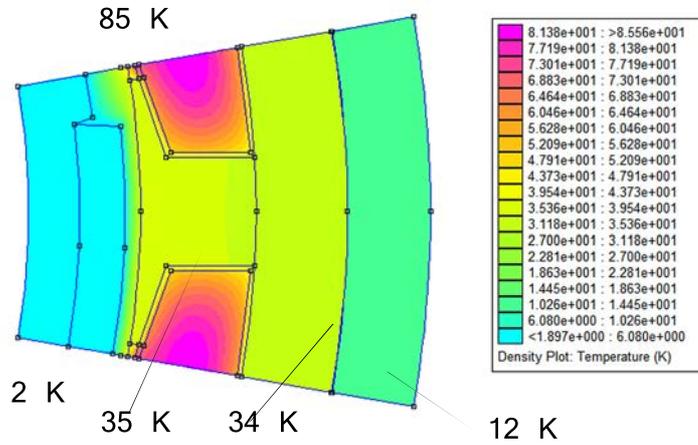


Figura 3.45: Simulazione termica 18 cave 16 poli prova 1

E la sovratemperatura dalla cassa esterna al magnete:

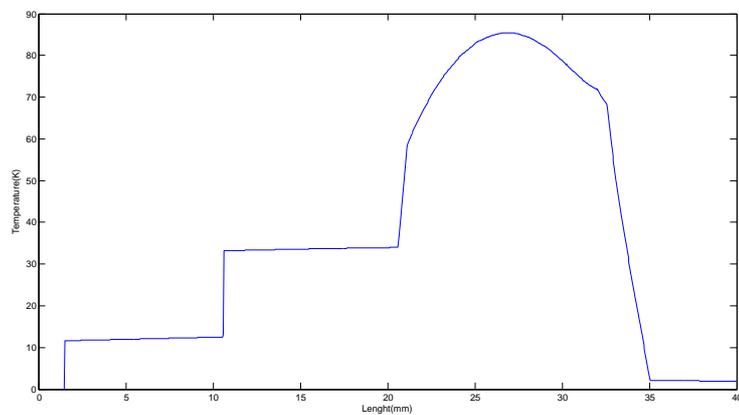


Figura 3.46: Profilo di sovratemperatura in cava

Vediamo che la sovratemperatura é di circa $85^{\circ}C$, quindi sostenibile in classe H in quanto gli avvolgimenti si troverebbero a circa $180^{\circ}C$ al limite con la classe di isolamento scelta.

Capitolo 4

Controllo della macchina elettrica

4.1 Elementi di teoria del controllo SPM

La macchina sincrona a magnete permanente può venire rappresentata in un sistema di riferimento indipendente dal tempo, semplificando notevolmente le equazioni elettriche ed elettromeccaniche, quindi la loro manipolazione ai fini di modellizzare il comportamento dinamico della macchina elettrica. La trasformazione da un sistema canonico a,b,c al sistema di riferimento dq avviene attraverso una prima trasformazione chiamata α, β o trasformazione stazionaria. Il sistema composto da equazioni espresse rispetto ad un riferimento stazionario, solidale con lo statore, è caratterizzato dal fatto che la posizione delle grandezze trasformate nel sistema di riferimento è strettamente legata al tempo. Lo scopo è invece quello di esprimere le equazioni di statore rispetto ad un riferimento *rotante* che, nel caso particolare di macchina sincrona, sarà solidale con il rotore. Si definisce dunque tale riferimento rotante come *riferimento sincrono* alla velocità elettromeccanica ω_{me} che caratterizza la macchina presa in considerazione. L'orientamento di tale sistema di riferimento sarà tale da far coincidere l'asse reale con l'asse polare di rotore, quindi il vettore spaziale del flusso di magnete avrà solo componente reale, permettendo così un'ulteriore semplificazione delle formule considerate.

Si definisce un vettore nel sistema di riferimento rotante \mathbf{r} come :

$$v^r = v^s e^{-j\theta_{me}} \quad (4.1)$$

Con v^s vettore generico rispetto ad un sistema di tipo stazionario $\alpha\beta$ ed θ_{me} posizione elettromeccanica rispetto all'asse α . Applicando questa definizione alle equazioni elettriche di statore espresse rispetto al riferimento stazionario $\alpha\beta$ otteniamo:

$$u^r = Ri^r + L \frac{di^r}{dt} + j\omega_{me} Li^r + j\omega_{me} \Lambda_{mg} \quad (4.2)$$

con

$$\lambda_{mg}^r = \Lambda_{mg} + j0 \quad (4.3)$$

Scomponendo u^r nelle sue componenti reali ed immaginarie si ottiene:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} Li_d + \omega_{me} \Lambda_{mg} \end{cases} \quad (4.4)$$

Il bilancio di energia é subito ricavato:

$$(u_d i_d + u_q i_q) dt = (Ri_d^2 + Ri_q^2) dt + Li_d di_d + Li_q di_q + \omega_{me} \Lambda_{mg} i_q dt \quad (4.5)$$

il primo membro rappresenta l'energia elettrica fornita ai morsetti del motore; il primo termine a secondo membro rappresenta l'energia dissipata per effetto joule, il secondo termine l'energia immagazzinata nel campo elettromagnetico dovuto alla presenza delle correnti di statore ed infine l'ultimo termine rappresenta l'energia elettromeccanica. Si ricorda che la trasformazione al riferimento sincrono non é invariante per la potenza, che risulta diminuita di un fattore pari a $\frac{2}{3}$.

L'equazione della coppia in un riferimento sincrono discende direttamente dal terzo termine a secondo membro, in quanto la potenza elettromeccanica é espressa come segue:

$$P_{me} = \frac{3}{2} \omega_{me} \Lambda_{mg} i_q \quad (4.6)$$

$$P_m = m * \Omega_m = m \frac{\omega_{me}}{p} \quad (4.7)$$

Quindi

$$m = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_q \quad (4.8)$$

É facile intuire come la coppia dipendendo solo dalla corrente in quadratura, possa essere facilmente controllata tramite un'opportuna corrente di asse q .

Viene ora definita l'equazione che rappresenta il carico meccanico:

$$m = m_{load} + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4.9)$$

La rappresentazione della macchina elettrica mediante uno schema a blocchi avviene nel dominio di *Laplace*

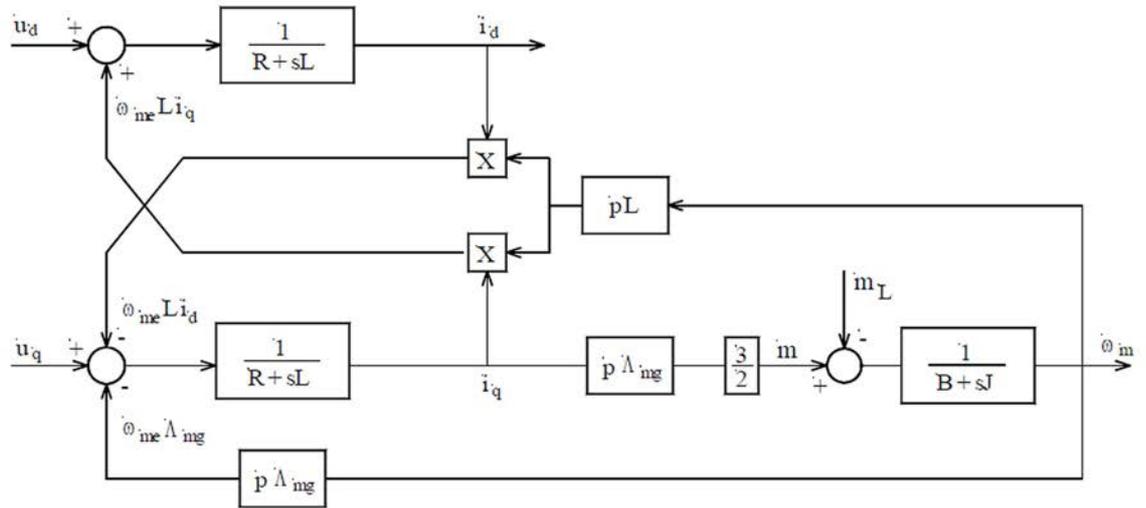


Figura 4.1: Schema a blocchi di una macchina SPM

4.1.1 Limiti di funzionamento

I limiti di funzionamento di una macchina sincrona a magneti permanenti superficiali sono ovviamente determinati dai limiti di tensione e corrente caratterizzati nel dimensionamento della macchina stessa nel funzionamento a regime permanente, cioè nel funzionamento ad ampiezza e frequenza costante. Per semplicità considereremo come limiti i valori nominali delle suddette grandezze, per le quali dovranno sempre valere le seguenti:

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \quad (4.10)$$

con I_N^2 modulo del vettore spaziale delle correnti di statore, coincidente con il valore efficace della $I_{nominale}$ in particolare per le trasformazioni fino ad ora utilizzate si ha :

$$I_N = \sqrt{2}I_{nominale} \quad (4.11)$$

In maniera del tutto analoga il limite di tensione sarà dato da:

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_N^2 \quad (4.12)$$

U_N rappresenta il modulo del vettore spaziale delle tensioni di statore alla tensione nominale efficace concatenata $U_{nominale}$; anche qui si ha che :

$$U_N = \frac{\sqrt{2}U_{nom}}{\sqrt{3}} \quad (4.13)$$

A regime le equazioni elettriche nel riferimento sincrono derivano direttamente dalla (1.38) :

$$\begin{cases} U_d = RI_d - \Omega_{me}LI_q \\ U_q = RI_q + \Omega_{me}LI_d + \Omega_{me}\Lambda_{mg} \end{cases} \quad (4.14)$$

Con Ω_{me} pulsazione elettromeccanica di regime, I_d e I_q le rispettive componenti di regime del vettore spaziale della corrente. Esprimendo le tensioni solo in funzione delle correnti e trascurando la caduta dovuta alla resistenza, si ottiene :

$$(\Omega_{me}LI_q)^2 + (\Omega_{me}LI_d + \Omega_{me}\Lambda_{mg})^2 \leq U_N^2 \quad (4.15)$$

Da cui :

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_{mg}}{L}\right)^2 + I_q^2 \leq \frac{U_N^2}{\Omega_{me}^2 L^2} \quad (4.16)$$

Quindi :

$$\left\{ \left(I_d + \frac{\Lambda_{mg}}{L} \right)^2 + I_q^2 \leq \frac{U_N^2}{\Omega_{me}^2 L^2} I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \right. \quad (4.17)$$

Cioé i limiti di tensione e corrente corrispondono a due luoghi geometrici nel piano dq ; in particolare il limite di corrente é una circonferenza centrata nell'origine di raggio pari a I_n mentre il limite di tensione individua un fascio di circonferenze con centro di coordinate parametrizzato in base alla Ω_{me}^2 :

- $I_{qC} = 0$
- $I_{dC} = -\frac{\Lambda_{mg}}{L}$

Tracciando in un piano d, q i luoghi limite di tensione e corrente utilizzando le (1.43),(1.48), otteniamo :

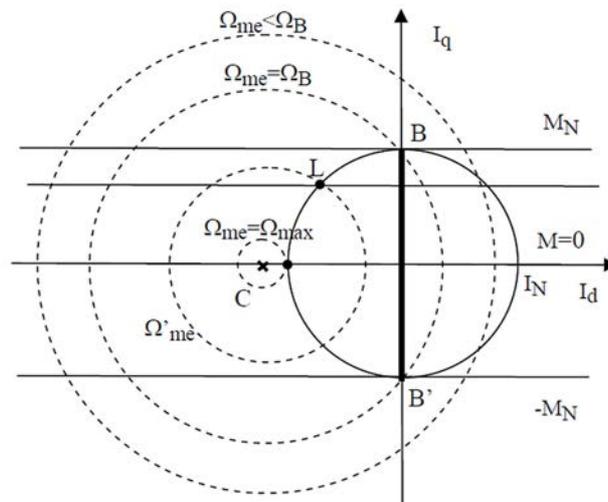


Figura 4.2: limiti di funzionamento di un motore SPM

In figura si può osservare il limite di corrente rappresentato da un tratto continuo; il limite di tensione invece é rappresentato da un tratto discontinuo. Le coordinate del centro individuano il funzionamento della macchina in cortocircuito.

In figura (5.5) si può individuare il segmento BB' che coincide con il luogo dei punti di funzionamento della macchina dove il rapporto coppia su corrente è massimo o altrimenti conosciuto come *MaxTorquePerAmps* (MTPA). In particolare il punto di funzionamento della macchina ad una data velocità di rotazione viene definito dal limite di corrente fintantoché il limite di tensione è meno restrittivo, cioè quando la circonferenza individuata dalla velocità considerata, è esterna rispetto al limite di corrente. Quando il limite di tensione interseca il limite di corrente nel punto B la velocità corrispondente di funzionamento della macchina è definita come velocità base. I due limiti di funzionamento coincidono in B, quindi:

$$\left(0 + \frac{\Lambda_{mg}}{L}\right)^2 + I_n^2 = \frac{U_n^2}{\Omega_B^2 L^2} \quad (4.18)$$

Quindi:

$$\Omega_B^2 = \frac{U_n^2}{L^2 \frac{\Lambda_{mg}^2}{L^2} + I_n^2} \quad (4.19)$$

$$\Omega_B = \pm \frac{U_n}{\sqrt{\Lambda_{mg}^2 + L^2 I_n^2}} \quad (4.20)$$

Raggiunta la velocità a cui corrisponde la tensione nominale, l'unica maniera per crescere in velocità è di accettare di diminuire la coppia, quindi diminuire la corrente di asse q, aumentando la componente di asse diretto della corrente; spostandosi lungo l'arco di circonferenza da B verso L. Fino al valore di velocità massimo individuato dal punto di tangenza del limite di tensione con la circonferenza limite delle correnti. In queste condizioni la coppia è nulla e la velocità corrispondente è:

$$\Omega_{max} = \pm \frac{U_n}{\Lambda_{mg} - L I_n} \quad (4.21)$$

Solitamente compresa tra $110\% \div 130\% \Omega_B$.

La caratteristica esterna di un motore sincrono a magneti permanenti superficiali è quindi caratterizzata da una zona a coppia costante a potenza crescente, e un tratto a coppia decrescente e potenza costante. L'ampiezza della zona di deflussaggio è strettamente dipendente dalla posizione del centro del fascio di circonferenze appartenente al limite di tensione. In particolare a parità di flusso concatenato di magneti, dal valore dell'induttanza sincrona L .

4.2 Controllo del motore in dq tramite Simulink

Quello che ci si propone di analizzare in questa sede é lo sviluppo di un modello simulink per il controllo della macchina a magnete permanente, in questo caso specifico ci riferiamo al progetto della soluzione 18/16 V3 del capitolo 3. In figura si riporta lo schema di principio di un azionamento dq per il controllo della coppia [2]:

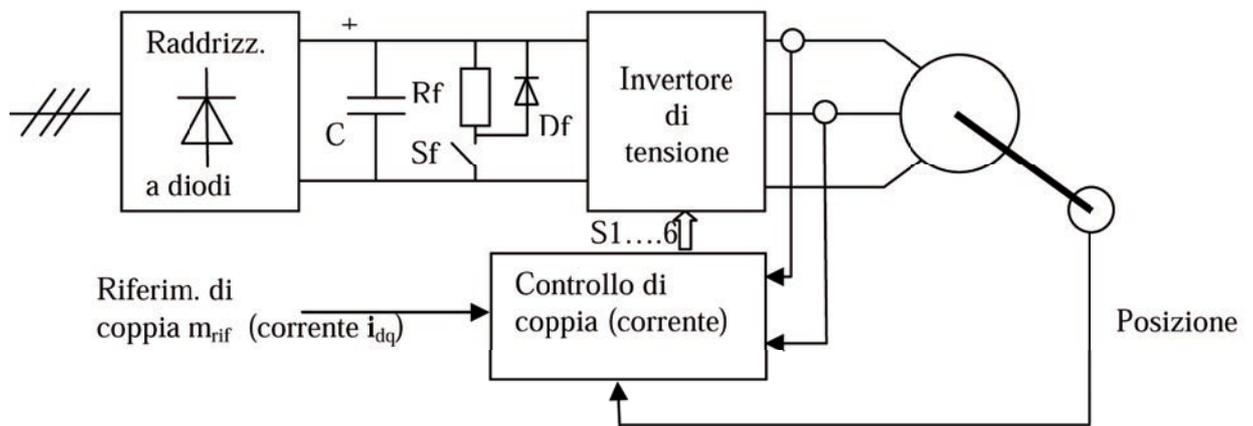


Figura 4.3: Schema di un azionamento per un controllo di coppia (corrente)

Lo sviluppo del sistema di controllo si baserà prima di tutto sulla modellizzazione dell'azionamento per il progetto e la verifica dei regolatori. Successivamente si tenterà di implementare il blocco controllore in un ambiente di cosimulazione con il software **AMESim**.

Il controllo che si cercherà di modellizzare sarà basato sul controllo di corrente tramite regolatori PID sincroni, quindi in un sistema di riferimento dq .

Viene riportato qui di seguito lo schema utilizzato in simulink per la verifica dei regolatori.

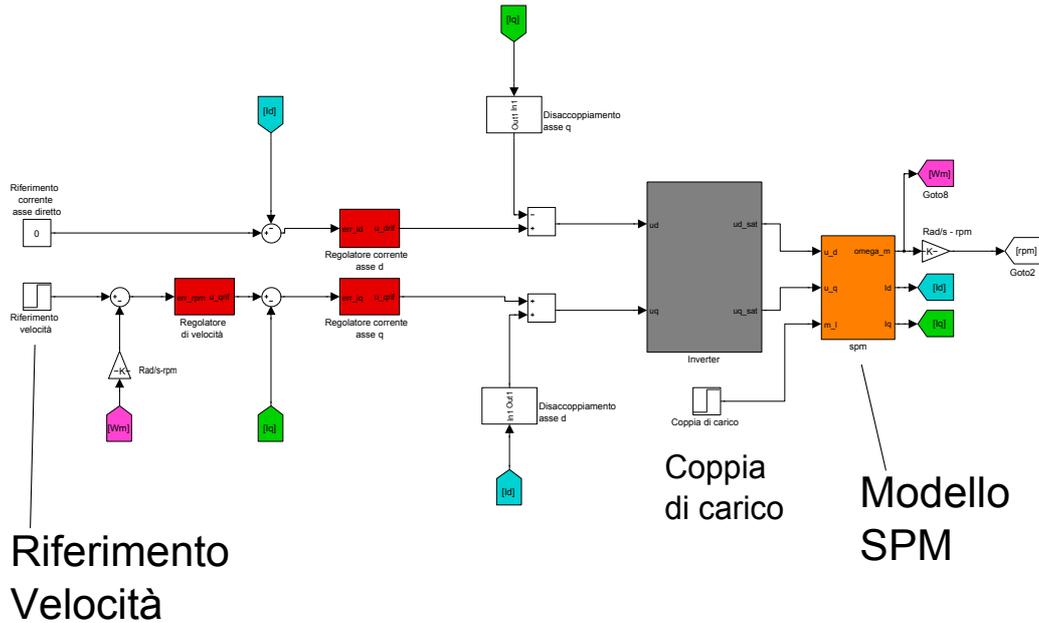


Figura 4.4: Controllo di velocità con PID sincroni

Il riferimento di velocità viene confrontato con la velocità in uscita dal modello del motore ed attraverso il regolatore di velocità (completo di algoritmo di anti wind-up) si produce il riferimento di corrente in quadratura i_q^* che, come noto, è proporzionale alla coppia. Il riferimento di corrente diretta i_d^* è invece mantenuto a zero. I due riferimenti di corrente sono confrontati con le rispettive misure e gli errori sono elaborati dai regolatori di corrente per produrre i riferimenti di tensione u_d^* e u_q^* . Successivamente questi riferimenti sono elaborati dal blocco chiamato inverter, che in questo modello è semplicemente rappresentato da una funzione di trasferimento con un polo di frequenza pari a quella di switching dell'inverter simulato. Le tensioni di riferimento vengono poi limitate in uscita dalla massima tensione ammissibile per l'azionamento, corrispondente a $\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$.

Successivamente si ha il blocco corrispondente al modello della macchina elettrica, presentato nella sezione precedente, le cui equazioni vengono qui riportate nel riferimento dq nel dominio del tempo.

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} Li_d + \omega_{me} \Lambda_{mg} \end{cases} \quad (4.22)$$

Tutti gli anelli sono chiusi con retroazione a guadagno unitario (a meno di conversioni di unità di misura), si trascura quindi qualsivoglia guadagno dovuto alla trasduzione del segnale. I regolatori utilizzati come già accennato in precedenza sono regolatori PID sincroni, in particolare dei PI con algoritmo anti wind-up. Viene qui riportato il regolatore di velocità a scopo esemplificativo:

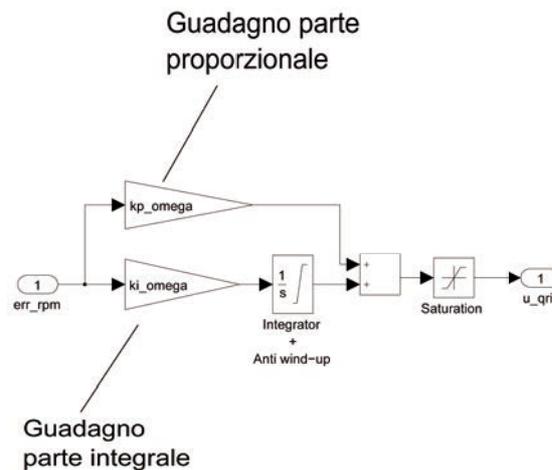


Figura 4.5: Regolatore di velocità

Progetto dei regolatori

Al fine del dimensionamento dei regolatori si può immaginare che i riferimenti di tensione prodotti dai regolatori di corrente $u_{d_{rif}}, u_{q_{rif}}$ vengano elaborati dall'inverter nei valori effettivi di tensione u_d, u_q che applicate al motore diano le conseguenti correnti i_d, i_q . Si definisce quindi prima di tutto, la funzione di trasferimento dell'inverter come:

$$G_c = \frac{U(s)}{U_{rif}(s)} = \frac{1}{1 + s\tau_s} \quad (4.23)$$

Con $\tau_s = \frac{1}{2f_{switching}}$.

Il progetto dei controllori è reso semplice grazie alla rete di disaccoppiamento degli assi, indicata come *disaccoppiamento asse d, q* rispettivamente dell'asse q e d; sommare infatti un contributo uguale e contrario pari a $\omega_{me}Li$ sull'asse opposto rispetto a quello di riferimento permette di gestire il progetto del controllore di asse diretto in maniera indipendente da quello di asse in quadratura (e viceversa).

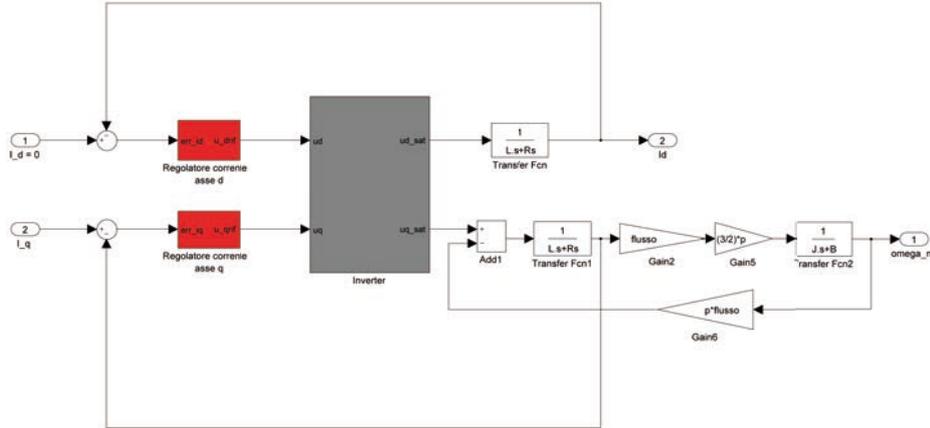


Figura 4.6: Disaccoppiamento assi

Caratterizzazione dinamica asse in quadratura di corrente

Essendo ora gli assi diretto e in quadratura separati si può progettare il regolatore di asse q in maniera indipendente dalla dinamica di asse diretto [2][3]. Riscrivendo la seconda equazione delle (1.56) nel dominio di Laplace:

$$u_q = (R + sL)I_q(s) + p\Lambda_{mg}\Omega_m(s) \quad (4.24)$$

L'equazione della coppia (1.43) diventa, considerando la coppia espressa nella (1.42):

$$M(s) = \frac{3}{2}p\Lambda_{mg}I_q(s) = m_L(s) + (B + sJ)\Omega_m(s) \quad (4.25)$$

Si definisce ora la funzione di trasferimento Y_q :

$$Y_q = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{Js + B}{JLs^2 + (RJ + LB)s + (\frac{3}{2}p^2\Lambda_{mg} + RB)} \quad (4.26)$$

Da cui la funzione di trasferimento dell'anello aperto di corrente di asse q:

$$G_q(s) = G_c(s)Y_q(s) \quad (4.27)$$

Definite le costanti di tempo come segue:

- costante di tempo elettrica : $\tau_e = \frac{L}{R}$
- costante di tempo meccanica : $\tau_m = \frac{J}{B}$
- costante di tempo elettromeccanica : $\tau_{m1} = \frac{JR}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg}^2)}$

Si può riscrivere la funzione di trasferimento Y_q come segue:

$$Y_q(s) = \frac{1}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg}^2)} \frac{Js + B}{D(s)} \quad (4.28)$$

Con:

$$D(s) = s^2\tau_e\tau_{m1} + s\tau_{m1}\left(1 + \frac{\tau_e}{\tau_m}\right) + \left(1 + \frac{\tau_{m1}}{\tau_m}\right) \quad (4.29)$$

Generalmente sono valide le seguenti ipotesi:

- $\tau_e \ll \tau_m$
- $\tau_{m1} \ll \tau_m$

Per cui si ha :

$$D(s) = s^2\tau_e\tau_{m1} + s\tau_{m1} + 1 = \left(1 - \frac{s}{p1}\right)\left(1 - \frac{1}{p2}\right) \quad (4.30)$$

Con $p1$ $p2$ zeri di $D(s)$ ovvero poli della funzione di trasferimento G_q .

Riportiamo qui di seguito il diagramma di Bode per la $G_q(s)$.

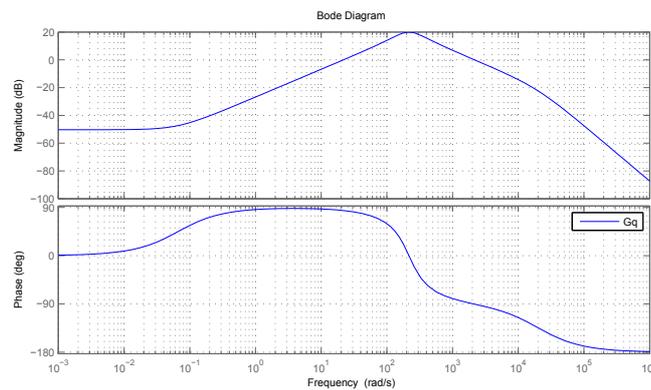


Figura 4.7: Diagramma di bode anello aperto di corrente asse q

La posizione del picco dovuto alla presenza di poli complessi coniugati é strettamente legata alla pulsazione naturale ω_n dalla seguente:

$$\bar{p}1 = \check{p}2 \quad (4.31)$$

$$\bar{p}1\bar{p}2 = |p1|^2 = |p2|^2 = \omega_n^2 \quad (4.32)$$

Si procede dunque con la taratura del regolatore PID, canonicamente espresso nella forma:

$$R_{iq}(s) = K_{P_q} + \frac{K_{I_q}}{s} + sK_{D_q} \quad (4.33)$$

Fissata la frequenza di attraversamento $\nu_{A_{iq}}$ per la quale si ha che la banda passante B_{wi} :

$$B_{wi} = 2\pi\nu_{A_{iq}} \quad (4.34)$$

Si puó calcolare analiticamente il parametro K_P imponendo che il modulo della G_q sia uguale all'unitá alla frequenza di attraversamento impostata, quindi :

$$K_{P_q} = \frac{1}{|G_q(j\nu_{A_{iq}})|} \quad (4.35)$$

e il corrispettivo margine di fase:

$$m_\phi = \text{arg}|G_q(j\nu_{A_{iq}}) - (-\pi) \quad (4.36)$$

L'errore a regime $I_{qref} - I_q$ é tanto piú piccolo quanto piú grande é K_P , il quale però non puó essere aumentato a piacere in quanto la frequenza di attraversamento che aumenta all'aumentare di K_P dovrebbe mantenersi entro una decade dalla frequenza di taglio definita dal convertitore elettronico $\frac{1}{\tau_c}$.

La parte integrale del regolatore PID si ottiene nella seguente maniera:

$$K_{I_q} = \frac{K_{P_q}}{\tau_e} \quad (4.37)$$

Il cui scopo é modificare il comportamento del sistema alle basse frequenze, in particolare annullare l'errore di regime permanente. La funzione di trasferimento di asse q di corrente é quindi :

$$G_{qreg}(s) = R_{iq}G_q \quad (4.38)$$

Dove:

$$R_{iq}(s) = \frac{K_{P_q}s + K_{I_q}}{s} \quad (4.39)$$

Si riporta il diagramma di Bode per la funzione di trasferimento G_{qreg}

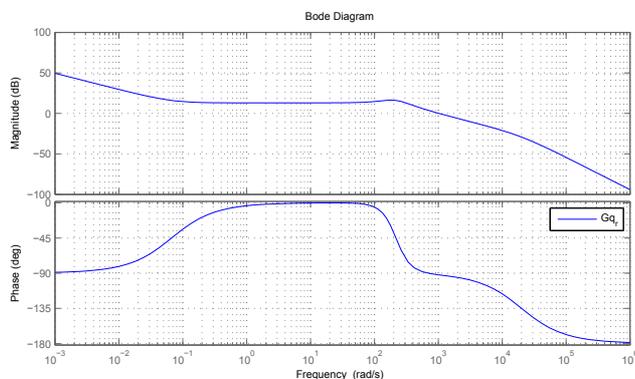


Figura 4.8: Diagramma di bode anello aperto di corrente regolato asse q

Caratterizzazione dinamica asse d

Analogamente a quanto fatto con l'asse in quadratura di corrente, si definisce innanzitutto la funzione di trasferimento $Y_d(s)$ [2][3] come:

$$Y_d(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (4.40)$$

Da cui si ricava la $G_d(s)$:

$$G_d(s) = G_c(s)Y_d(s) \quad (4.41)$$

Il cui diagramma di Bode é rappresentato qui di seguito.

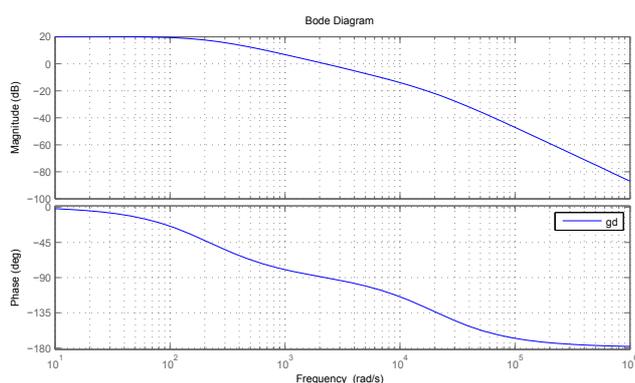


Figura 4.9: Diagramma di bode anello aperto di corrente asse d

Il criterio per il progetto del regolatore é lo stesso utilizzato per l'asse q.

$$K_{Pd} = \frac{1}{|G_d(j\nu_{Aid})|} \quad (4.42)$$

$$K_{I_d} = \frac{K_{P_d}}{\tau_e} \quad (4.43)$$

Da cui il diagramma di Bode dell'anello regolato in catena aperta:

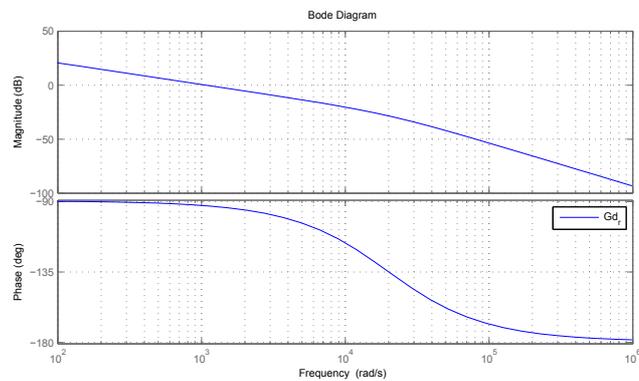


Figura 4.10: Diagramma di bode anello aperto di corrente asse d

E il diagramma di bode degli anelli di corrente chiusi a guadagno unitario:

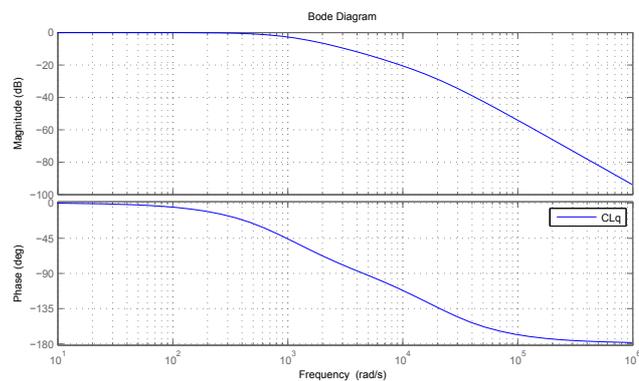


Figura 4.11: Diagramma di bode anello aperto di corrente asse d

4.3 Controllo Sensorless

Il controllo con sensore nel caso di questa applicazione può risultare un problema in quanto si sono voluti ridurre al minimo gli ingombri dovuti all'integrazione della macchina elettrica nella trasmissione meccanica. Essendo una configurazione parallelo direct drive, il rotore della macchina è calettato sull'albero della presa di potenza. A questo albero fa capo una frizione da un lato e la presa di potenza a cui è collegata la pompa dei servizi idraulici. L'integrazione di un encoder risulterebbe difficoltosa e costosa e anche un resolver passante risulterebbe costoso per i diametri in gioco. L'alternativa ai metodi tradizionali sarebbero una ruota fonica con uno zero di reset, a cui fa capo una pick-up coil per la trasduzione del segnale; oppure l'utilizzo di stimatori di posizione appartenenti alla famiglia di controllo sensorless. L'utilizzo di tecniche di stima evitano appunto l'utilizzo del sensore evitando oneri di manutenzione, risparmiando spazio e semplificando l'integrazione fisica della macchina elettrica.

L'applicazione di un algoritmo sensorless è principalmente giustificata dal fatto che la macchina elettrica non può essere attuata a velocità minori della minima velocità di funzionamento, compresa tra i 800 – 900[rpm]; questo poiché al di sotto di quel range di velocità la frizione di connessione/diconnessione non è chiusa, quindi la macchina elettrica non verrà mai attuata. Questo fa pensare ad una possibile applicazione sensorless di velocità, cioè ad un sistema di controllo basato sulla presenza di stimatori che funzionano solo sopra una certa soglia di velocità sopra cui sia stimabile con buona approssimazione la f.e.m. o il flusso concatenato di statore.

Dal bilancio delle tensioni di statore rispetto ad un riferimento stazionario si possono scrivere le seguenti:

$$\bar{u}^s = R\bar{i}^s \frac{d\bar{\Lambda}^s}{dt} = R\bar{i}^s + \frac{d(L\bar{i}^s + \bar{\Lambda}_{mg}^s)}{dt} = R\bar{i}^s + L \frac{d\bar{i}^s}{dt} + \frac{d\bar{\Lambda}_{mg}^s}{dt} \quad (4.44)$$

Da cui :

$$\frac{d\bar{\Lambda}_{mg}^s}{dt} = \bar{u}^s - R\bar{i}^s - L \frac{d\bar{i}^s}{dt} \quad (4.45)$$

che integrata da la seguente:

$$\bar{\lambda}_{mg}^s = \Lambda_{mg} e^{j\theta^s} = \int_{-\infty}^t (\bar{u}^s - R\bar{i}^s) dt - L\bar{i}^s = \lambda_{mg}^s(0) + \int_0^t (\bar{u}^s - R\bar{i}^s) dt - L\bar{i}^s \quad (4.46)$$

Ottenendo quindi modulo ed argomento del flusso concatenato con lo statore dovuto alla presenza del magnete permanente, la cui posizione rispetto al sistema di riferimento dato dall'asse della fase a coincide con la posizione dell'asse polare rotorico ovvero la posizione θ_{me} del rotore.

Problemi intrinseci di questa stima sono i seguenti [2]:

- La dipendenza parametrica, in quanto lo stimatore richiede i parametri di resistenza di avvolgimento e induttanza sincrona di statore, R_s ed L_s . Questi nella realizzazione pratica sono affetti da inevitabili errori di misura e sono dipendenti dalle condizioni operative (la resistenza dipende dalla temperatura). In particolare è impossibile la corretta stima alle basse velocità in quanto l'integrazione da effettuare avviene sulla differenza $\bar{u}^s - R\bar{i}^s$, i cui termini di tensione statorica e caduta resistiva, sono comparabili, quindi gli errori di misura presenti nelle due grandezze vengono amplificati, risultando così in una stima errata. Ciò detto risulta evidente come lo stimatore possa funzionare solo quando la tensione di statore è sufficientemente grande rispetto alla caduta resistiva, cioè quando la velocità, ovvero la f.e.m. indotta è superiore ad una certa soglia.
- L'utilizzo di integratori puri ha le seguenti implicazioni nell'implementazione pratica: È richiesta la conoscenza delle condizioni iniziali del flusso, quindi le grandezze in uscita λ_{mg_d} λ_{mg_q} soffriranno di un errore costante pari all'errore sulle condizioni iniziali imposte. Un ulteriore problema è dato dalla *deriva* degli integratori causata da un disturbo in ingresso, costante o lentamente variabile. Solitamente si sostituiscono gli integratori con filtri passa basso :

$$\frac{1}{s} = \frac{\tau}{1 + s\tau} \quad (4.47)$$

Che per frequenze di funzionamento $\omega > \frac{1}{\tau}$ hanno lo stesso comportamento di un blocco integratore, tranne per il fatto che al di sotto della frequenza di taglio fissata lo stimatore non può essere utilizzato; eventuali errori sulle condizioni iniziali decadono nel tempo con costante di tempo pari a τ e che eventuali offset in ingresso non causa deriva dell'integratore ma risulta in uscita con un errore pari a τ volte l'offset di input. Solitamente si fissa $\frac{1}{\tau}$ circa uguale alla minima velocità angolare della macchina controllata.

Il modello scelto da implementare in ambiente simulativo é il sistema *MRAS* (Model Reference Adaptive System).

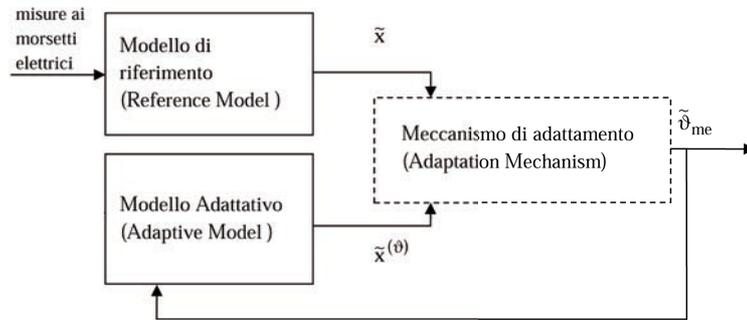


Figura 4.12: Schema di principio di un sistema a modello adattativo di riferimento [2]

Come si può vedere in figura il funzionamento dello schema MRAS é basato su un modello matematico di riferimento che ricostruisca la variabile di stato \tilde{x} a partire dalle misure quindi indipendente dalla posizione angolare (sistema di riferimento stazionario), che verrà poi confrontata con un modello adattativo il cui scopo é ricostruire $\tilde{x}(\theta)$, cioè la variabile di stato stimata dipendente dalla posizione. Il confronto tra i risultati dei due modelli evidenzierà un eventuale errore di posizione θ_{me} del modello adattativo, assumendo l'assenza di errori parametrici. Scopo del meccanismo di adattamento é ridurre l'errore in ingresso facendo si che la posizione del vettore corrispondente a $\tilde{x}(\theta)$ si allinei al vettore corrispondente al modello di riferimento. Il sistema MRAS é quindi a tutti gli effetti un sistema PLL (Phase Locked Loop).

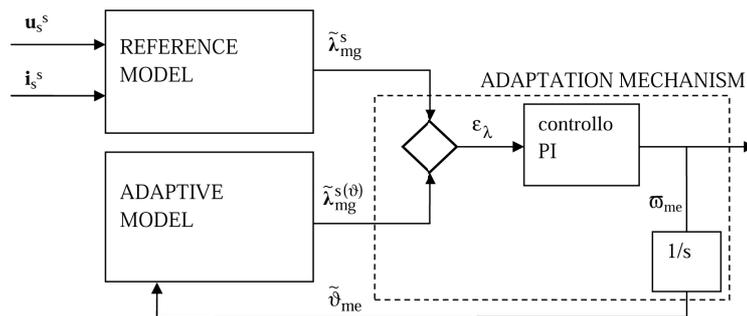


Figura 4.13: Schema di principio di un sistema a modello adattativo di riferimento [2]

Come si vede in figura il meccanismo di adattamento é costituito da un regolatore PI che ha lo scopo di portare a zero l'errore di fase di ingresso ϵ_λ . L'anello di adattamento puó essere riassunto come segue:

- Si ha un riferimento prodotto dal modello di riferimento per esempio θ_{me}
- Il riferimento viene confrontato con l'angolo stimato $\tilde{\theta}_{me}$
- Questo produce un errore di fase ϵ_θ coincidente con la differenza di fase $\Delta(\theta) = \theta_\lambda - \theta_{\lambda(\theta)}$ se l'errore é piccolo.
- L'errore viene processato dal regolatore PI che cercherà di annullarlo.
- Si ottiene cosí la velocità elettromeccanica stimata $\tilde{\omega}_{me}$ che integrata da il valore $\tilde{\theta}_{me}$ che chiude l'anello di retroazione

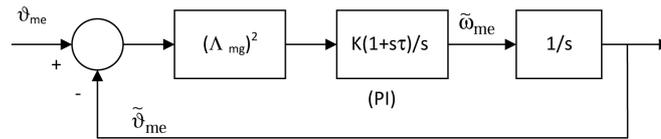


Figura 4.14: Anello di aggancio di fase

Si riporta lo schema Simulink utilizzato per l'implementazione del controllo sensorless:

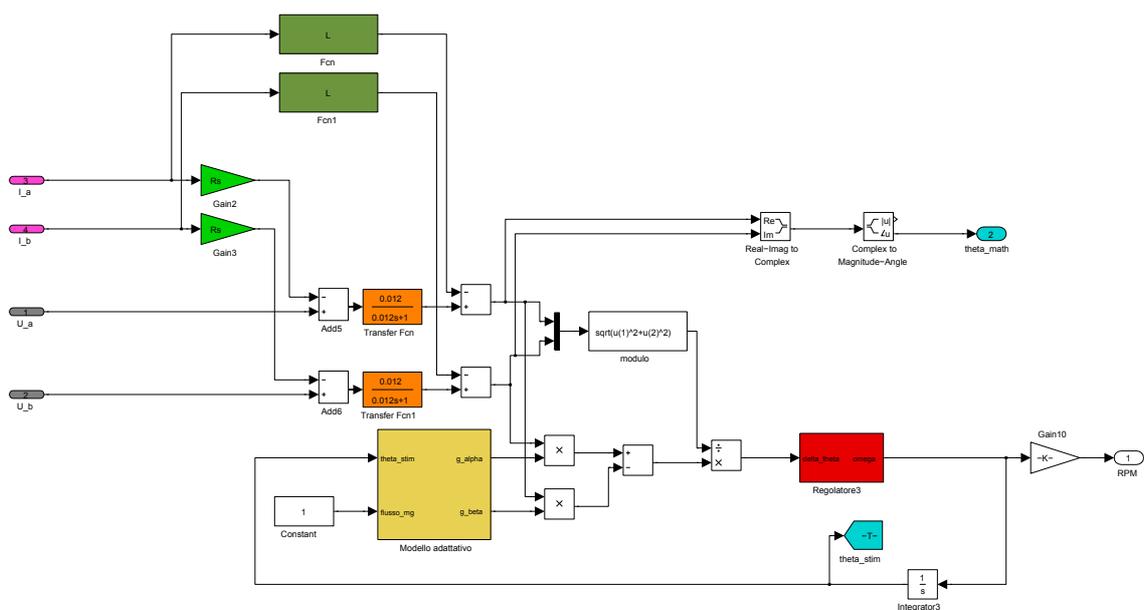


Figura 4.15: Schema a blocchi Simulink PLL

In figura si può vedere come venga implementato il sistema di adattamento.

- In ingresso si hanno le misure di tensione e corrente rispetto al riferimento stazionario.
- Sulla base delle misure viene ricostruito il vettore del flusso concatenato $\bar{\lambda}^s$ da cui si vengono ricavati modulo e fase.
- I blocchi di integrazione sono stati sostituiti con dei filtri passa basso per i motivi già spiegati in precedenza, cioè $\frac{1}{s} = \frac{\tau}{\tau s + 1}$ con $\frac{1}{\tau}$ equivalente alla minima pulsazione del sistema; nel nostro caso strettamente collegata con la minima velocità raggiungibile dalla macchina elettrica.
- Il blocco del modello adattativo costruisce un vettore di modulo unitario la cui fase coincide con quella calcolata dal meccanismo di adattamento.

Nel nostro particolare caso l'anello di aggancio di fase è diverso rispetto a quello riportato in figura (1.14):

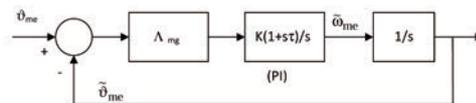


Figura 4.16: Anello di aggancio di fase

Definite la funzione di trasferimento di anello aperto senza regolatore :

$$T(s) = \frac{\theta_{mis}}{\bar{\theta}} = \frac{\Lambda_{mg}}{s} \quad (4.48)$$

Si fissa una banda passante Bw_T circa pari a 3 volte la banda passante degli anelli di corrente Bwi . Il progetto del regolatore avviene quindi come segue:

$$K_{PT} = \frac{1}{|T(j\nu_{AT})|} \quad (4.49)$$

Mentre per la parte integrale si fissa la posizione del polo di integratore a circa $\tau_{reg} \frac{1}{BW_T/10}$ quindi:

$$K_{IT} = \frac{K_{PT}}{\tau_{reg}} \quad (4.50)$$

Da cui:

$$R(s) = \frac{K_{PT}s + K_{IT}}{s} \quad (4.51)$$

Si ottiene quindi la funzione di trasferimento

$$GT(s) = T(s)R(s) \quad (4.52)$$

Il cui diagramma di bode é riportato qui di seguito:

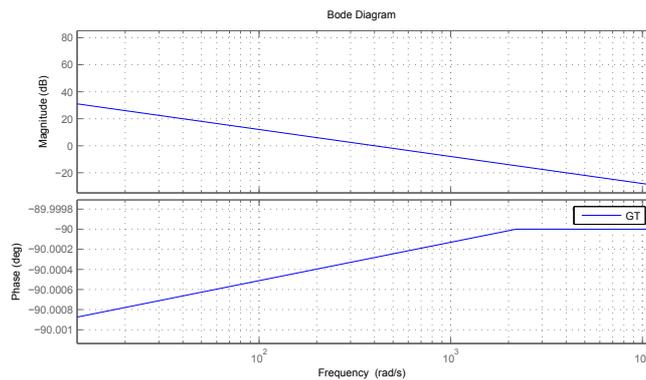


Figura 4.17: Funzione di trasferimento anello aperto meccanismo di adattamento

Si riporta anche il diagramma di bode della funzione di trasferimento ad anello chiuso:

$$CL(s) = \frac{GT(s)}{1 + GT(s)} \quad (4.53)$$

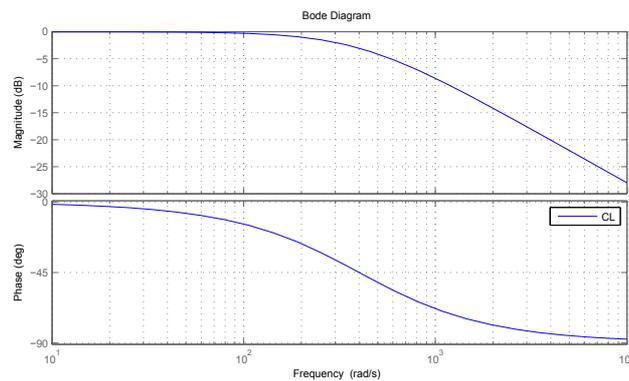


Figura 4.18: Funzione di trasferimento anello chiuso meccanismo di adattamento

Si riporta qui di seguito il confronto tra la posizione angolare stimata in blu e la posizione vera in verde.

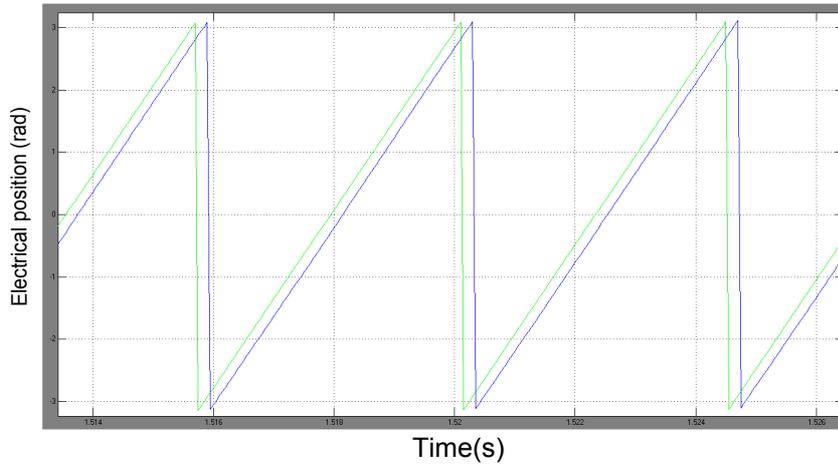


Figura 4.19: Confronto stima posizione angolare

In figura le due forme d'onda si incontrano a $2.8064[rad]$ sulla cresta superiore e $2.8577[rad]$ sulla cresta inferiore, il che implica un errore medio di $0.308[rad]$ cioè circa 17.65 gradi elettrici il che corrisponde ad una fluttuazione di coppia di circa $\pm 4.7\%$.

Si riporta anche l'andamento della velocità stimata e reale con stimatore offline, cioè operante in parallelo al modello della macchina con sensore.

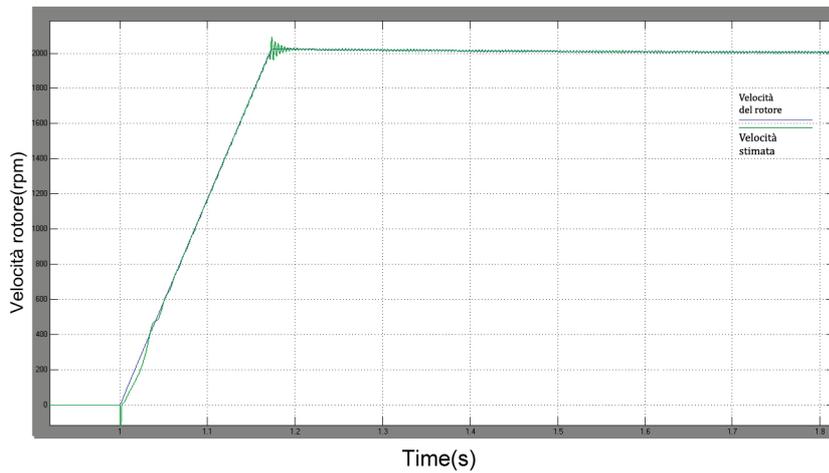


Figura 4.20: Confronto velocità reale e stimata

Si riporta l'andamento della velocità reale e stimata a seguito dell'applicazione di una coppia a gradino di $80[Nm]$ (la legenda fa riferimento alla figura precedente).

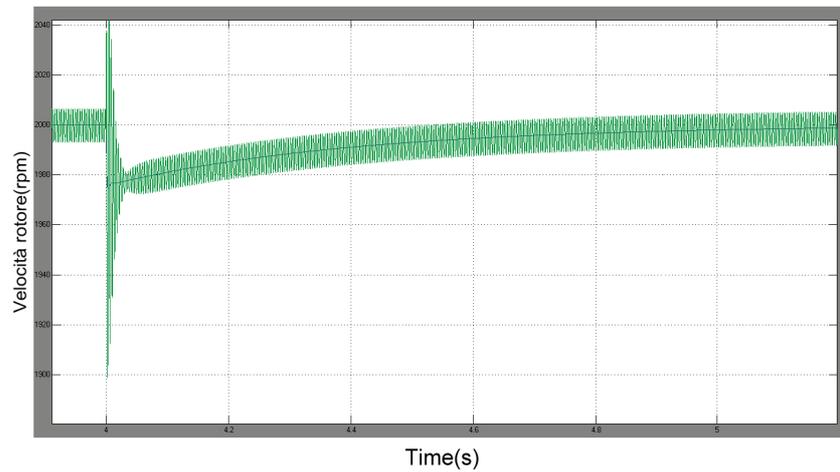


Figura 4.21: Particolare applicazione gradino di coppia di carico

4.4 Cosimulazione

Scopo dell'implementazione di un sistema di controllo funzionante in simulink é il suo inserimento all'interno di un ambiente software di cosimulazione. Cioé di simulazione contemporanea di due programmi che nel nostro caso corrispondono a simulink e AMEsim. In particolare simulink si occupa di gestire la parte di controllo della macchina elettrica, quindi quanto nella realtà verrebbe implementato sul software dell'inverter, mentre AMEsim simulerá l'inverter, la macchina elettrica, il carico meccanico e la gestione dei riferimenti di coppia.

In ambiente AMEsim si utilizza una maschera di cosimulazione, che funge da ponte tra i due software; in ingresso a questa ci sono le variabili di interesse relative ad AMEsim, mentre in uscita ci sono le variabili controllate da simulink. Il sottosistema di simulink come già detto prima, rappresenta l'algoritmo di controllo e viene risolto mediante il solver di simulink a passo fisso. Il modello in Simulink é composto da una S-function dove viene rappresentato il modello AMEsim e il controllore vero e proprio.

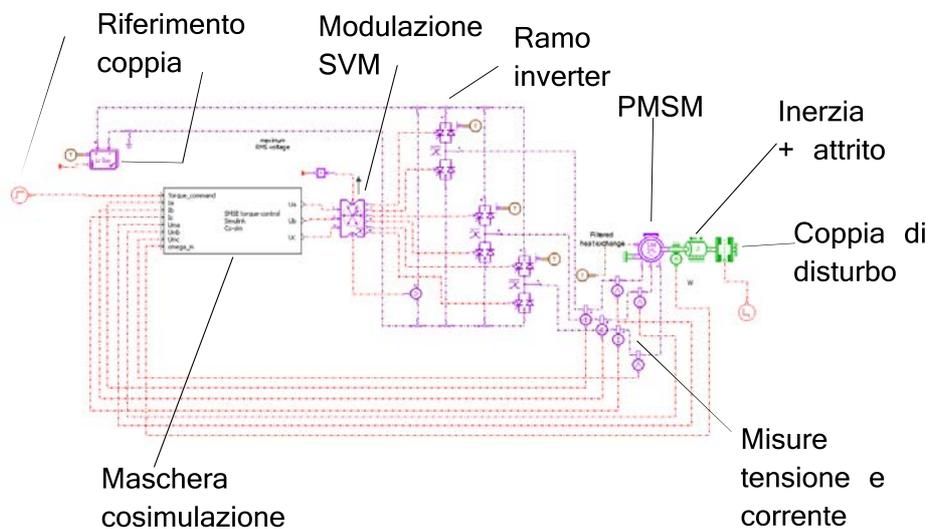


Figura 4.22: Schema cosimulazione

Avviando la simulazione da AMESim si avvia automaticamente MATLAB e da lì il modello simulink scelto :

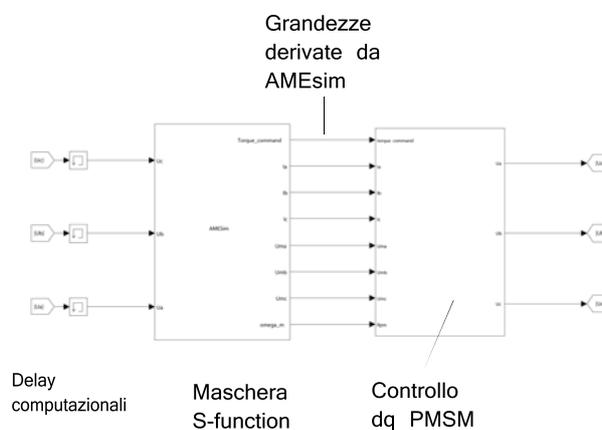


Figura 4.23: Modello simulink di cosimulazione

Si nota come le uscite del modello di controllo si chiudono sul modello della S-function che aggiorna le variabili di stato in AMESim; viene introdotto un blocco memoria in maniera da tenere conto del ritardo dovuto al tempo di computazione del blocco di controllo.

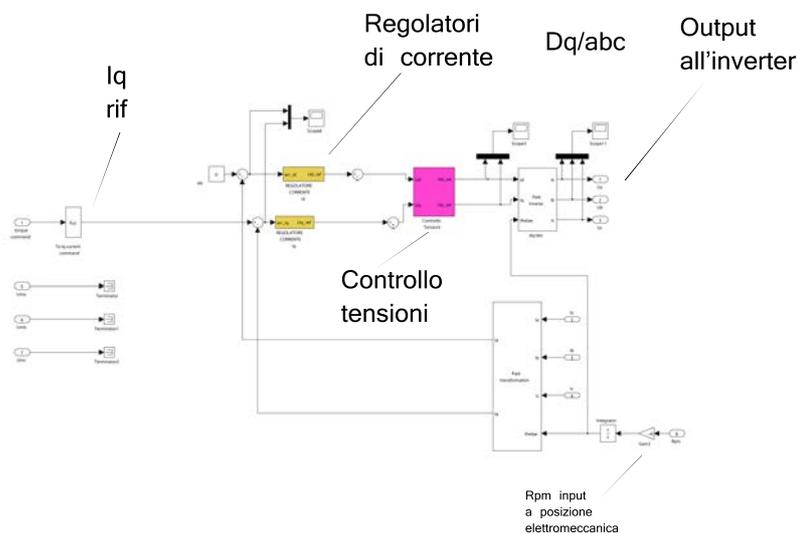


Figura 4.24: Modello simulink controllore

Il modello del controllore non é altro che lo stesso modello utilizzato nel capitolo precedente, in cui vengono schematizzati i regolatori PI sincroni , i controllori di tensione; con la differenza che le grandezze di uscita devono essere trasformate dal riferimento sincrono bifase allo standard trifase per poter essere lette dal modello dell'inverter di AMEsim.

Le grandezze di ingresso al modello sono il comando di coppia e la velocità del motore, supponendo di avere un guadagno di trasduzione unitario di un eventuale encoder o resolver e le misure di corrente ai morsetti della macchina elettrica.

Le grandezze di uscita del controllore sono le tensioni di riferimento con le quali l'inverter calcola i duty cycle degli interruttori.

La modulazione dell'inverter é di tipo vettoriale (SVM) con iniezione di terza armonica e gli interruttori sono di tipo non ideale in quanto é presenta una caduta non nulla di tensione e le perdite di switching sono diverse da zero; $P_{sw} \approx 130[W]$ alla frequenza di switching massima pari a $f_{sw} = 10[kHz]$ a $40[A]$ e $600[V]$.

Scopo della cosimulazione é testare che l'algoritmo di controllo modellato in simulink si interfacci correttamente con l'ambiente AMESim, rispondendo al riferimento di coppia di ingresso con delle opportune tensioni di riferimento in ingresso all'inverter. Riportiamo a tal proposito i risultati di una semplice simulazione in cui il motore é collegato ad un carico puramente inerziale:

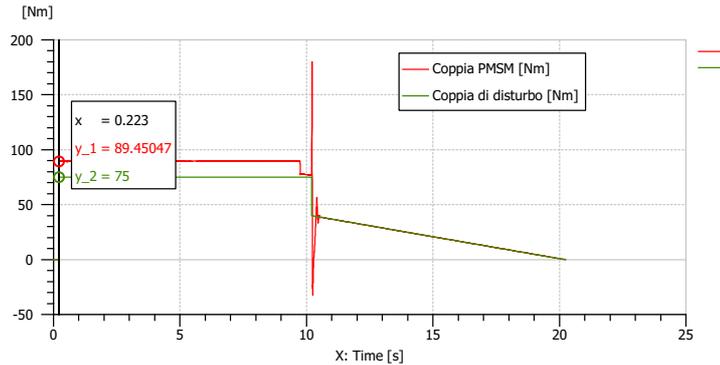


Figura 4.25: Variazione coppia di carico

Al motore viene data una coppia di riferimento di $90[Nm]$ a circa $0.2[s]$, tempo corrispondente all'innesto di una coppia di disturbo all'albero di valore pari a $75[Nm]$. Poco prima dei 10 secondi il motore raggiunge la velocità massima consentita dai limitatori di tensione, portandosi così ad una situazione di equilibrio tra coppia motrice e coppia frenante. La potenza accelerante viene quindi praticamente annullata ed il sistema frizione ed inerzia si porta alla velocità di equilibrio in figura, circa $2200 [rpm]$, essendo il sistema esente da attriti di tipo viscoso la velocità é mantenuta costante dalla presenza dell'inerzia; la coppia di disturbo viene poi gradualmente diminuita mentre viene compensata dal motore.

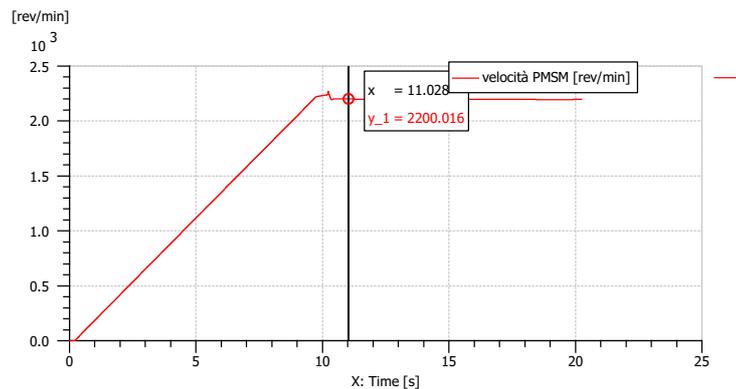


Figura 4.26: Andamento giri motore

Il valore di inerzia utilizzato corrisponde all'inerzia equivalente vista dal motore elettrico inserito all'interno della trasmissione, quando il veicolo sta utilizzando la **prima** marcia; questo valore corrisponde a $0.6[kgm^2]$ ed è il valore di riferimento dell'inerzia utilizzata in tutte le simulazioni. Le altre marce hanno un'inerzia maggiore ed essendo l'inerzia più bassa il caso più problematico dal punto di vista del controllo, queste non vengono prese in considerazione.

Il modello così ottenuto viene utilizzato per una mappatura di rendimento dell'azionamento composto da macchina elettrica ed inverter. Ottenuta la mappa di rendimento dell'azionamento e motore elettrico, questa verrà poi inserita in un modello a stati, appunto mappati, che utilizza un modello più semplice della macchina elettrica, utile ai fini di considerazioni di tipo energetico; questo sarà il procedimento con la quale verranno dimensionate le batterie :

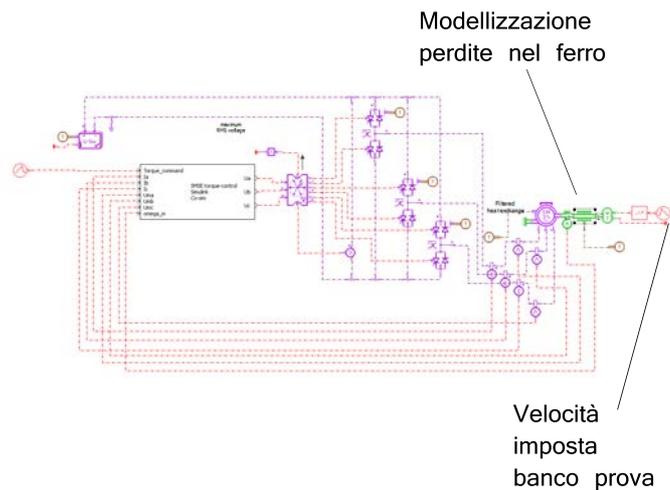


Figura 4.27: Modello per la generazione delle mappe di rendimento

Il modello funziona imponendo una velocità tramite il banco prova e a tale velocità si comanda il motore con una coppia corrispondente. A seconda delle varie velocità e della coppia, quindi della corrente, si possono calcolare le perdite da mettere in un file dati. L'approssimazione intrinseca nel utilizzare una modellizzazione lineare al variare della velocità delle perdite del ferro è giustificata dal fatto che solitamente le perdite per correnti parassite, proporzionali a circa il quadrato della frequenza, solitamente pesano solo per il 30% delle perdite nel ferro totali.

Si riporta la mappatura delle ultime due soluzioni di progetto ottimali :

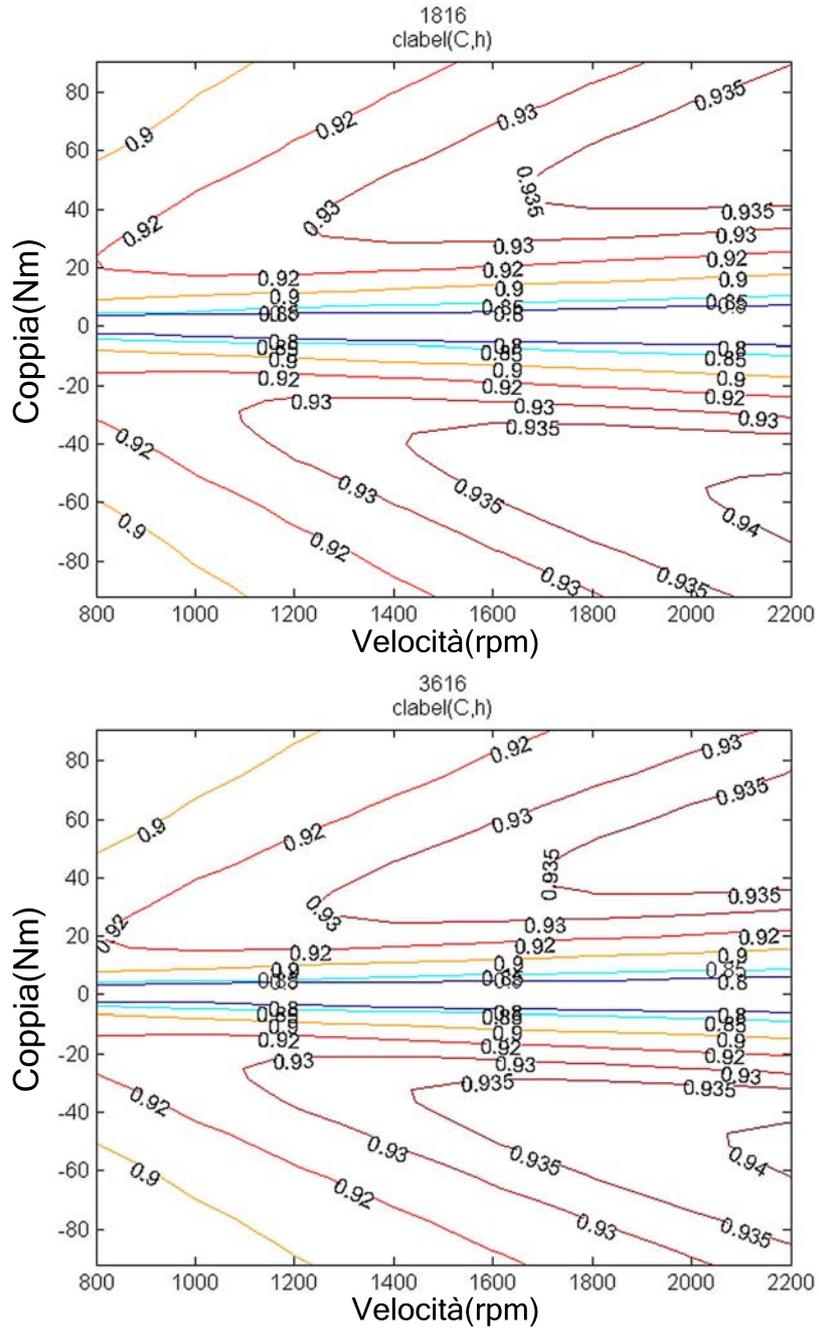


Figura 4.28: Mappa efficienza 18/16-36/16

Viene quindi inserito il modello di macchina elettrica sviluppato precedentemente a partire dai parametri elettrici derivati dall'analisi agli elementi finiti, all'interno del modello complessivo del veicolo sviluppato in AMESim in [1]. Al modello del veicolo riportato in fig. 4.29 vengono affiancati tre riquadri; nel riquadro rosso è presente il controllo della macchina elettrica, nel riquadro blu sono presenti i diagrammi di stato per il controllo delle frizioni LU e C1 (vedi schema cinematico fig. 4.30) e nel riquadro viola viene inserito il modello della macchina elettrica controllato in Simulink.

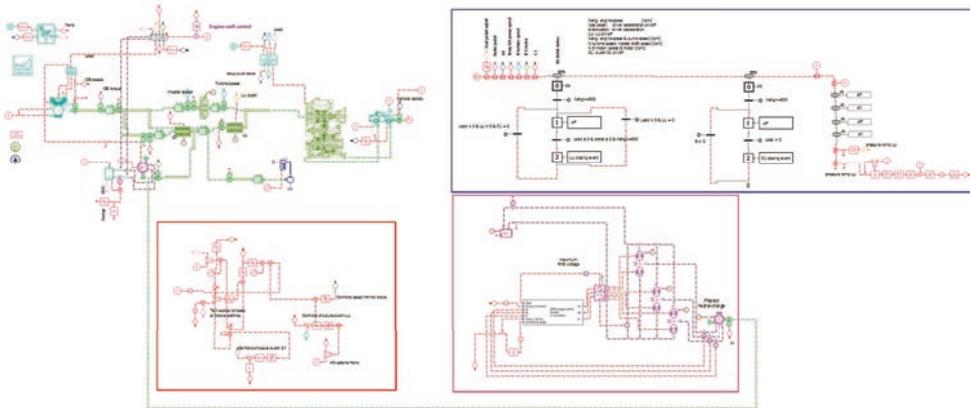


Figura 4.29: Modello AMESim veicolo completo; riquadro blu.. riquadro viola.. riquadro rosso

Il controllo del sistema completo avviene in ambiente AMESim distinguendo il controllo della macchina elettrica dal controllo delle frizioni e dell'intero sistema. Lo schema cinematico della trasmissione, riportato in fig. 4.30 è riportato in figura con il seguente simbolismo, ICE motore a combustione interna, ME macchina elettrica, TC torque converter, GEARBOX cambio, AXLES assali , WHEELS ruote.

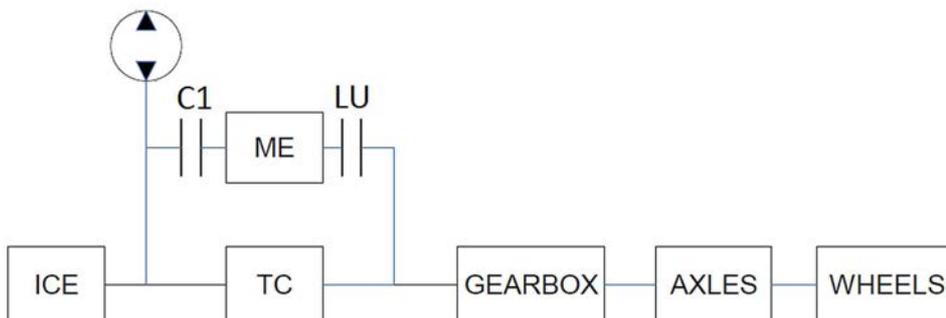


Figura 4.30: Schema cinematico architettura ibrida

È importante definire la strategia con la quale la macchina elettrica viene attuata all'interno dello schema globale del veicolo; in particolare l'attuazione di quest'ultima è strettamente legata allo stato delle frizioni di aggancio e connessione/disconnessione. Il diagramma di flusso per l'attuazione della frizione C1 di disconnessione/connessione, che fa da ponte tra l'albero PTO a cui è connesso il motore a combustione interna e la macchina elettrica, viene riportato in figura 4.31. La frizione si chiude(ON) con il comando di pressione sul pedale acceleratore, la condizione di apertura(OFF) è che venga premuto il pedale freno.

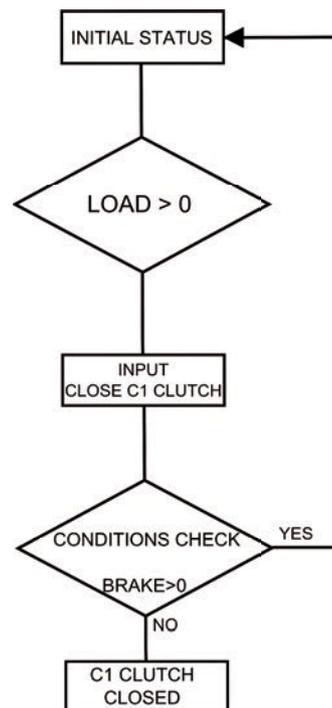


Figura 4.31: Diagramma flusso frizione connessione diretta ICE (C1)

Per la frizione di aggancio invece il diagramma di flusso è riportato in fig. 4.32.

La frizione di aggancio ha due utilizzi principali:

- consentire il bloccaggio del convertitore, cioè lo stato di sincronismo tra lato pompa(ICE-PTO) e lato turbina a frizione C1 già chiusa.
- in frenatura per garantire che la macchina elettrica sia connessa alla trasmissione a valle del convertitore (vedi schema cinematico) evitando perdite dissipative nello stesso.

Nel caso di frenata rigenerativa invece LU si chiude, nel caso di bloccaggio invece la chiusura è vincolata alla contemporanea sussistenza delle condizioni di bloccaggio chiamata (LU), ovvero scorrimento minimo tra pompa e turbina del convertitore e giri motore endotermico superiori alla soglia minima. L'apertura della stessa frizione avviene quando le condizioni di chiusura non siano più rispettate.

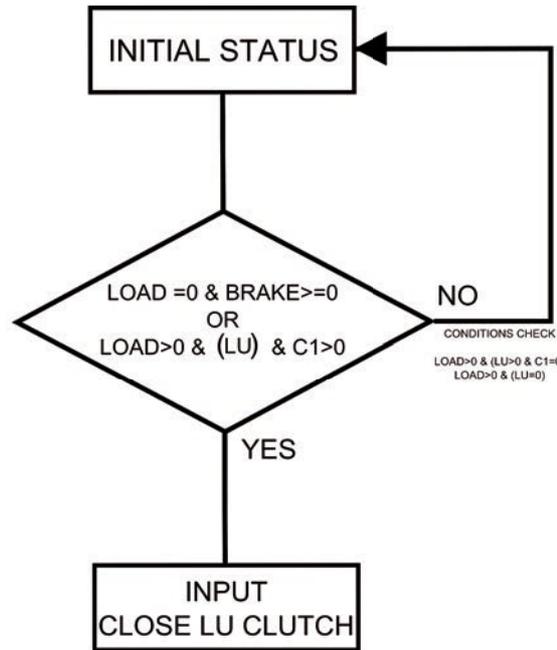


Figura 4.32: Diagramma flusso frizione blocco convertitore (LU)

Definita la strategia di attuazione delle due frizioni, il comando di coppia richiesto al motore elettrico (prodotto dalla centralina veicolo) viene elaborato dalla ECU (la centralina di controllo interno al veicolo). Il diagramma di flusso per il controllo della macchina elettrica è il seguente (fig. 4.33).

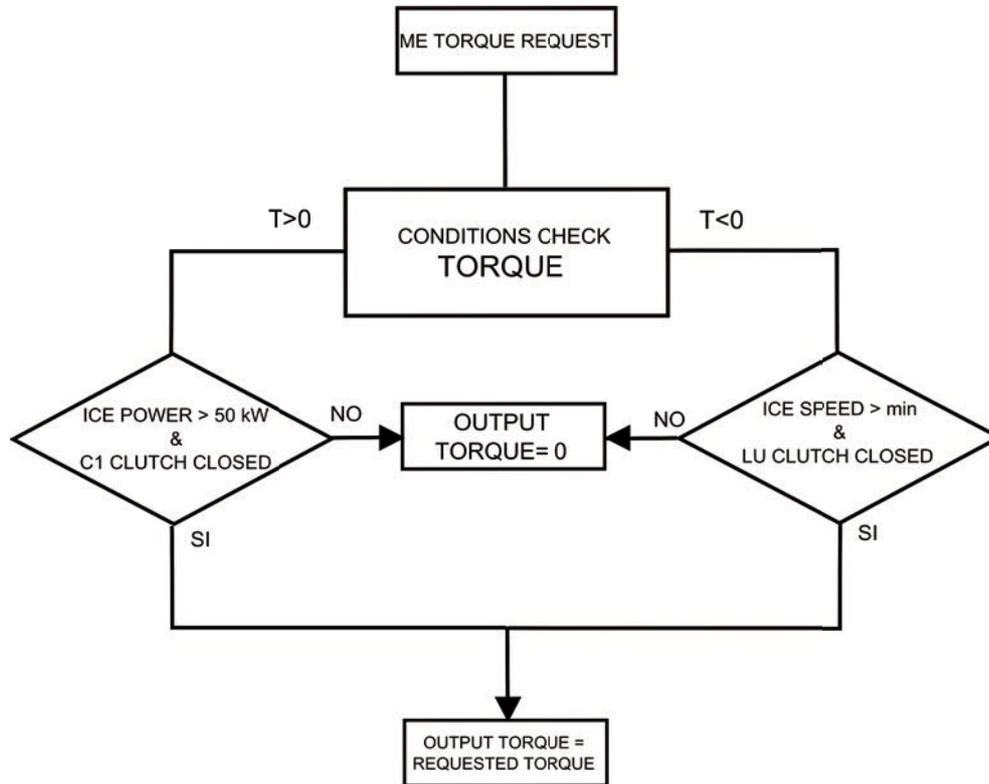


Figura 4.33: Diagramma flusso comando coppia macchina elettrica (ME)

In fase di supporto di coppia ($T > 0$) viene verificato che il motore endotermico sia prossimo alla saturazione ($P_{max} = 50[kW]$) e che la frizione C1 sia attuata prima di erogare coppia con la macchina elettrica. Allo stesso modo è consentito il funzionamento da generatore, in frenata, solo a chiusura effettuata della frizione LU. Altra condizione vincolante per l'utilizzo come freno della macchina elettrica è che la velocità di rotazione dell'albero con cui è sincrono il motore elettrico (albero master) sia maggiore della velocità di rotazione minima dell'albero motore endotermico (circa $800[rpm]$); qualora ciò non accadesse e l'albero master venisse frenato ulteriormente si verificherebbero perdite nel convertitore, vanificando i benefici dell'architettura scelta. In sostanza se l'albero master è vicino al minimo del motore a combustione interna non può avvenire la frenatura rigenerativa.

Capitolo 5

Dimensionamento Batterie

Il dimensionamento del pacco batterie rappresenta un passo importante nell'implementazione del sistema elettrico all'interno dell'architettura preesistente. Ai fini di poter avere un'idea di che potenze ed energie ci sono in gioco, si utilizza un modello a regime stazionario del veicolo ibrido presentato in [1]. Per poter effettuare un corretto dimensionamento dell'energy storage, si devono valutare i rendimenti con cui viene trasmessa l'energia all'interno del powertrain elettrico. Avendo calcolato in precedenza le perdite sui singoli motori é stato possibile disegnare la mappa di efficienza di quest'ultimi, da utilizzare all'interno dell'ambiente simulativo.

Le mappe riportate includono anche le perdite dell'inverter, in quanto il modello simula sia le perdite della macchina elettrica che le perdite dei singoli rami del convertitore.

Detto ciò é stato opportuno fissare la tensione del bus DC, tenendo presente che gli inverter commercialmente esistenti per questo genere di applicazione si dividono in due classi differenti a seconda del livello di tensione a cui si vorrá operare. Le classi di componentistica sono a 600V e 1200V, a seconda dell'isolamento elettrico utilizzato; questo per un inverter alimentato da rete, quindi con stadio di raddrizzamento compreso, corrisponde ad utilizzare un'alimentazione monofase raddrizzata a 311V o trifase raddrizzata a 560V. Nel primo caso utilizzando componenti da 600V mentre nel secondo caso da 1200V.

Chiaramente alzando la tensione a 560V le correnti diminuiranno di circa 30%,viceversa aumenteranno del 30% se diminuiamo la tensione a 310V; questo implica l'utilizzo di connessioni a sezione inferiore e quindi piú maneggevoli nel primo caso mentre a sezione superiore nel secondo.

Soprattutto per un'applicazione di questo genere,dove gli spazi occupati sono cruciali per l'integrazione dell'ibridizzazione nell'architettura preesistente e senza contare una semplificazione della costruzione dell'avvolgimento, andare su tensioni piú elevate potrebbe essere l'opzione migliore. Viceversa l'utilizzo di sezioni di cavo piú ampie,comporta le seguenti problematiche:

- A parità di densità di corrente, l'aumento della corrente corrispondente ad una diminuzione di tensione di alimentazione, comporta un aumento di uguale entità percentuale della sezione di dimensionamento del conduttore.
- A parità di sezione di cava utilizzare un conduttore di sezione più ampia, comporta un riempimento maggiore della cava stessa. Il che si traduce che il parametro k_{fill} deve essere maggiore. Questo può costituire un grosso problema costruttivo, in quanto utilizzando una macchina avvolgitrice i k_{fill} raggiungibili sono dell'ordine del 20, 30%.
- L'utilizzo di conduttori di sezione elevata, può costituire un problema in quanto garantire una resistenza uguale per tutte le vie in parallelo potrebbe non banale.
- Per garantire l'inserimento del conduttore in cava potrebbe essere necessario allargare l'apertura di cava; questo comporta una coppia di impuntamento maggiore e perdite di pennellamento di flusso maggiori.
- Essendo la macchina a 16 poli con velocità base di circa 2200 rpm la pulsazione delle grandezze elettriche è di circa 300 hertz. L'utilizzo di conduttori di sezione elevata a questa frequenza implica che le correnti non si distribuiranno equamente all'interno del conduttore implicando delle perdite aggiuntive per effetto pelle.

Per quanto riguarda il pacco batterie il rendimento dipenderà dal tipo di tecnologia scelta, ai fini simulativi si considererà una batteria a rendimento unitario e la macchina sincrona a 36 cave e 16 poli. Il dimensionamento delle batterie si basa sui consumi della macchina elettrica in ausilio alle operazioni della terna nel ciclo di lavoro più oneroso e sul consumo totale dell'insieme dei cicli di lavoro. I consumi vengono calcolati in prima approssimazione tramite l'utilizzo di un modello di AMEsim, dove vengono schematizzati il veicolo con il motore a combustione interna, la macchina elettrica e la relativa centralina di veicolo a cui fanno i rami di controllo per il circuito idraulico, per la macchina elettrica e per il motore a combustione interna. La simulazione avviene implementando una strategia di frenatura rigenerativa come descritto nel capitolo precedente, ai fini di recuperare l'energia cinetica accumulata durante il ciclo di lavoro e che andrebbe perduta nella frenatura meccanica classica, comunque presente.

5.1 Ciclo Y

Il ciclo in esame si chiama ciclo ad Y , caratterizzato da una fase di carico, inversione di marcia e scarico. Il carico é schematizzato tramite un carico frontale di natura ciclica applicato al veicolo simulato, di cui si fa onere la pompa idraulica, utilizzando circa il 50% della potenza nominale.

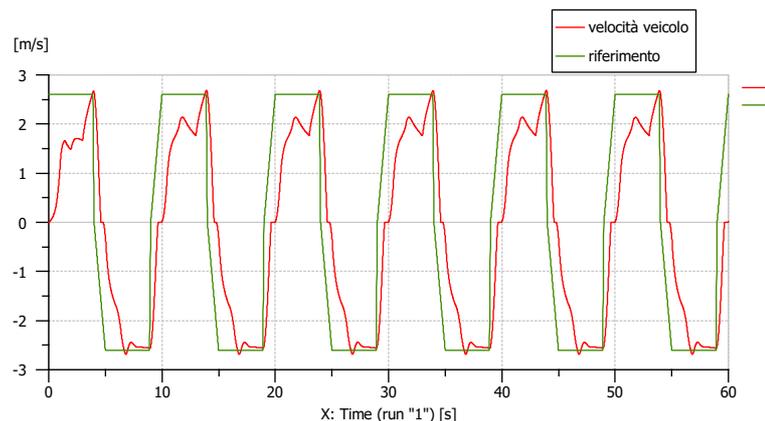


Figura 5.1: Ciclo di guida Y

La sorgente elettrica da cui il modello della motore elettrico assorbe é schematizzata tramite l'utilizzo di un modello dinamico di una batteria $Li-ion$ già presente nella libreria di *AMESim*. In figura riportata si può vedere il riferimento di velocità tracciato in verde mentre in rosso si ha l'andamento reale del veicolo. Ai fini di calcolo dei consumi della macchina elettrica il modello utilizzato é sufficiente in quanto non c'è differenza con il modello dinamico completo in cui l'onere computazionale sarebbe eccessivo.

Riportiamo qui di seguito gli andamenti delle correnti erogate dalla macchina elettrica, e quindi assorbite dalla batteria.

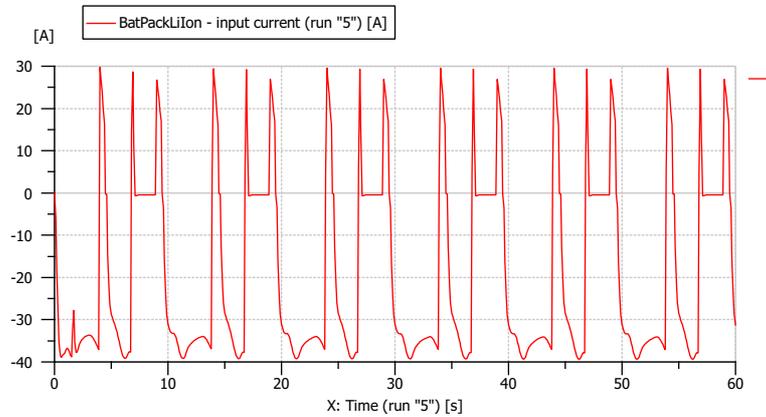


Figura 5.2: Andamento assorbite dalla batteria

In figura si possono osservare le correnti positive corrispondenti alle correnti assorbite dalla batteria, corrispondenti al regime di frenatura rigenerativa, mentre quelle negative sono necessarie alle richieste di potenza della macchina elettrica. Un dimensionamento preliminare della batteria si basa sulla potenza massima assorbibile dalla batteria in ricarica, in quanto risulta il regime piú problematico. Il modello della macchina utilizzato corrisponde al modello tabulato della macchina 18/16 e 36/16. Ai fini di scegliere una capacità di batteria, si é deciso che le correnti di ricarica siano di entità $\leq 1C$ preferibilmente $\approx 0.5C$. Essendo queste correnti di natura impulsiva, quindi breve durata si é calcolato dapprima un valore di capacità corrispondente a $30[Ah]$, relativamente ai picchi da $\approx 28.5[A]$ che si hanno in questo regime di frenatura, in maniera tale da non superare $1C$ di ricarica. Il pacco di batterie in termini di potenza dovrà sicuramente soddisfare la seguente:

$$P_{batt} = V_{bus_{DC}} * I_{picco} = 560 \cdot 28.5 \approx 16[kW] \quad (5.1)$$

Vedremo piú avanti che il dimensionamento per il picco di corrente di carica, corrispondente ad un dimensionamento in potenza, comporterá un sovradimensionamento in energia del pacco batterie che aumenterá notevolmente i costi.

Andiamo ora a calcolare la carica media effettivamente rigenerata dal ciclo di lavoro piú oneroso. Come si puó vedere in figura la fondamentale del grafico superiore, corrispondente alla corrente erogata dalla macchina elettrica in frenata, presenta un valore medio pari a $2.8[A]$ che corrispondono ad una capacità recuperata pari a $0.047[Ah]$ cioè ad un energia di $26.13[Wh]$.

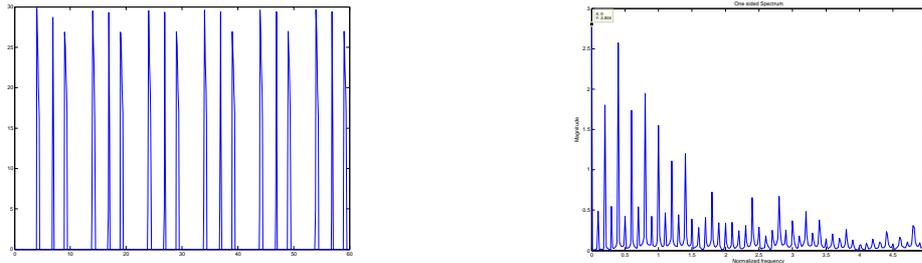


Figura 5.3: Corrente di rigenerazione

Un bilancio generale puó essere effettuato calcolando la fondamentale della corrente sull'intero ciclo.

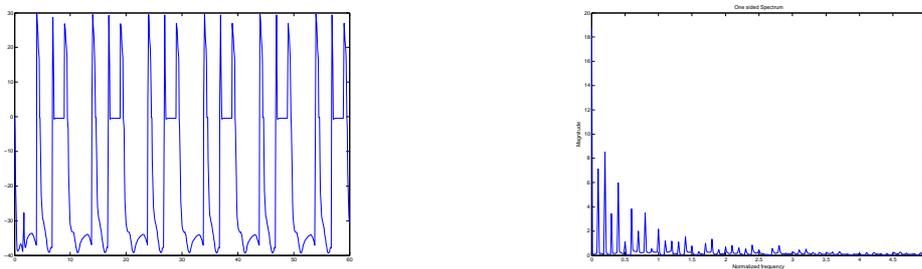


Figura 5.4: Corrente di ciclo

La fondamentale delle correnti di batteria é di circa $18.74[A]$ che corrispondono ad un consumo di $0.312[Ah]$; stessa cosa otteniamo se impostiamo uno schema per il calcolo dell'energia in *AMESim*.

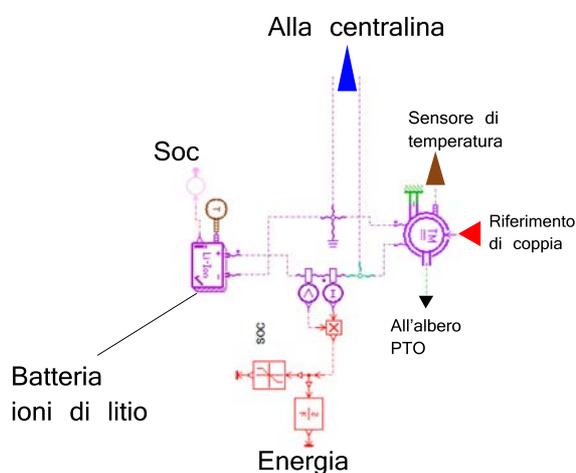


Figura 5.5: Schema semplificato per il calcolo delle richieste di potenza ed energia

L'energia viene calcolata tramite un blocco integratore collegato ad un sensore di corrente, nel ciclo da un minuto otteniamo: Dalla figura si può leggere il valore

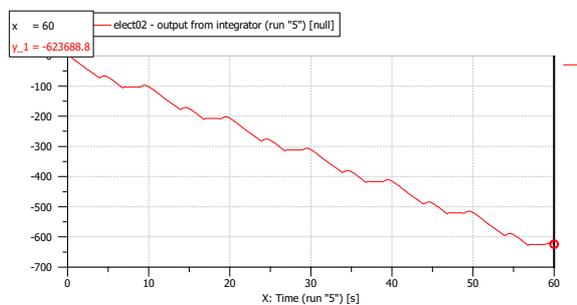


Figura 5.6: Energia utilizzata

di 623688.8[Ws], quindi:

$$Capacita'_{utilizzata} = 623688.8 \cdot \frac{1}{60} \cdot \frac{1}{60} \cdot \frac{1}{560} = 0.31[Ah] \quad (5.2)$$

Questo valore coincide con quello trovato precedentemente, cioè al valore di carica consumato complessivamente, nel ciclo di lavoro di un minuto. In regime di scarica invece abbiamo correnti di picco che si aggirano attorno ai 35[A], quindi di potenze di picco dell'ordine dei 20[kW] (taglia del motore), corrispondenti ad una scarica di 1.25C.

Possiamo quindi affermare che:

- il bilancio di carica consumata nel ciclo di un minuto é di $0.31[Ah]$
- la carica recuperata é pari a $0.047[Ah]$
- la carica consumata senza rigenerazione sarebbe quindi pari a :

$$\begin{aligned} Carica_{(no-regen)} &= Carica_{(rigenerata)} + Carica_{(ciclo-rigen)} = \\ &= 0.31 + 0.047 = 0.357 \approx 0.36[Ah] \end{aligned} \quad (5.3)$$

- Ne consegue un risparmio di carica pari a :

$$\begin{aligned} Carica_{(risparmiata)}\% &= \frac{Carica_{(cicloconrigenerazione)}}{Carica_{(no-regen)}}\% = \\ &= 1 - \frac{0.31}{0.38} \cdot 100\% \approx 14\% \end{aligned} \quad (5.4)$$

La durata del ciclo totale di lavoro della macchina operatrice é di circa 20 minuti, nei quali esistono altre due tipologie di sotto cicli meno onerosi dal punto di vista delle richieste energetiche. Il secondo ciclo meno oneroso richiede una carica di circa $0.18[Ah]$, mentre il terzo $0.02[Ah]$. In termini di energia consumata basta moltiplicare i valori in *Ampere – ora* per la tensione del bus DC.

Riassumendo :

Tipologia di ciclo	$Carica_{utilizz}$ [Ah]	$Carica_{rigen}$ [Ah]	$Carica_{no-rigen}$ [Ah]
Ciclo (1)	0.31	0.047	0.38
Ciclo (2)	0.18	0.047	0.23
Ciclo (3)	0.02	0.047	0.07
Σ_{carica} (1, 2, 3)	0.51	0.141	0.68

Tabella 5.1: Consumi

Il ciclo di lavoro della macchina é di circa 20 minuti, se dividiamo equamente il tempo totale in blocchi caratterizzati dai tre cicli otteniamo che il consumo di carica totale é pari al consumo dei tre cicli moltiplicato per 7 (come se fossero 21 minuti di lavoro effettivi). Quindi :

$$Carica_{totale} = \Sigma_{carica} \cdot 7 = 0.51 \cdot 7 \approx 3.6[Ah] \quad (5.5)$$

Che corrisponde a :

$$Energia_{totale} = Carica_{totale} \cdot V_{busDC} = 3.6 \cdot 560 \approx 2[kWh] \quad (5.6)$$

La capacità nominale della batteria é di $30[Ah]$, considerando che un $S.O.C.$ di lavoro a batteria carica é di circa $\approx 80\%$ possiamo dire che l'utilizzo della batteria corrisponde a:

$$\begin{aligned} S.O.C._{fine,ciclo} &= \frac{Q_n \cdot SOC_{iniziale} - Q_{utilizzata}}{Q_n} \cdot 100 \\ &= \frac{30 \cdot 0.8 - 3.6}{30} \cdot 100 = 68x\% \end{aligned} \quad (5.7)$$

Con Q_n capacità nominale della batteria, $Q_{utilizzata}$ capacità utilizzata dal ciclo a Y.

Ciò si traduce in un sovradimensionamento del pacco batterie, quantificabile nella seguente maniera.

- Iniziamo calcolando l'energia effettivamente disponibile ai morsetti di batteria, quindi considerando che dopo un ciclo di ricarica generico lo stato di carica della batteria sia circa 80% , possiamo ricavare:

$$E_{totale} = Q \cdot SOC_{iniziale} \cdot V_{busDC} = 13.44[kWh] \quad (5.8)$$

- Conosciamo l'energia consumata dal ciclo da 20 minuti, cioè :

$$E_{Y-cycle} = 2[kWh]$$

- Quindi il sovradimensionamento k può essere espresso come:

$$k = \frac{E_{totale}}{E_{Y-cycle}} \approx 7 \quad (5.9)$$

Ciò il pacco batterie ha un energia circa sette volte maggiore di quella effettivamente utilizzata dal ciclo ad Y. Considerando che allo stato attuale non conosciamo l'effettivo duty cycle della macchina operatrice, possiamo dire che la scelta dei $30[Ah]$ costituisce un più che abbondante margine di sicurezza.

Come ultimo appunto notiamo che :

- L'energia consumata nel ciclo ad Y senza frenatura rigenerativa é pari a:

$$E_{no,regen} = V_{bus_{DC}} \cdot \Sigma_{carica} \cdot 7 = 560 \cdot 0.68 \cdot 7 \approx 2.7[kWh] \quad (5.10)$$

- L'energia consumata con frenatura rigenerativa é pari a :

$$E_{Y-cycle} = 2[kWh]$$

- Quindi il risparmio sull'utilizzo della batteria é pari a :

$$\frac{E_{no,regen} - E_{Y-cycle}}{E_{no,regen}} \cdot 100 = 26\% \quad (5.11)$$

5.2 Stato dell'arte

I consumi in termini di energia e prestazioni in termini di potenza della batteria non sono univocamente soddisfabili da qualsiasi batteria, in quanto ogni tecnologia ha le sue applicazioni dove viene meglio sfruttata in termini appunto di energia e potenza erogabili.

Solitamente le grandezze a cui si fa riferimento per la scelta della tecnologia da utilizzare sono la densità di energia e la densità di potenza.

Alla prima corrispondono applicazioni per la quale è richiesta una certa *durata* di prestazione, mentre alle seconde elevate prestazioni dinamiche.

Ad esempio alla densità di energia di una batteria può dare un'idea indicativa della portata, in termini di distanza percorsa, di un veicolo, mentre alla densità di potenza si può relazionare una grandezza di tipo dinamico, come l'accelerazione del veicolo ad esempio. Per questo genere di considerazione è utile riportare il diagramma di Ragone:

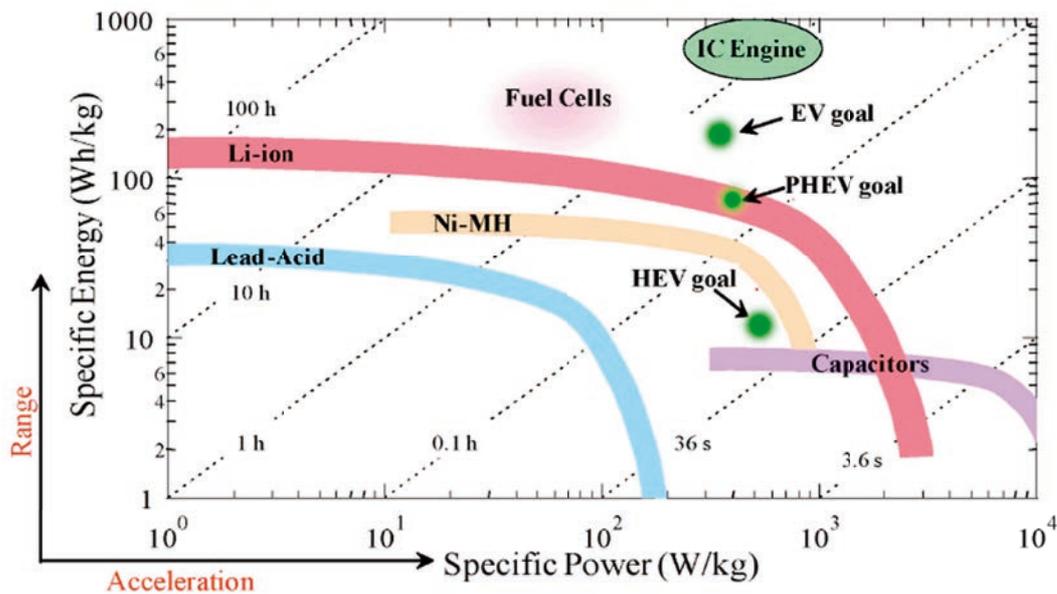


Figura 5.7: Diagramma di Ragone

Si può vedere in figura come le tecnologie esistenti si raggruppano in fasce che individuano dei valori di densità di energia e potenza caratteristici; in particolare per i veicoli elettrici si possono individuare delle aree ottimali.

Lungo le diagonali si possono leggere dei valori termini di tempo, questi rappresentano la durata tipica di un ciclo di scarica; ad esempio si può notare come la zona relativa ai veicoli elettrici puri sia spostata verso l'alto e verso sinistra del grafico rispetto alla zona individuata dai veicoli elettrici ibridi (non plug-in). Questo significa che un veicolo elettrico puro ha richieste di potenza che devono essere soddisfatte in tempi relativamente lunghi (è vicino alla diagonale dell'ora) rispetto alle richieste di un ibrido convenzionale dove la richiesta di potenza è compresa tra i 10 minuti e il mezzo minuto (tipicamente un veicolo ibrido ha esigenze dell'ordine delle decine di minuti).

Per il veicolo esaminato l'ideale sarebbero la famiglia di batterie al litio in quanto rappresentano un buon compromesso tra densità di energia e densità di potenza.

Le tecnologie più interessanti disponibili sul mercato sono riassunte in tabella:

	<i>PbA</i>	<i>NiMH</i>	<i>LiPo</i>	<i>LiFePO4</i>	<i>NaNi</i>
Specific Energy [<i>Wh/kg</i>]	30-50	55-65	180	130	110
Energy Density [<i>Wh/l</i>]	60-100	110-150	400	120	180
Specific Power [<i>W/kg</i>]	250-350	200-1200	800-2000	500-1400	180
Life Cycle [20% <i>SOC</i>]	400-500	800-1500	300-500	>2000	>3000
Discharge Rated [<i>C</i>]	0.2	0.5	8	1	1
Discharge Peak [<i>C</i>]	5	5	15	2	1
Temperature [<i>°C</i>]	-20-60	-20-60	5-50	0-60	–
Self-Discharge [% <i>SOC/month</i>]	3-20	30	5-10	–	100
Cost [<i>\$/kWh</i>]	80	240-320	1000	800	480

Tabella 5.2: Tecnologie attualmente esistenti

Tra le tecnologie più adatte al tipo di applicazione pensata in questa sede, si hanno la famiglia di batterie Litio ferro fosfato, le Litio polimero e le batterie NaNi (nichel sale fuso-Molten Salt Batteries).

Vediamo come le batterie ai sali fusi siano più economiche, ma meno performanti in termini di densità di potenza, caratteristica che contraddistingue invece le batterie al litio. In particolare quelle al litio polimeri, che permettono correnti di scarica fino a 15C per pochi istanti, pur avendo costi doppi rispetto alle batterie al sale.

Le batterie litio ferro fosfato invece hanno costi intermedi tra le due tecnologie ma soprattutto un'energia specifica superiore ai sali fusi, ma una densità di energia inferiore.

Questo non costituisce un problema, in quanto il peso aggiuntivo di qualche quintale per una macchina operatrice da una decina di tonnellate é praticamente trascurabile.

Se consideriamo anche che il veicolo dovrà garantire l'utilizzabilità in ambienti poco favorevoli a temperature che possono andare dai 50°C ai 0°C, le batterie litio polimeri potrebbero non essere la scelta migliore.

La scelta piú interessante per ora é l'uso del litio ferro fosfato e la possibilità di utilizzare le batterie al sale, anche se queste richiedono comunque accorgimenti particolari; ad esempio la notevole autoscarica dovuta al mantenimento della temperatura di batteria da un sistema interno di riscaldamento, va periodicamente compensata interfacciando il veicolo alla rete.

Questo però viene compensato dal minor costo, circa pari a 480[\$/kWh] prezzo verificato contattando alcuni costruttori. Un altro vantaggio delle batterie ai sali fusi é il fatto che lavorando a circa 300[°C] non hanno problemi per funzionamenti a temperature estreme; basti pensare ad un veicolo che si trova a latitudini spinte che viene lasciato in cantiere per una notte intera a decine di gradi al di sotto delle zero. Ad esclusione del litio polimeri, tutte le tecnologie valutate in sede di progetto non sono del tutto adatte a fungere da polmone per un recupero di energia tramite frenatura rigenerativa, in quanto la loro prerogativa é la densità di energia e non di potenza. Un'applicazione interessante riguarderebbe l'utilizzo di un sistema ibrido per lo storage dell'energia, costituito dal pacco batterie con in parallelo un banco di supercondensatori con convertitore boost. Questi sarebbero sicuramente piú disposti a gestire le elevate potenze tipiche della frenatura rigenerativa rispetto alle batterie; di certo il convertitore e i supercondensatori costituiscono un onere economico che verrebbe parzialmente compensato dalla riduzione della potenza di dimensionamento del pacco batterie, visto che queste non dovrebbero piú farsi carico delle elevate correnti di frenatura.

Capitolo 6

Conclusioni

Il lavoro svolto in questa tesi aveva lo scopo di analizzare, a partire da delle specifiche, la fattibilità dell'integrazione di una macchina elettrica nella driveline della terna già esistente. Le specifiche di potenza e coppia sono state rispettate rimanendo entro lo spazio massimo richiesto e con un buon margine.

Le simulazioni del modello completo del veicolo con cosimulazione dei controllori in Simulink, hanno dimostrato l'equivalenza tra il modello dinamico controllato da simulink [1], con una maggiore precisione nel calcolo dei transitori elettromeccanici del modello a stati mappati.

Vista l'elevato onere computazionale del modello del veicolo completo si è cercato di evitare di effettuare test di eccessiva lunghezza, per le motivazioni appena esposte. Sarebbe invece interessante una simulazione del veicolo in AMESim una volta venuti a conoscenza del vero ciclo dell'architettura esistente .

Il prossimo step sarà quello di affrontare la problematica dell'implementazione sperimentale a partire dai test sul prototipo che verrà realizzato dal costruttore contattato in sede di progetto, valutare i veri consumi della macchina e verificare il dimensionamento del pacco batterie. Visto l'ampio sovradimensionamento di quest'ultimo è probabile che si possa ottimizzare quanto già visto nell'ultimo capitolo, riducendo i costi di investimento ed il volume occupato dallo storage. Senza contare le innumerevoli verifiche da farsi, una delle problematiche principali sarà capire se è possibile realizzare un controllo custom o bisognerà riferirsi a soluzioni già esistenti sul mercato.

Inoltre sarebbe opportuno valutare un'opzione di energy storage ibrido, costituito da supercondensatori con convertitore boost, affiancato dal pacco batteria; questo ai fini di migliorare le prestazioni in regime di frenatura rigenerativa utilizzando una tecnologia più adatta alla gestione di potenze che caratterizzano questo genere di funzionamento della macchina elettrica.

Ringraziamenti

Giunge al termine con questo lavoro di tesi, un lungo ciclo di anni che scandito il tempo dei miei giorni con una incisività tale da rimanere per sempre scolpito nella mia memoria.

Si ringraziano i seguenti:

- il **prof. Nicola Bianchi** per l'immensa pazienza e serenità dimostrata nell'affrontare i frivoli problemi che uno studente come me si è trovato a dover affrontare in questo lungo e tribolato periodo.
- **Francesco** Per avermi accompagnato durante tutto il percorso di tesi ed essere stato fondamentale per la riuscita del lavoro.
- **Mosé Castiello** Per i racconti e storie di vita che spesso erano un motivo più che valido per mettere da parte il lavoro.
- **Mattia Morandin** la cui conoscenze sono sempre state un ottimo se non fondamentale supporto.
- **La mia famiglia** per avermi supportato tutti questi anni.
- **Mio nonno** che guardandomi dai luoghi che trascendono la realtà, sicuramente stará sorridendo.
- **Laura** per la sempreverde armoniosità trasmessami, senza la quale probabilmente non sarei arrivato dove sono ora.
- **Giovanni e Tiago**, per essere stati miei compagni di studio, di avventure ma soprattutto di vita in tutti questi anni.
- **I coinquilini di via Rudena 42** per tutte le uniche esperienze che abbiamo condiviso assieme.

Bibliografia

- [1] **Francesco Garbo** Sistemi di trasmissione ibridi per applicazioni off-highway
- [2] **S.Bolognani** Dispense del corso di Azionamenti Elettrici
- [3] **M. Morandin** Laboratorio di azionamenti elettrici