



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRIESTE

**XVIII CICLO DEL DOTTORATO DI RICERCA
IN INGEGNERIA E ARCHITETTURA - INDIRIZZO
INGEGNERIA MECCANICA, NAVALE,
DELL'ENERGIA E DELLA PRODUZIONE**

DIMENSIONAMENTO ELETTROMAGNETICO E TERMICO, STUDIO PRESTAZIONALE E OTTIMIZZAZIONE DI MACCHINE ELETTRICHE ROTANTI CON VALUTAZIONE TECNICO – ECONOMICA ED ENERGETICA

Settore scientifico-disciplinare: ING-IND/32
CONVERTITORI, MACCHINE E AZIONAMENTI ELETTRICI

**DOTTORANDO / A
MATTEO DE MARTIN**

**COORDINATORE
PROF. DIEGO MICHELI**

**SUPERVISORE DI TESI
PROF. ALBERTO TESSAROLO**

**SUPERVISORE DI TESI
PROF. CARLO POLONI**

ANNO ACCADEMICO 2014 / 2015

*A Nina che sta arrivando.
Ti auguro di comprendere e di assaporare al meglio i piaceri e le soddisfazioni che la vita è in grado di riservarci.*



Sommario

LISTA DELLE FIGURE	i
LISTA DELLE TABELLE	ix
LISTA DEI SIMBOLI	xiii
RINGRAZIAMENTI	I
INTRODUZIONE	III
 ALGORITMI DI DIMENSIONAMENTO DI MACCHINE ELETTRICHE ASINCRONE BASATI SUL CRITERIO DI OMOTETIA	 1
1.1 Introduzione	1
1.2 Criterio di omotetia	2
1.3 Dati di specifica e processo produttivo	5
1.4 Determinazione dei coefficienti esponenziali	6
1.5 Determinazione del coefficiente di proporzionalità.....	16
1.6 Descrizione dei campioni di macchine utilizzate	17
1.7 Valutazione e confronto delle grandezze e dei fattori identificativi per la serie di macchine omotetiche.	19
1.8 Conclusioni	48
1.9 Bibliografia capitolo 1	49
 NUOVO ALGORITMO PER LA VERIFICA PRESTAZIONALE DI MACHINE ELETTRICHE A INDUZIONE E OTTIMIZZAZIONE	 51
2.1 Introduzione	51
2.2 Definizione dei parametri del circuito equivalente	54
2.3 Macchina elettrica utilizzata per la validazione del metodo di calcolo	58
2.4 Stima dell'induttanza di magnetizzazione e di dispersione statorica e confronto con le prove a vuoto	58
2.5 Stima dei parametri di rotore e confronto con le prove a rotore bloccato	66
2.6 Algoritmo per la definizione delle prestazioni della macchina a induzione	76
2.6.1 1) Generazione del modello geometrico	77
2.6.2 2) Analisi magnetostatiche	78
2.6.3 3) Analisi time harmonic	79
2.6.4 4) Analisi parametri costanti	80
2.6.5 5) Definizione delle prestazioni a vuoto.....	80
2.6.6 6) Definizione delle prestazioni a rotore bloccato	82
2.6.7 7) Definizione delle prestazioni per diversi valori di scorrimento	85
2.6.8 8) Definizione del punto di funzionamento nominale	85
2.6.9 9) Simulazione termiche FEM della macchina a induzione analizzata	89

2.7 Studio della configurazione di partenza del TEFC, proposte tecniche per l'incremento delle prestazioni, studi CFD associati e ottimizzazione	90
2.7.1 Definizione delle prestazioni della macchina a induzione campione punto di partenza dell'ottimizzazione.	90
2.7.2 Sistema di raffreddamento utilizzato sul CA.....	91
2.7.3 Nuovo sistema di raffreddamento	93
2.7.4 Definizione dei limiti rotodinamici	94
2.7.5 Studio del nuovo sistema di raffreddamento.....	95
2.7.5 Ciclo di ottimizzazione	97
2.7.6 Risultati ottenuti dall'ottimizzazione e confronto con il CA.....	101
2.8 Costruzione del prototipo e validazione dei risultati attraverso le prove in laboratorio.....	104
2.8.1 Misura della resistenza rotorica mediante metodo volt-amperometrico.....	105
2.8.2 Prova a vuoto alla frequenza nominale	106
2.8.3 Prova a rotore bloccato	110
2.8.4 Prova a carico nominale	115
2.8.5 Prova termica nel punto di funzionamento nominale	118
2.8.6 Valutazione della temperatura dell'avvolgimento mediante misurazione della resistenza	123
2.9 Conclusioni	125
2.10 Bibliografia capitolo 2	126

VARIAZIONE DELLE PRESTAZIONI DI UNA MACCHINA A INDUZIONE ASSOCIATA ALLA PERMEABILITÀ MAGNETICA DELLE BIETTE DI CHIUSURA DELLE CAVE STATORICHE 127

3.1 Introduzione	127
3.2 Confronto delle prestazioni a vuoto.....	129
3.3 Confronto delle prestazioni a carico e all'avviamento	133
3.4 Analisi delle perdite addizionali e del rendimento al variare della configurazione delle biette	136
3.5 Conclusioni	148
3.6 Bibliografia capitolo 3	150

STUDIO DI UNA MACCHINA A MAGNETI PERMANENTI DEDICATA ALLA GENERAZIONE EOLICA 151

4.1 Introduzione	151
4.2 Architettura globale dell'azionamento.	154
4.3 Progettazione del generatore e realizzazione	156
4.3.1 Scelta del numero di cave e di poli.....	156
4.3.2 Progettazione dello statore.....	157
4.3.3 Progettazione del rotore	159
4.3.4 Valutazione delle perdite addizionali sviluppate negli avvolgimenti statorici	165
4.3.5 Prove sul generatore	172
4.4 Conclusioni	173
4.5 Bibliografia capitolo 4	175

Lista delle figure

Fig. 1.1: Omotetia geometrica di due macchine elettriche rotanti.....	2
Fig. 1.2: Profilo di temperatura di una porzione di statore relativa ad una cava; nel grafico viene evidenziata la caduta di temperatura associata all'isolamento contro massa in cava.....	4
Fig. 1.3: Modello del processo di progettazione; in rosso sono stati evidenziati gli enti che possono beneficiare del criterio di omotetia per il dimensionamento della macchina.....	5
Fig. 1.4: Fattore di forma esposto in letteratura.....	6
Fig. 1.5: Flusso di calore prodotto dalle perdite Joule di statore smaltito attraverso il traferro in una macchina elettrica.....	8
Fig. 1.6: Flusso di calore prodotto dalle perdite Joule di statore smaltito attraverso le pareti laterali di cava in una macchina elettrica.....	8
Fig. 1.7: Percorso di circuitazione magnetica del campo H su un settore statorico corrispondente ad un passo polare in una macchina a induzione a due poli.....	13
Fig. 1.8: Sezione laterale di un TEAAC 2 poli. In blu viene raffigurata l'aria esterna e in rosso quella interna.....	17
Fig. 1.9: Vista laterale di un TEAAC (CT 355 L2).....	18
Fig. 1.10: Vista frontale di un TEAAC (CT 355 L2). In evidenza il particolare del silenziatore d'uscita aria.....	18
Fig. 1.11: Diagrammi del fattore di forma in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano i risultati ottenuti dallo studio, le righe tratteggiate in blu identificano i limiti imposti dalla letteratura.....	21
Fig. 1.12: Confronto del rapporto dimensionale tra macchine con bassa A) e alta polarità B)...	22
Fig. 1.13: Diagrammi dell'altezza d'asse HAX in funzione della potenza nominale. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.....	23
Fig. 1.14: Diagrammi del volume al traferro in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.....	24
Fig. 1.15: Diagrammi della massa del lamierino statore e rotore in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi (statore) e neri (rotore) rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu (statore) e fucsia (rotore) identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.....	25
Fig. 1.16: Diagrammi della massa del materiale conduttivo di statore in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.....	26
Fig. 1.17: Elenco delle possibili combinazioni del numero delle cave statore cave rotore per macchine a 2, 4, 6 poli. Il simbolo $\circ$ indica problemi associati alle coppie di impuntamento in fase di avviamento, i simboli $+$ e $-$ indicano problemi di coppie armoniche rispettivamente a velocità di rotazione positiva e negativa (frenatura), il simbolo x indica problemi associati alle vibrazioni. Lo spazio bianco indica che non sono stati riscontrati problemi.....	27
Fig. 1.18: Diagrammi della massa della gabbia di rotore in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.....	28

Fig. 1.19: Diagrammi della massa dell'albero di rotore in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.	29
Fig. 1.20: Diagrammi della massa della carcassa in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.	30
Fig. 1.21: Diagrammi della massa dello scambiatore in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.	32
Fig. 1.22: Diagrammi della massa complessiva in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.	33
Fig. 1.23: Diagrammi del carico termico in cava e al traferro in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano il carico elettrico in cava mentre i punti blu rappresentano il carico termico al traferro.....	34
Fig. 1.24: Diagrammi della densità di corrente in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	35
Fig. 1.25: Diagrammi del carico elettrico lineare in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	36
Fig. 1.26: Diagrammi dell'induzione massima al traferro in funzione dell'altezza d'asse <i>HAX</i> ...	37
Fig. 1.27: Andamento del coefficiente di utilizzazione al variare del passo polare.....	38
Fig. 1.28: Andamento del coefficiente di utilizzazione al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> riportati nella colonna di sinistra e al variare del passo polare nella colonna di destra. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione, la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia e la linea tratteggiata nera rappresenta i valori ricavati dalla letteratura.	40
Fig. 1.29: Andamento della coppia nominale al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	41
Fig. 1.30: Andamento dello scorrimento nominale al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	42
Fig. 1.31: Andamento delle perdite Joule complessive al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	43
Fig. 1.32: Andamento delle perdite nel ferro complessive al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.	44
Fig. 1.33: Andamento del traferro al variare dell'altezza d'asse <i>HAX</i> . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.	45
Fig. 1.34: Andamento della massa complessiva al variare della coppia nominale. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.....	46
Fig. 2.1: Circuito equivalente a parametri concentrati in configurazione a <i>T</i>	52
Fig. 2.2: Circuito equivalente a parametri concentrati in configurazione a <i>T</i> , in evidenza in rosso i parametri non lineari che dipendono dallo scorrimento e dalla corrente e in blu i parametri costanti calcolati analiticamente.....	54

Fig. 2.3: Caratterizzazione delle perdite di un lamierino magnetico di spessore 0.65 mm per diversi valori di frequenza e induzione. Immagine tratta dal catalogo ArcelorMittal.	57
Fig. 2.4: macchina elettrica utilizzata per la validazione del metodo di calcolo: A) assieme statore rotore e scudi, B) statore avvolto, C) rotore estratto.	58
Fig. 2.5: Circuito equivalente utilizzato per le analisi magnetostatiche e per le prove a vuoto...	59
Fig. 2.6: Distribuzione di flusso e induzione magnetica in una simulazione magnetostatica eseguita alimentando il modello con la corrente magnetizzante nominale.	59
Fig. 2.7: Andamento dell'induzione normale al traferro con corrente magnetizzante nominale (A) e scomposizione armonica della forma d'onda (B).	60
Fig. 2.8: Linee di flusso con in evidenziate in rosso alcune delle linee di flusso disperso relative ad una cava statorica.	61
Fig. 2.9: Esempio semplificato delle linee di campo e dell'addensamento di corrente nelle piattine di una cava statorica.	63
Fig. 2.10: Confronto tra la caratteristiche a vuoto ottenuta dalle prove a vuoto (continua) e dalle simulazioni FEM (tratteggiata).	65
Fig. 2.11: Confronto tra la somma della induttanza di magnetizzazione e dispersione a vuoto ottenuta dalle prove a vuoto (continua) e dalle simulazioni FEM (tratteggiata).	65
Fig. 2.12: Misurazione con metodo Volt-Amperometrico della resistenza del pacco rotorico prima dell'inserimento della gabbia rotorica.	67
Fig. 2.13: Simulazioni tempo armoniche a rotore bloccato con frequenza di scorrimento pari alla frequenza nominale al variare della conducibilità del materiale ferromagnetico di rotore a) $\sigma=5$ MS/m b) $\sigma=0.021$ MS/m.	67
Fig. 2.14: Circuito equivalente utilizzato per le simulazioni a rotore bloccato.	68
Fig. 2.15: Circuito equivalente utilizzato per le simulazioni e per le prove a rotore bloccato.	70
Fig. 2.16: Diagramma di confronto tra i valori calcolati e misurati di tensione a rotore bloccato V_{sc} , reattanza equivalente a rotore bloccato X_{eqsc} e Resistenza equivalente a rotore bloccato R_{eqsc} in funzione della corrente assorbita in condizioni di prova.	72
Fig. 2.17: Rappresentazione dello spessore di penetrazione.	73
Fig. 2.18: Andamento dello spessore di penetrazione della corrente indotta in un cilindrico di materiale ferromagnetico al variare delle amperspire (permeabilità magnetica) e al variare della frequenza.	73
Fig. 2.19: Variazione intuitiva del valore della resistenza rotorica al variare delle amperspire e quindi dello spessore di penetrazione della corrente.	74
Fig. 2.20: Schema del ciclo di ottimizzazione per la nuova macchina a induzione.	76
Fig. 2.21: Tensioni ai capi dell'induttanza di magnetizzazione e induttanza di dispersione statorica in funzione della corrente a vuoto.	78
Fig. 2.22: Andamento della tensione reale e immaginaria nelle simulazioni agli elementi finiti tempo armoniche al variare della frequenza e della corrente.	79
Fig. 2.23: Circuito equivalente per la definizione delle condizioni di funzionamento a vuoto nel nuovo algoritmo.	80
Fig. 2.24: Diagramma di flusso della parte di algoritmo relativa alla definizione del punto di funzionamento a vuoto.	81
Fig. 2.25: Circuito equivalente utilizzato per le definizioni delle prestazioni a rotore bloccato al variare della tensione di alimentazione ai morsetti.	82
Fig. 2.26: Diagramma di flusso della parte di algoritmo dedicata alla valutazione delle prestazioni a rotore bloccato e durante l'avviamento.	84
Fig. 2.27: Circuito equivalente utilizzato per la definizione del funzionamento a carico della macchina elettrica.	85
Fig. 2.28: Diagramma di flusso della parte di algoritmo dedicata alla valutazione delle prestazioni della macchina al variare dello scorrimento e quindi il suo funzionamento al variare del carico.	86

Fig. 2.29: Matrice di output fornita dell'algoritmo <i>IDAPHNE</i> . Nell'immagine è evidenziata in giallo la riga relativa alle prestazioni nel punto nominale mentre in rosso e in blu sono evidenziate rispettivamente le colonne relative alla potenza termica dissipata e alla tensione nominale.	87
Fig. 2.30: Caratteristica coppia in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	88
Fig. 2.31: Caratteristica corrente assorbita in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	88
Fig. 2.32: Caratteristica del fattore di potenza in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	88
Fig. 2.33: Esempio di simulazione termica FE eseguita dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	89
Fig. 2.34: CA 500 L4 macchina a induzione campione da ottimizzare	90
Fig. 2.35: Sezione longitudinale del CA (attuale TEFC).	91
Fig. 2.36: Flussi d'aria di raffreddamento nel CA.	92
Fig. 2.37: Sezione frontale del CA+ con evidenza del nuovo sistema di raffreddamento.	93
Fig. 2.38: Sezione laterale del sistema di raffreddamento del CA+.	94
Fig. 2.39: Mappa delle velocità critiche per una velocità di rotazione di 1800 rpm.	94
Fig. 2.40: Suddivisione dei domini fluidi nell'analisi CFD.	96
Fig. 2.41: Suddivisione dei domini solidi nell'analisi CFD.	96
Fig. 2.42: Distribuzione della temperatura del fluido di raffreddamento interno derivanti dalla CFD	976
Fig. 2.43: Distribuzione della temperatura nell'avvolgimento di statore derivanti dall'analisi CFD.	97
Fig. 2.44: Dettaglio delle linee di flusso attraverso il ventilatore esterno.	97
Fig. 2.45: Workflow del software commerciale modeFrontier®.	99
Fig. 2.46: Fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione.	100
Fig. 2.47: Confronto tra la corrente assorbita dal CA e dal CA+ in funzione della velocità di rotazione.	102
Fig. 2.48: Confronto tra la potenza erogata dal CA e dal CA+ in funzione della velocità di rotazione.	102
Fig. 2.49: Confronto tra il fattore di potenza del CA e del CA+ in funzione della velocità di rotazione.	102
Fig. 2.50: Confronto delle analisi termiche effettuate tra CA e CA+.	103
Fig. 2.51: Vista laterale del CA+ 500 L4 in fase di prova.	104
Fig. 2.52: Vista lato accoppiamento della macchina in fase di prova.	104
Fig. 2.53: Vista lato opposto accoppiamento della macchina in fase di prova.	104
Fig. 2.54: Schema del metodo volt-amperometrico per la misura della resistenza degli avvolgimenti statorici.	105
Fig. 2.55: Schema della prova a vuoto.	106
Fig. 2.56: Circuito equivalente per la rielaborazione delle prove a vuoto.	107
Fig. 2.57: Andamento della somma delle perdite meccaniche e nel ferro in funzione del quadrato della tensione di alimentazione.	108
Fig. 2.58: Confronto tra l'andamento a vuoto della caratteristica ottenuta dalle prove e ricavata dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> . In rosso la caratteristica ottenuta con <i>IDAPHNE</i> mentre in nero quella ottenuta attraverso prova sperimentale.	108
Fig. 2.59: Confronto tra l'andamento a vuoto della caratteristica ottenuta dalle prove e ricavata dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> . In rosso la caratteristica ottenuta con <i>IDAPHNE</i> mentre in nero quella ottenuta attraverso prova sperimentale.	109
Fig. 2.60: Circuito equivalente per la rielaborazione delle prove a rotore bloccato.	110
Fig. 2.61: Confronto tra la caratteristica corrente tensione a rotore bloccato ottenute dalle prove (nero) e calcolo con <i>IDAPHNE</i> (rosso).	111

Fig. 2.62: Confronto tra la caratteristica corrente potenza assorbita a rotore bloccato ottenute dalle prove (nero) e calcolo con <i>IDAPHNE</i> (rosso).....	112
Fig. 2.63: Reattanza equivalente <i>XEQSC</i> ($X_{\sigma s}+X_{\sigma r}$) a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurate (nero) e ottenute dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> (rosso)..	112
Fig. 2.64: Resistenza equivalente <i>REQSC</i> (R_s+R_r) a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurate (nero) e ottenute dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> (rosso).....	112
Fig. 2.65: Fattore di potenza a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurato (nero) e ottenute dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> (rosso).....	113
Fig. 2.66: Visualizzazione dell'addensamento della corrente nell'anello di cortocircuito rotorico durante il funzionamento a frequenza di scorrimento nulla A) durante il funzionamento a frequenza di scorrimento pari a 50Hz B) attraverso simulazione FE assialsimmetrica. ...	114
Fig. 2.67: Viste della macchina in corrente continua utilizzata come freno per le prove a carico.	116
Fig. 2.68: Schema della prova a carico.	116
Fig. 2.69: Confronto tra la potenza erogata in funzione della corrente assorbita ottenuti dalla prova a carico e <i>IDAPHNE</i>	117
Fig. 2.70: Confronto tra il rendimento in funzione potenza erogata ottenuti dalla prova a carico e <i>IDAPHNE</i>	118
Fig. 2.71: Confronto tra il fattore di potenza in funzione potenza erogata ottenuti dalla prova a carico e <i>IDAPHNE</i>	118
Fig. 2.72: Statore lato accoppiamento e distribuzione delle PT100.	119
Fig. 2.73: Statore lato opposto accoppiamento e distribuzione delle PT100.	119
Fig. 2.74: Andamento della temperature rilevate nel lato opposto accoppiamento.	122
Fig. 2.75: Andamento della temperature rilevate nel lato accoppiamento.	122
Fig. 2.76: Profilo della temperatura media raggiunto dalle termocoppie lato accoppiamento (blu) e lato opposto accoppiamento (rosso).	123
Fig. 2.77: Rilevazioni della resistenza dell'avvolgimento statorico per la definizione della temperatura media raggiunta durante il funzionamento.....	124
Fig. 2.78: Vista in prospettiva e frontale del CA+ 400 L4 caratterizzato da una potenza nominale di 710 kW.....	125
Fig. 3.1: Caratteristiche di magnetizzazione dell'aria e dei materiali <i>A</i> , <i>M</i> e <i>S</i>	127
Fig. 3.2: Struttura dei materiali ferromagnetici impiegati per la realizzazione delle biette magnetiche.	128
Fig. 3.3: Circuito equivalente di una macchina a induzione in condizioni di funzionamento a vuoto.	129
Fig. 3.4: Andamento dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette a parità di corrente magnetizzante 10 A.	130
Fig. 3.5: Spettro armonico dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette a parità di corrente magnetizzante 10 A.....	130
Fig. 3.6: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo <i>A</i> con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.	132
Fig. 3.7: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo <i>M</i> con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.	132
Fig. 3.8: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo <i>S</i> con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.	132
Fig. 3.9: Caratteristica coppia velocità in funzione della permeabilità delle biette magnetiche.	133
Fig. 3.10: Corrente assorbita al variare della velocità in funzione della permeabilità che caratterizza le biette.	134
Fig. 3.11: Fattore di potenza al variare della velocità in funzione della permeabilità che caratterizza le biette.	135

Fig. 3.12: Modello geometrico del motore a induzione realizzato con ANSYS Maxwell.....	136
Fig. 3.13: Circuito equivalente della macchina a induzione per la stima delle perdite addizionali.	136
Fig. 3.14: Mesh utilizzata nel modello della macchina asincrona a due poli, A) mesh complessiva B) dettaglio della mesh relativo alla barra rotorica e al conduttore statorico.	137
Fig. 3.15: Andamento della coppia, della corrente e del fattore di potenza in funzione nell'intorno della velocità nominale in funzione del materiale di cui sono costituite le biette.	138
Fig. 3.16: Schema della bobina per la definizione delle perdite piattine statoriche.	139
Fig. 3.17: Rappresentazione di una bobina statorica.....	139
Fig. 3.18: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) con bietta di tipo A.	140
Fig. 3.19: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) nella bobina lato giogo con bietta di tipo M.	141
Fig. 3.20: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) nella bobina lato giogo con bietta di tipo S.....	141
Fig. 3.21: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo A.....	142
Fig. 3.22: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo M.	142
Fig. 3.23: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo S.....	142
Fig. 3.24: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo A.....	146
Fig. 3.25: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo M.	146
Fig. 3.26: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo S.....	146
 Fig. 4.1: Potenza eolica installata dal 1996-2012.	151
Fig. 4.2: Crescita nelle dimensioni delle installazioni eoliche dal 1980 e loro proiezione futura.	152
Fig. 4.3: Principali dimensioni del prototipo del generatore eolico.....	154
Fig. 4.4: Architettura del generatore. Il generatore consiste in 4 settori trifase indipendenti.	155
Fig. 4.5: Valore del fattore di avvolgimento in base al numero di poli e cave in verde sono evidenziate le cave e in rosso il numero di poli.	157
Fig. 4.6: Fig. 4.6: a) statore durante il montaggio b) singolo modulo di statore.....	1578
Fig. 4.7: a) Due moduli adiacenti alimentati con la medesima terna di correnti trifase b) due moduli adiacenti di cui uno è stato alimentato con una terna di correnti trifase e l'altro non è stato alimentato.	158
Fig. 4.8: Confronto in condizioni di carico nominale tra configurazione SPM e IPM.	159
Fig. 4.9: Configurazione finale selezionata per la realizzazione del generatore.....	160
Fig. 4.10: Ampiezza della coppia di impuntamento in funzione della posizione rotorica.	160
Fig. 4.11: Tensione concatenate a vuoto in funzione della posizione del rotore.	161
Fig. 4.12: Tensione concatenate a vuoto in funzione della posizione del rotore.	161
Fig. 4.13: Ondulazioni di coppia a carico dalla macchina elettrica.	161
Fig. 4.14: Spettro armonico della coppia a carico.	161
Fig. 4.15: Distribuzione delle correnti parassite a carico nominale derivate dalle analisi FEA transitorie.....	162
Fig. 4.16: Perdite addizionali associate alle correnti parassite indotte nei magneti.....	162

Fig. 4.17: Procedura di realizzazione del magnete che costituisce un polo e inserimento dei singoli magneti nel contenitore protettivo a-e e) singoli magneti f) matrice dei magneti incollati e inseriti nel contenitore protettivo.	163
Fig. 4.18: a) Montaggio dell'espansione polare sulla lanterna b) singolo lamierino di un'espansione polare.	163
Fig. 4.19: Rotore dopo il montaggio delle espansioni polari e delle matrici dei magneti.	164
Fig. 4.20: Risultati dell'analisi strutturale rotorica FEA A) eseguita sulla lanterna e B) eseguita sulla carcassa.	165
Fig. 4.21: Spira in conduttore litz. Nell'immagine è possibile vedere anche i conduttori elementari.	165
Fig. 4.22: Schema avvolgimento statorico	166
Fig. 4.23: Densità di corrente in condizioni di funzionamento a vuoto con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz. C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.	167
Fig. 4.24: Dissipazione di potenza nelle spire in condizioni di funzionamento a vuoto al variare della topologia dell'avvolgimento.	168
Fig. 4.25: Densità di corrente in condizioni di funzionamento a carico con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz. C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.	168
Fig. 4.26: Dissipazione di potenza nelle spire in condizioni di funzionamento a carico al variare della topologia dell'avvolgimento.	169
Fig. 4.27: Risultati della simulazione termica effettuata in condizioni di funzionamento a carico con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz. C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.	170
Fig. 4.28: Temperatura massima (A) e media (B) raggiunta dagli avvolgimenti in condizioni di funzionamento a carico.	170
Fig. 4.29: Schema dei test rigenerativi condotti sull'azionamento del generatore GMP.	172
Fig. 4.30: Andamento del rendimento al variare del numero di giri e del carico.	173

Lista delle tabelle

Tab. 1.1: Definizione delle principali classi di termiche di funzionamento.	3
Tab. 1.2: Elenco dei coefficienti esponenziali utilizzati per il dimensionamento preliminare attraverso criterio di omotetia.	15
Tab. 1.3: Principali dati nominali dei TEAAC 2 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.	19
Tab. 1.4: Principali dati nominali dei TEAAC 4 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.	19
Tab. 1.5: Principali dati nominali dei TEAAC 6 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.	20
Tab. 1.6: Principali dati nominali dei TEAAC 8 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.	20
Tab. 1.7: Principali dati nominali dei TEAAC 10 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.	20
Tab. 1.8: Variazione media percentuale del coefficiente di forma al variare della polarità.	22
Tab. 1.9: Variazione media percentuale dell'altezza d'asse al variare della potenza.	23
Tab. 1.10: Variazione media percentuale del volume traferro al variare dell'altezza d'asse.	24
Tab. 1.11: Variazione media percentuale del volume traferro al variare dell'altezza d'asse.	25
Tab. 1.12: Variazione media percentuale delle masse del materiale conduttivo di statore al variare dell'altezza d'asse.	28
Tab. 1.13: Variazione media percentuale della massa della gabbia rotorica al variare dell'altezza d'asse.	29
Tab. 1.14: Variazione media percentuale della massa dell'albero al variare dell'altezza d'asse.	30
Tab. 1.15: Variazione media percentuale della massa della carcassa al variare dell'altezza d'asse.	31
Tab. 1.16: Variazione media percentuale della massa della carcassa al variare dell'altezza d'asse.	32
Tab. 1.17: Variazione media percentuale della massa totale al variare dell'altezza d'asse.	33
Tab. 1.18: Variazione media percentuale della densità di corrente al variare dell'altezza d'asse.	36
Tab. 1.19: Variazione media percentuale del carico elettrico al variare dell'altezza d'asse.	37
Tab. 1.20: Variazione media percentuale del coefficiente di utilizzazione al variare dell'altezza d'asse.	39
Tab. 1.21: Variazione media percentuale della coppia nominale al variare dell'altezza d'asse.	41
Tab. 1.22: Variazione media percentuale dello scorrimento al variare dell'altezza d'asse.	42
Tab. 1.23: Variazione media percentuale delle perdite per effetto Joule complessive di macchina al variare dell'altezza d'asse.	43
Tab. 1.24: Variazione media percentuale delle perdite nel ferro di macchina al variare dell'altezza d'asse.	44
Tab. 1.25: Variazione media percentuale delle perdite nel ferro di macchina al variare dell'altezza d'asse.	45
Tab. 1.26: Variazione media percentuale della massa totale della macchina in funzione della coppia nominale.	46
Tab. 1.27: Elenco dei coefficienti proporzionali utilizzati per il dimensionamento preliminare attraverso criterio di omotetia.	47

Tab. 2.1: Definizione dei parametri del circuito equivalente.	57
Tab. 2.2: Principali dati identificativi della macchina utilizzata per la validazione del metodo di calcolo.	58
Tab. 2.3: Grandezze misurate e ricavate dalla prova a vuoto.	65
Tab. 2.4: Grandezze misurate e ricavate dalla prova a rotore bloccato ottenute per diversi valori di corrente e frequenza.	71
Tab. 2.5: Elenco dei principali input dell'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	77
Tab. 2.6: Principali dati di targa del CA 500 L4.	90
Tab. 2.7: Principali imposizioni tecniche imposte dalle normative API & Shell.	91
Tab. 2.8: Input gestiti dal software di ottimizzazione.	98
Tab. 2.9: Vincoli imposti nel ciclo di ottimizzazione.	99
Tab. 2.10: Confronti prestazionali tra la configurazione del CA di partenza e il nuovo CA+. ...	101
Tab. 2.11: Misurazioni con il metodo volt amperometrico della resistenza statorica.	105
Tab. 2.12: Risultati delle prove a vuoto e loro elaborazioni.	107
Tab. 2.13: Confronto dei valori puntuali relativi al punto nominale a vuoto.	109
Tab. 2.14: Risultati derivati dall'elaborazione delle prove a rotore bloccato.	111
Tab. 2.15: Confronto dei principali valori puntuali ottenuti dalle prove a rotore bloccato.	114
Tab. 2.16: Dati di targa macchina elettrica in corrente continua.	116
Tab. 2.17: Principali risultati ottenuti dalle prove a carico.	117
Tab. 2.18: Valutazione temperature termocoppie nello statore lato accoppiamento durante la prova termica.	120
Tab. 2.19: Temperature rilevate dalle termocoppie nello statore lato opposto accoppiamento.	121
Tab. 2.20: Temperature rilevate dalle termocoppie ausiliarie.	121
Tab. 3.1: Corrente di magnetizzazione al variare della permeabilità delle biette ottenuta con l'algoritmo <i>IDAPHNE</i>	129
Tab. 3.2: Distorsione armonica totale dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette magnetiche effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.	130
Tab. 3.3: Variazione percentuale delle armoniche di cava in funzione del materiale di cui si sono costituite le biette riferite percentualmente al caso con biette in vetronite effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.	131
Tab. 3.4: Incremento dell'ampiezza della prima armonica dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità magnetica delle biette riferita percentualmente al caso con biette in vetronite effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.	131
Tab. 3.5: Principali parametri a vuoto ottenuti dall'algoritmo <i>IDAPHNE</i> eseguiti per diversi valori della permeabilità delle biette.	133
Tab. 3.6: Riduzione della coppia di avviamento al variare della permeabilità delle biette riferita percentualmente alla configurazione con biette in vetronite.	134
Tab. 3.7: Principali caratteristiche in condizioni di funzionamento nominale al variare della permeabilità delle biette.	135
Tab. 3.8: Numero di elementi utilizzati nel modello geometrico per le simulazioni ANSYS Maxwell.	137
Tab. 3.9: Velocità di rotazione imposte nei modelli Maxwell al variare della permeabilità della bietta.	138
Tab. 3.10: Rapporto tra la potenza persa dalla prima piattine e le altre piattine che costituiscono l'avvolgimento statorico al variare del materiale di cui è costituita la bietta.	143
Tab. 3.11: Potenze dissipate per effetto Joule negli avvolgimenti statorici.	144
Tab. 3.12: Perdite in condizioni di funzionamento continuo al variare della permeabilità delle biette.	144

Tab. 3.13: Rapporto tra la potenza dissipata in regime sinusoidale e quella in regime continuo al variare della permeabilità delle biette negli avvolgimenti statorici.	144
Tab. 3.14: Potenze dissipate per effetto Joule negli avvolgimenti rotorici.	147
Tab. 3.15: Perdite in condizioni di funzionamento continuo al variare della permeabilità delle biette.	147
Tab. 3.16: Rapporto tra la potenza dissipata in regime sinusoidale e quella in regime continuo al variare della permeabilità delle biette nella gabbia rotorica.	147
Tab. 4.1: Confronto tra le principali dimensioni e prestazioni tra il prototipo e la macchina a scala naturale.	154
Tab. 4.2: Confronto tra la coppia di impuntamento e l'ondulazione di coppia tra due macchine caratterizzate da diverse combinazioni di cave-poli.	157
Tab. 4.3: Riassunto risultati ottenuti dalle simulazioni.	171

Lista dei simboli

a_1, a_2, a_3, a_4, a_5	Coefficienti ricavabili attraverso regressione polinomiale per la caratterizzazione delle perdite nel ferro dei lamierini al variare dell'induzione e della frequenza
A_c	Sezione piana della cava statorica
AI	Carico elettrico lineare
ASP	Sezione di rame della spira dell'avvolgimento statorico
A_{sp}	Sezione rame di spira dell'avvolgimento statorico
B	Induzione puntuale nel circuito magnetico
B_m	Induzione media al traferro
BM	Induzione media al traferro
BMAX	Induzione massima al traferro
Bn_{1st}	Valore di picco della fondamentale della forma d'onda dell'induzione normale al traferro
Bn_{med}	Valore medio della fondamentale della forma d'onda dell'induzione normale al traferro
C_a, C_b	Coefficienti empirici per la determinazione della induttanza di dispersione delle testate statoriche di una macchina in filo
CCX	Numero di spire equivalente dell'avvolgimento statorico per la definizione della reattanza di dispersione delle testate statoriche
CFD	Computational Fluid Dynamics
CHT	Conjugate Heat Transfer
CN	Coppia nominale
COL	Tipo di collegamento delle fasi
$\cos\varphi$	Fattore di potenza
C_U	Coefficiente di utilizzazione della macchina elettrica
D	Diametro di alesatura statorico
D1	Diametro esterno di statore
D_1	Diametro esterno di statore
D_3	Diametro di alesatura dello statore
D3	Diametro di alesatura dello statore
D6	Diametro dell'albero
DC	Diametro a metà cava
DC	Densità di coppia
DI	Densità di corrente
D_m	Diametro medio di alesatura statorico
E	Forza elettromotrice indotta di fase
f	Frequenza nominale
F	Frequenza di alimentazione

FEA	Finite Elements Analysis
f.m.m	Forza magneto motrice
g	Spessore del traferro
GA	Massa dell'anello di cortocircuito rotorico
GAL	Massa dell'albero
GB	Massa del materiale conduttivo che costituisce le barre rotoriche
GCA	Massa della carcassa
GCU	Massa complessiva del materiale conduttivo di statore
GCUR	Massa complessiva del materiale conduttivo di rotore
GFER	Massa del materiale ferro magnetico di rotore
GFES	Massa del materiale ferromagnetico di statore
GHE	Massa dello scambiatore di calore
GMPS	Velocità del campo magnetico rotante di statore espressa in giri al minuto
GR	Massa complessiva di rotore
GS	Massa complessiva di statore
GSC	Massa degli scudi
GTOT	Massa complessiva del motore
H	Altezza d'asse della macchina elettrica
H	Campo magnetico
h_a	Altezza dell'anello di cortocircuito
HBR	Altezza della testa della barra di rotore
H_c	Altezza delle cave statorica
HC	Altezza delle cave statoriche
h_{cava}	Coefficiente di scambio termico convettivo espresso in W/m^2K tra gli avvolgimenti statorici e il giogo di statore
HCE	Altezza del conduttore elementare che costituisce la spira
HCR	Altezza della cava di rotore
H_{ref}	Altezza d'asse di riferimento
HT	Altezza del ponticello delle cave di statore
HTR	Altezza del ponticello delle cave di rotore
h_θ	Coefficiente di scambio termico convettivo espresso in W/m^2K tra gli avvolgimenti statorici e l'aria che attraversa il traferro
I	Corrente nominale assorbita dal motore
I_0	Corrente assorbita durante la prova a vuoto
IDC	Corrente di alimentazione della macchina in corrente continua
I_m	Corrente magnetizzante
IM	Corrente magnetizzante
ImV'_{FEM}	Valore immaginario della tensione di alimentazione durante le simulazioni tempo armoniche
IPM	Internal Permanent Magnet
I_R	Corrente circolante nel rotore
I_{r_sc}	Corrente di rotore in condizioni di funzionamento a rotore bloccato vista da statore

IS	Corrente nominale assorbita a carico dal motore in prova
ISC	Corrente assorbita durante la prova a rotore bloccato
Isc	Corrente assorbita in condizioni di funzionamento a rotore bloccato
j	Densità di corrente
k_a	Coefficiente di avvolgimento statorico
k_{cv}	Coefficiente di laminazione del lamierino ferromagnetico
k_d	Coefficiente di distribuzione di avvolgimento statorico
k_f	Coefficiente di stipamento in cava
KFS	Coefficiente di addensamento
k_i	Opportuno coefficiente proporzionale per la definizione delle relazioni omotetiche
k_r	Coefficiente di raccorciamento di avvolgimento statorico
Kr_stack	Coefficiente di resistenza per la parte di avvolgimento in cava
k_w	Coefficiente di avvolgimento
$k_{\Delta V}$	Coefficiente per valutare la caduta di tensione sulla impedenza di dispersione interna di macchina
L	Lunghezza assiale complessiva delle parti attive
L_{AX}	Lunghezza assiale complessiva delle parti attive
L_m	Induttanza di magnetizzazione
L_s	Lunghezza sbarre rotoriche
LSM	Lunghezza media della spira
$L_{\sigma s}$	Induttanza di dispersione statorica complessiva
$L_{\sigma s_end}$	Induttanza di dispersione delle testate degli avvolgimenti del circuito statorico
$L_{\sigma s_stack}$	Induttanza di dispersione del circuito statorico escluse le testate
m	Coefficiente di riporto da statore a rotore
m	Numero di fasi
MORS	Morsetti
N	Numero di giri della macchina elettrica
η	Rendimento di macchina
n	Velocità di rotazione espressa in giri al minuto
n_{ph}	Numero di conduttori in altezza per spira
n_{pw}	Numero di conduttori affiancati per spira
NB	Numero di bobine in cava
NC	Numero delle cave statoriche
NCEH	Numero dei conduttori elementari affiancati per spira
NCEW	Numero dei conduttori elementari sovrapposti per spira
NCP	Numero dei circuiti paralleli in macchina
N_{cp}	Numero di circuiti in parallelo
n_{cp}	Numero di vie in parallelo previste nella macchina
NCR	Numero delle cave di rotore
NCSC	Numero di conduttori sovrapposti in cava
Ncv	Numero dei canali radiali di ventilazione

η_{DC}	Rendimento della macchina in corrente continua
NP	Numero di poli
n_q	Numero di cave per polo fase
N_s	Numero di spire in serie per fase
N_{sb}	Numero di spire bobina
NSB	Numero di spire bobina
N_{str}	Numero di strati in cava
p	Coppie polari
P	Flusso termico
P	Potenza nominale erogata dal motore
P0	Potenza attiva assorbita durante la prova a vuoto
PA_{0Hz}	Potenza dissipata dall'anello a frequenza nulla
PA_{50Hz}	Potenza dissipata dall'anello a frequenza di scorrimento pari a 50Hz
P_{app}	Potenza apparente assorbita dal motore
PAS	Passo bobina espresso in p.u
PCU ANELLO	Potenza dissipata per effetto Joule nell'anello rotorico
PCU BARRE	Potenza dissipata per effetto Joule nelle barre rotoriche
PCU	Perdite per effetto Joule complessive
P_{CU}	Potenza dissipata per effetto Joule negli avvolgimenti statorici
PCU_C	Carico termico specifico in cava
P_{CU_R}	Perdite per effetto Joule di rotore
PCU_T	Carico termico specifico al traferro
PCUR	Perdite per effetto Joule nel circuito rotorico
$PCUR_{AC_TOT}$	Potenza totale dissipata negli avvolgimenti rotorici alimentati in corrente alternata
$PCUR_{DC_TOT}$	Potenza totale dissipata negli avvolgimenti rotorici alimentati in corrente continua
PCUS BOBINA PACCO	Potenza dissipata per effetto Joule dalla porzione di una singola bobina immersa nel pacco di statore ottenuta dalle simulazioni transitorie FE
PCUS PACCO	Potenza dissipata per effetto Joule dalle bobine immerse nel pacco di statore ottenuta dalle simulazioni transitorie FE
PCUS	Perdite per effetto Joule nel circuito statorico
PCUS_TESTATE	Potenza dissipata per effetto Joule dalle testate degli avvolgimenti statorici
$PCUS_{AC_TOT}$	Potenza totale dissipata negli avvolgimenti statorici alimentati in corrente alternata
$PCUS_{DC_TOT}$	Potenza totale dissipata negli avvolgimenti statorici alimentati in corrente continua
PDC	Potenza assorbita dalla macchina in corrente continua
PF	Fattore di potenza
PFE	Perdite nel ferro complessive
PIN	Potenza attiva assorbita dalla macchina in prova
PL	Potenza dissipata nella piattina per effetto Joule
PLOSS	Potenza persa dalla macchina escluse le perdite meccaniche

PMECH	Perdite meccaniche
PN	Potenza nominale erogata dalla macchina elettrica
POUT	Potenza erogata dalla macchina
P_r	Potenza dissipata nelle barre rotoriche
PRO	Potenza dissipata negli avvolgimenti statorici durante la prova a vuoto
PRS	Perdite per effetto Joule negli avvolgimenti statorici
P_T	Potenza trasmessa dal campo magnetico rotante al rotore
PTES	Permeanza delle testate degli avvolgimenti statorici
Pthermal	Potenza termica dissipata dalla macchina
Q	Numero delle cave per polo
Q0	Potenza reattiva assorbita a vuoto
q_{cava}	Flusso termico espresso in W/m^2 attraverso il dente e il giogo statore,
$Q_{i,ref}$	Generica grandezza di riferimento
Q_i	Identificazione della generica grandezza
q_s	Numero di conduttori in cava statorica
q_θ	Flusso termico espresso in W/m^2 attraverso l'aria al traferro
r	Raccorciamento passo
R_a	Resistenza dell'anello vista da rotore
RAC	Resistenza di avvolgimento statorico valutata in corrente alternata
RAVV	Resistenza dell'avvolgimento di fase
$RAVV_{MED}$	Resistenza media dell'avvolgimento di fase
RDC	Resistenza di avvolgimento statorico valutata in corrente continua
Reqsc	Resistenza equivalente di macchina durante le prove a rotore bloccato
REQSC	Resistenza equivalente durante la prova a rotore bloccato
ReV'_{FEM}	Valore reale della tensione di alimentazione durante le simulazioni tempo armoniche
Rfe	Resistenza fittizia per il computo complessivo delle perdite del circuito magnetico di statore
Rmech	Resistenza fittizia per il computo complessivo delle perdite meccaniche
R_r	Resistenza di rotore associata alle barre riportata a statore
R_R	Resistenza rotorica
Rr_bars	Resistenza elettrica delle barre rotoriche vista da statore
Rr_ring	Resistenza dell'anello di cortocircuito della gabbia rotorica vista da statore
R_s	Resistenza di statore
Rs	Resistenza di statore
Rs_endcoil	Resistenza delle testate dell'avvolgimento statorico
$Rs_{endcoil_{T1}}$	Resistenza delle testate dell'avvolgimento statorico alla temperatura T1
$Rs_{endcoil_{T2}}$	Resistenza delle testate dell'avvolgimento statorico alla temperatura T2
RS_{T2}	Resistenza statorica alla temperatura T2
s	Fattore di scala
S_a	Sezione dell'anello di cortocircuito rotorico
SN	Scorrimento nominale

SPM	Surface Permanent Magnet
S_s	Sezione sbarre
T	Spessore del traferro
TAMB	Temperatura ambiente
TAVV	Coppia di spunto
TAVV	Temperatura avvolgimento durante la prova
$T_{\text{cava/giogo}}$	Temperature del materiale ferromagnetico che costituisce il giogo e il dente attorno alla cava statorica
TCAX	Temperatura carcassa
T_{Cu}	Temperature del rame dell'avvolgimento statorico
TCU_LA	Temperatura cuscinetti lato accoppiamento
TCU_LOA	Temperatura cuscinetti lato opposto accoppiamento
TEAAC	Totally enclosed Air to Air cooled motor
TEFC	Totally enclosed fan cooled motor
T_{EM}	Coppia elettromagnetica
Tem	Coppia elettromagnetica erogata dalla macchina
TEX	Temperatura aria in uscita dallo scambiatore
THD	Total Harmonic Distorsion
TIN	Temperatura aria in ingresso allo scambiatore
TS01, TS02	Coefficienti empirici per la determinazione della induttanza di dispersione delle testate statoriche di una macchina in piattina
T_θ	Temperatura dell'aria al traferro
u_c	Perimetro di cava.
V	Tensione di alimentazione nominale
V0	Tensione di alimentazione efficace durante la prova a vuoto
V0'	Caduta di tensione ai capi della reattanza di magnetizzazione e della porzione della reattanza di dispersione statorica che esclude la reattanza di dispersione associata alle testate
VDC	Tensione di alimentazione della macchina in corrente continua
VLm*	Valore temporaneo della caduta di tensione ai capi della reattanza magnetizzante durante la rielaborazioni delle simulazioni magnetostatiche
VLm	Caduta di tensione ai capi della reattanza di magnetizzazione
VLm_sc*	Valore temporaneo della caduta di tensione ai capi della reattanza magnetizzante durante la rielaborazioni delle simulazioni tempo armoniche
VN	Tensione nominale
Vsc	Tensione di alimentazione ai morsetti in condizioni di funzionamento a rotore bloccato
VSC	Tensione di alimentazione durante la prova a rotore bloccato
Vsc'	Forza elettromotrice di fase in condizioni di rotore bloccato vista dallo statore, generata dal flusso complessivo al traferro esclusa la reattanza di dispersione delle testate degli avvolgimenti statorici
VT	Volume al traferro
V_{Z1}	Caduta di tensione sulla reattanza Z1
W_c	Larghezza della cava statorica

WC	Larghezza della cava
WCE	Larghezza del conduttore elementare che costituisce la spira
WCR	Larghezza della cava di rotore
Wcv	Larghezza dei canali radiali di ventilazione
Xeq'	Reattanza equivalente per le simulazioni FE a rotore bloccato
XEQ0	Reattanza equivalente durante la prova a vuoto
Xeqsc	Reattanza equivalente di macchina a rotore bloccato
XEQSC	Reattanza equivalente durante la prova a rotore bloccato
Xm	Reattanza di magnetizzazione
X σ r	Reattanza di dispersione rotorica complessiva a rotore bloccato
X σ r_end	Reattanza di dispersione dell'anello di cortocircuito rotorico
X σ r_stack	Reattanza di dispersione del circuito rotorico escluso l'anello di cortocircuito rotorico
X σ s_end	Reattanza di dispersione delle testate degli avvolgimenti del circuito statorico
X σ s_stack	Reattanza di dispersione del circuito statorico escluse le testate
Z	Numero delle cave di statore
Z1	Impedenza data dalla somma della resistenza di statore e della reattanza di dispersione di statore
Zeq0	Impedenza totale vista dai morsetti in condizione di funzionamento a vuoto
ZEQSC	Impedenza equivalente a rotore bloccato
ZIM	Impedenza complessiva della macchina a induzione
Zr	Impedenza della reattanza di dispersione di rotore
Zr	Numero delle barre rotoriche
Zr_stack	Reattanza complessiva del circuito magnetico di rotore
α	Coefficiente di scambio termico convettivo W/m ² K
α_i	Opportuno coefficiente esponenziale per la definizione delle relazioni omotetiche
γ_{Cu}	Conducibilità elettrica del rame
δ	Spessore di penetrazione della corrente in un conduttore cilindrico
ΔT	Incremento di temperatura
$\Delta \theta$	Differenza di temperatura tra il fluido e la superficie di scambio
ε	Altezza ridotta dei conduttori di spira
θ	Spessore del traferro
λ	Coefficiente di forma o rapporto di forma
Λ_a	Flusso concatenato con la fase a
λ_l	Rapporto tra la lunghezza della bobina in cava e quella totale
Λ_t	Flusso concatenato con una fase equivalente al traferro dovuto alla fondamentale del flusso al traferro
μ	Permeabilità magnetica
ρ	Resistività del materiale di cui sono costituite le barre rotoriche
ρ_{Cu}	Resistività del rame alla temperatura di funzionamento di macchina
σ	Conducibilità elettrica

σ	Densità di corrente
Σ	Superficie esposta attraverso la quale avviene lo scambio termico
τ_p	Passo polare
φ	Angolo tra tensione di alimentazione e la corrente assorbita di fase
Φ	Flusso per polo
Φ_p	Flusso per polo
ω	Pulsazione elettrica
ω_m	Velocità in giri al minuto del rotore
ω_N	Velocità nominale in radianti al secondo di rotore

Ringraziamenti

I miei ringraziamenti più sinceri per la preziosa collaborazione in questo lavoro di tesi vanno al gruppo di ingegneria di Nidec ASI S.p.A principalmente a: Fabio Luise, Pieri Stefano, Massimiliano Di Chiara, Maurizio Scalabrin, Andrea Benedetti, Davide Giulivo, Luca De Gaudenzi, Simone Bean, Riccardo Macuglia, Michele Orlandini nonché al mio ex collega Freddie Agnolet che hanno contribuito alla mia crescita tecnica all'interno dell'azienda e mi hanno permesso di sviluppare approfonditamente gli argomenti affrontati in questo lavoro mettendomi a disposizione la loro competenza e la loro esperienza.

I miei ringraziamenti vanno al Prof. Alberto Tassarolo, ai suoi collaboratori Mario Mezzarobba, Mauro Bortolozzi e Michele Degano e al Prof. Carlo Poloni che mi hanno seguito durante tutto il percorso del dottorato di ricerca agevolando il confronto e il dibattito sui problemi incontrati durante i vari studi ed inoltre mi hanno dato l'opportunità di esporre alcuni dei risultati ottenuti in conferenze internazionali. Queste esperienze hanno permesso di accrescere il mio spirito di condivisione e la mia capacità di confronto che sono i principi fondanti su cui si basa la ricerca scientifica.

Grazie di cuore anche ai ragazzi del QDR+W (Daniele Riva, Mauro Sgrazzutti, Martino Bailoni, Riccardo Pasqualato, Maurizio Stenico, Lorenzo Branz) che mi sono stati vicino durante tutto il percorso di studi universitari. Insieme abbiamo dato vita ad un efficientissimo gruppo di studio il cui acronimo resterà a indelebile memoria degli anni condivisi all'Università di Trieste. Inconsapevolmente all'interno del QDR+W si è sviluppato un genuino spirito goliardico unito ad un grande impegno e notevole capacità organizzativa che si sono resi utili per raggiungere il nostro obiettivo. Spero di essere in grado di trasmettere ai miei figli e a tutti coloro che siano interessati a comprenderle le sensazioni percepite e il piacere provato nel superare gli ostacoli con l'onestà, l'impegno e lo spirito di dialogo e confronto che contraddistingueva il nostro operato.

Ringrazio infine la mia fidanzata Ilenia, i miei familiari e i miei amici che mi hanno sempre supportato aiutandomi nei momenti di difficoltà e condividendo con me le mie paure e le mie ansie. Il loro appoggio, la loro comprensione e in alcuni casi le loro critiche costruttive mi hanno consentito di migliorare il mio approccio mentale ai problemi dandogli il giusto peso e la giusta priorità.

Introduzione

Il percorso di ricerca che ho sviluppato durante il dottorato è stato svolto e condiviso con la Nidec ASI S.p.A di Monfalcone società nella quale sono impiegato come progettista elettromagnetico nel gruppo di ricerca e sviluppo. Tutti gli argomenti trattati hanno una forte connotazione industriale.

Le ricerche effettuate sono diverse tra loro e hanno dovuto necessariamente assecondare le esigenze industriali che si sono susseguite nel corso dei tre anni del dottorato di ricerca. Gli argomenti principalmente trattati sono di seguito elencati:

- a) Dimensionamento preliminare di macchine elettriche asincrone utilizzando il criterio di omotetia:
- b) Ottimizzazione di macchine asincrone alettate 4 poli (nuovo TEFC).
- c) Strategia di dimensionamento e processo produttivo di un generatore a magneti permanenti per applicazioni eoliche.

Gli argomenti elencati sono diversi tra loro sebbene interconnessi per alcuni aspetti e ho ritenuto che l'approccio migliore fosse quello di affrontarli singolarmente scrivendo uno o più capitoli dedicati ad ognuno di essi. Ogni capitolo risulterà quindi una tesi nella tesi all'interno del quale il singolo progetto verrà affrontato partendo dalle ipotesi e dalla sua definizione arrivando ai risultati e alle relative conclusioni. Di seguito verrà esposto in modo schematico e conciso lo sviluppo dei singoli argomenti.

- a) Dimensionamento preliminare di macchine elettriche asincrone utilizzando il criterio di omotetia

Nel primo capitolo viene descritta la strategia adottata per applicare il criterio di omotetia al dimensionamento delle macchine elettriche asincrone caratterizzate da diverse polarità e dal medesimo sistema di raffreddamento. Viene evidenziata attraverso l'esposizione di alcune grandezze l'utilità di questo metodo allo scopo di definire rapidamente le dimensioni e le performance di una macchina elettrica asincrona.

All'interno di questo capitolo vengono confrontate alcune grandezze dimensionali che caratterizzano e definiscono le macchine elettriche rotanti inoltre vengono valutate alcune significative grandezze prestazionali. Tutte le grandezze vengono corredate da una stima e da uno studio sull'errore commesso nella loro definizione.

- b) Ottimizzazione di macchine asincrone alettate 4 poli (nuovo TEFC)

Questo argomento è stato suddiviso in due capitoli, che costituiscono complessivamente il secondo e il terzo capitolo

Nel primo capitolo relativo a questo argomento viene descritto il metodo utilizzato per la definizione delle prestazioni della macchina a induzione e viene verificata e validata la sua attendibilità con delle prove eseguite su una macchina di piccola taglia.

In seguito alla validazione del metodo viene esposta la struttura dell'algoritmo per il calcolo delle prestazioni elettromagnetiche e termiche della macchina elettrica. All'interno del capitolo vengono inoltre descritte dettagliatamente la struttura e la tecnologia che caratterizza il sistema di raffreddamento della macchina asincrona che costituiva il punto di partenza per l'ottimizzazione, l'individuazione dei limiti tecnico-costruttivi che ne limitano parzialmente le prestazioni e la descrizione delle soluzioni proposte. Viene inoltre descritto il processo di ottimizzazione e i risultati ottenuti. Infine sono stati esposti i risultati forniti dalle prove condotte sul prototipo costruito basandosi sui risultati dell'ottimizzazione.

Nel secondo capitolo correlato a questo argomento, terzo complessivo, viene affrontato lo studio delle perdite addizionali associate agli avvolgimenti statorici e alle barre rotoriche su una macchina asincrona a 2 poli in funzione della permeabilità magnetica di cui sono costituite le biette di richiusura delle cave statoriche. L'analisi delle perdite addizionali è stata realizzata con un software di calcolo che permette l'analisi agli elementi finiti transitori (ANSYS Maxwell[®]). I risultati ottenuti, confrontati con quelli forniti dall'algoritmo sviluppato, hanno fornito delle conferme interessanti avvalorando l'utilità dello strumento sviluppato.

c) Strategia di dimensionamento e processo produttivo di un generatore a magneti permanenti per applicazioni eoliche

Nell'ultimo capitolo vengono descritti i risultati degli studi effettuati per la realizzazione di un generatore eolico a magneti permanenti e il suo processo produttivo. Vengono particolarmente commentate e giustificate le scelte che hanno portato alla definizione della configurazione costruttiva finale del generatore. Sono inoltre esposte alcune analisi agli elementi finiti con lo scopo di stimare le perdite addizionali negli avvolgimenti statorici e l'impatto sulla temperatura raggiunta dell'avvolgimento che esse causano nel caso in cui non si ricorra ad una opportuna scelta tecnologica per limitarle.

1

Algoritmi di dimensionamento di macchine elettriche asincrone basati sul criterio di omotetia

1.1 Introduzione

In ambito industriale è spesso richiesto ai produttori di macchine elettriche di fornire le dimensioni, il peso e le prestazioni preliminari di un loro prodotto [1]. Queste richieste vengono sovente poste all'ingegneria d'offerta che, basandosi sullo storico delle macchine costruite e in alcuni casi richiedendo l'intervento dell'ingegneria costruttiva, fornisce una risposta al possibile cliente. Tuttavia la ricerca all'interno del database, senza la certezza di trovare una corrispondenza alle richieste, e il possibile intervento da parte di un progettista per il calcolo preliminare della macchina elettrica richiede un dispendio temporale e economico che è bene minimizzare.

Al fine di fornire una rapida risposta al cliente e di ridurre il dispendio di risorse da parte del costruttore si è intrapreso uno studio che ha lo scopo di fornire le dimensioni, il peso e le prestazioni preliminari di una macchina elettrica utilizzando algoritmi basati sul criterio di omotetia [2], [3]. Tali algoritmi hanno come input i principali dati di specifica che tipicamente vengono forniti dal cliente sintetizzabili in: potenza nominale, velocità, classe termica di funzionamento, sistema di raffreddamento e tensione. Questo studio fornisce inoltre un utile base di partenza per il progettista che, in seguito all'acquisizione della commessa, dovrà procedere alla progettazione in dettaglio della macchina.

Lo studio che viene presentato è stato condotto sulle macchine a induzione ma può essere esteso anche alle macchine sincrone. I risultati ottenuti sono stati confrontati con uno storico di macchine a induzione dimensionate e costruite. Si sono inoltre confrontati alcuni coefficienti caratteristici [4] che costituiscono una possibile base di partenza per il dimensionamento elettromagnetico, derivanti dallo studio, con quelli esposti nella letteratura classica di costruzioni elettromeccaniche [5], [6].

1.2 Criterio di omotetia

Due macchine si definiscono omotetiche se il loro fattore di scala è costante. Il fattore di scala è il rapporto delle dimensioni caratteristiche come: diametri, traferro, altezza e larghezza cave e lunghezza pacco. Attraverso questo criterio è possibile dimensionare una nuova macchina elettrica “dilatando” o “contraendo” una macchina di riferimento.

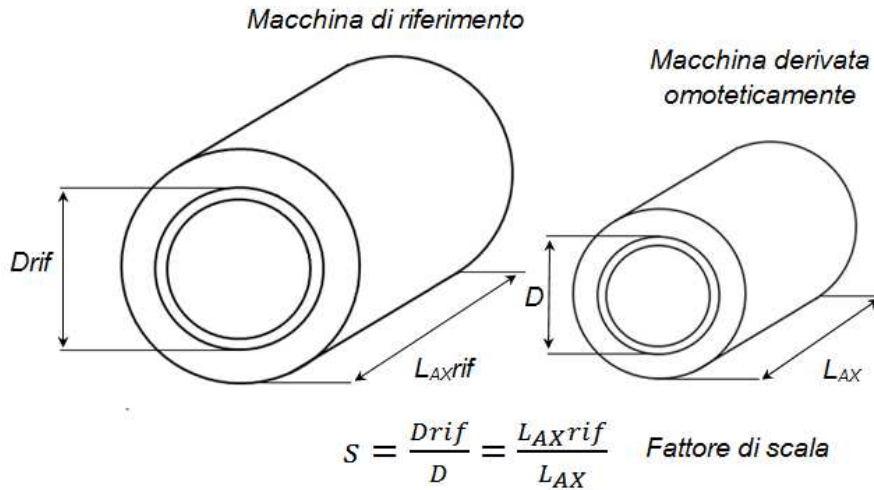


Fig. 1.1: Omotetia geometrica di due macchine elettriche rotanti.

È possibile correlare attraverso il fattore di scala o di omotetia, oltre alle grandezze dimensionali, anche alcune grandezze prestazionali. Il criterio di omotetia consente di definire la generica grandezza Q_i in funzione del fattore di scala s come:

$$Q_i = Q_i(s) = k_i s^{\alpha_i} \quad (1.1)$$

Dove k_i è un opportuno coefficiente proporzionale e α_i è un opportuno coefficiente esponenziale.

Solitamente la taglia di una macchina elettrica viene identificata dalla sua altezza d'asse la quale varia secondo la serie normalizzata di Renard. L'altezza d'asse è proporzionale al fattore di scala s e quindi 1.1 può essere espressa equivalentemente come:

$$Q_i = Q_i(H) = k_i H^{\alpha_i} \quad (1.2)$$

Dove H è l'altezza d'asse della macchina espressa in mm. L'utilità della 1.2 è evidente se si ipotizza che Q_i assuma un valore noto di riferimento, indicato con $Q_{i,ref}$, per una altezza d'asse di riferimento H_{ref} nota.

$$Q_{i,ref} = Q_i(H_{ref}) = k_i H_{ref}^{\alpha_i} \quad (1.3)$$

k_i può quindi essere ottenuto dalla 1.3 e può essere sostituito in 1.2 ottenendo:

$$Q_i = Q_{i,ref} \left(\frac{H}{H_{i,ref}} \right)^{\alpha_i} \quad (1.4)$$

L'equazione 1.4 evidenzia che se la quantità $Q_{i,ref}$ è nota è possibile, attraverso il coefficiente esponenziale α_i , ricavare la medesima grandezza per una nuova macchina caratterizzata da una altezza d'asse diversa rispetto a quella di riferimento.

Nel caso appena descritto non è necessario conoscere il coefficiente proporzionale, viceversa, con riferimento alla 1.2 per ricavare la generica grandezza Q_i è necessario disporre di entrambi i coefficienti (proporzionale ed esponenziale).

Il coefficiente esponenziale sarà associato a delle leggi identificabili fisicamente e invariabili per tutti i costruttori di macchine elettriche mentre il coefficiente proporzionale dipenderà dai materiali impiegati, dalle tecnologie costruttive e dalla conoscenza pregressa aziendale e quindi varierà al variare del costruttore. Tale coefficiente è stato ottenuto utilizzando uno storico di macchine costruite e testate.

Per applicare il criterio di dimensionamento per omotetia è necessario vengano rispettate alcune ipotesi fondamentali di seguito elencate e descritte:

Omotetia geometrica: non è possibile utilizzare questo criterio per dimensionare macchine caratterizzate da rapporti di forma diversi tra loro. Un tipico esempio è quello di due macchine caratterizzate dagli stessi dati di targa ma soggette a dimensioni diverse a causa dei vincoli dimensionali imposti dal committente.

Stessa polarità e frequenza di funzionamento: al variare della polarità variano generalmente le dimensioni dei gioghi statorici e rotorici e con essi i relativi diametri e le dimensioni delle cave. Non è così possibile mantenere costanti i fattori di scala.

Stesso tipo di raffreddamento e classe termica: Il volume della macchina varia in funzione della capacità di asporto termico del sistema di raffreddamento. In generale è possibile ridurre le dimensioni della macchina all'aumentare dell'efficienza del sistema di raffreddamento. Si deduce che per applicare efficacemente il criterio di omotetia è necessario ipotizzare una efficienza di asporto termico costante per tutte le macchine valutate.

È necessario inoltre che le macchine siano caratterizzate dalla stessa classe termica di funzionamento (Tab.1.1) e la sovratemperatura sia il più omogenea possibile.

Tab. 1.1: Definizione delle principali classi di termiche di funzionamento.

<i>Classe termica</i>	<i>Sovratemperatura massima (ΔT)</i>	<i>Temperatura massima</i>
A	60 °C	105°C
E	75°C	120°C
B	80°C	130°C
F	100°C	155°C
H	125°C	180°C
200	130°C	200°C
220	150°C	220°C

Stessa tecnologia costruttiva: Questa ipotesi è correlata a più aspetti che è bene evidenziare:

Tra le principali fonti dissipative per le macchine elettriche caratterizzate da una frequenza di alimentazione compresa tra i 0-100Hz vi sono le perdite per effetto Joule negli avvolgimenti statorici e rotorici. Queste perdite sono quelle più difficili da dissipare perché al passaggio del flusso termico da esse prodotte si oppone la resistenza termica del sistema di isolamento che è circa di due ordini di grandezza superiori a quella del rame e del lamierino di cui è costituito il circuito magnetico statorico (Fig. 1.2).

Quindi una variazione della tecnologia costruttiva e dello spessore di quest'ultimo influenza notevolmente la capacità di asporto termico dell'intero sistema. Si può concludere che a parità di potenza nominale, velocità e tensione di alimentazione le dimensioni della macchina elettrica possono diminuire al crescere della tecnologia che caratterizza il sistema di isolamento impiegato (maggiore rigidità dielettrica e al contempo minore resistenza termica) a parità di ΔT .

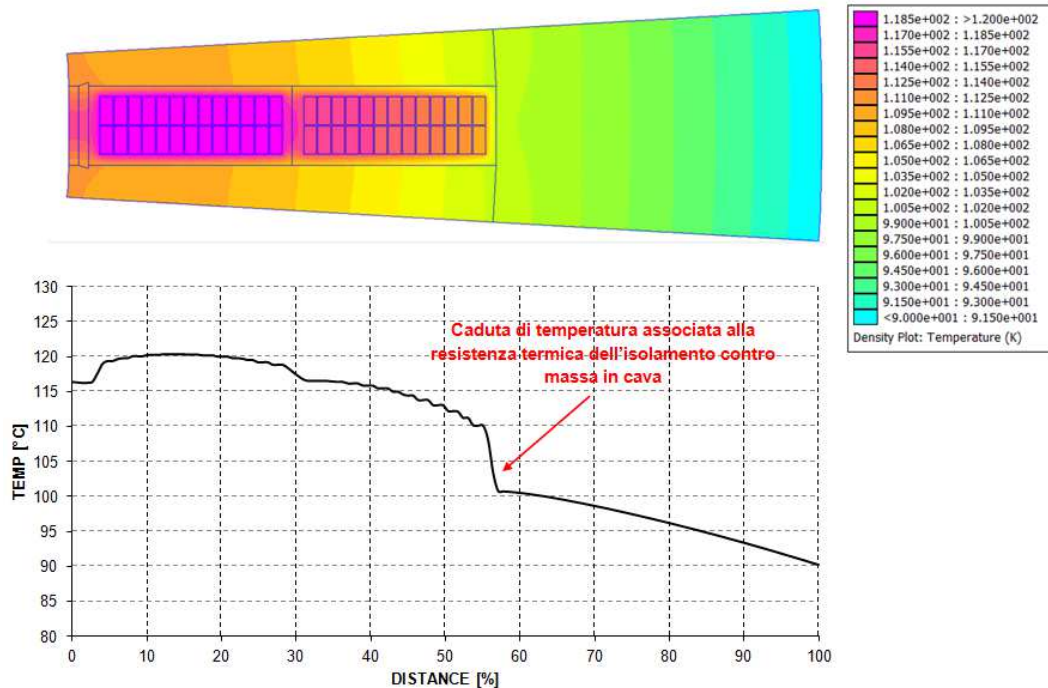


Fig. 1.2: Profilo di temperatura di una porzione di statore relativa ad una cava; nel grafico viene evidenziata la caduta di temperatura associata all'isolamento contro massa in cava.

Il sistema di isolamento dipende dalla tensione di alimentazione della macchina elettrica. Ipotizzando due macchine con la stessa potenza nominale, tecnologia costruttiva del sistema isolante, frequenza e polarità ma con tensione diversa è possibile che la macchina alimentata a tensione più alta abbia uno spessore del sistema isolante maggiore e quindi caratterizzato da una maggiore resistenza termica. Ne consegue, per quanto descritto nel punto precedente, che il criterio di dimensionamento per omotetia può fornire dei risultati non congruenti per macchine caratterizzate da tensioni di alimentazioni considerevolmente diverse.

Facendo riferimento a macchine con avvolgimento in piattina, le quali necessitano della creazione dell'oliva e il conseguente strappo per la generazione della bobina, è possibile che al variare del sistema costruttivo della bobina il passo di quest'ultima vari. Se il passo bobina varia si ha una conseguente variazione del coefficiente di avvolgimento e quindi dell'ampiezza della prima armonica del flusso principale. Si può concludere che macchine omologhe ma caratterizzate da sistemi di costruzione della bobina diversi possono avere lunghezze di pacco diverse al fine di compensare la riduzione del flusso concatenato generato dalla variazione del passo bobina perdendo così l'omogeneità del fattore di scala. Il problema appena descritto si

può presentare in particolar modo per le macchine a due poli, caratterizzate da bobine con ampi passi, la cui costruzione può risultare problematica.

Si conclude che per applicare efficacemente il criterio di omotetia è importante che in tutte le macchine che costituiscono la serie omotetica siano applicate le medesime tecnologie costruttive e gli stessi materiali.

1.3 Dati di specifica e processo produttivo

Per il dimensionamento e lo sviluppo di un prodotto è necessario fare riferimento ai dati di specifica che vengono forniti dal committente. La definizione formale dei dati di specifica viene fornita nell'art.1.1 Dir. 83/189/CEE:

Specifica Tecnica: Specificazione contenuta in un documento che definisce le caratteristiche richieste di un prodotto, quali i livelli di qualità o di proprietà di utilizzazione, la sicurezza, le dimensioni, comprese le prescrizioni applicabili a un prodotto per quanto concerne la terminologia, i simboli, le prove e i metodi di prova, l'imballaggio, la marchiatura e l'etichettatura.

La definizione di specifica è quindi ampia e articolata ed è fondamentale in ogni suo aspetto per definire precisamente il costo della macchina elettrica. Tuttavia per procedere al dimensionamento, in fase preliminare, le grandezze fondamentali per il dimensionamento di una macchina elettrica sono sintetizzabili in:

1. Potenza nominale
2. Numero di giri
3. Tensione nominale
4. Frequenza di alimentazione o polarità
5. Classe termica di funzionamento e sistema di raffreddamento

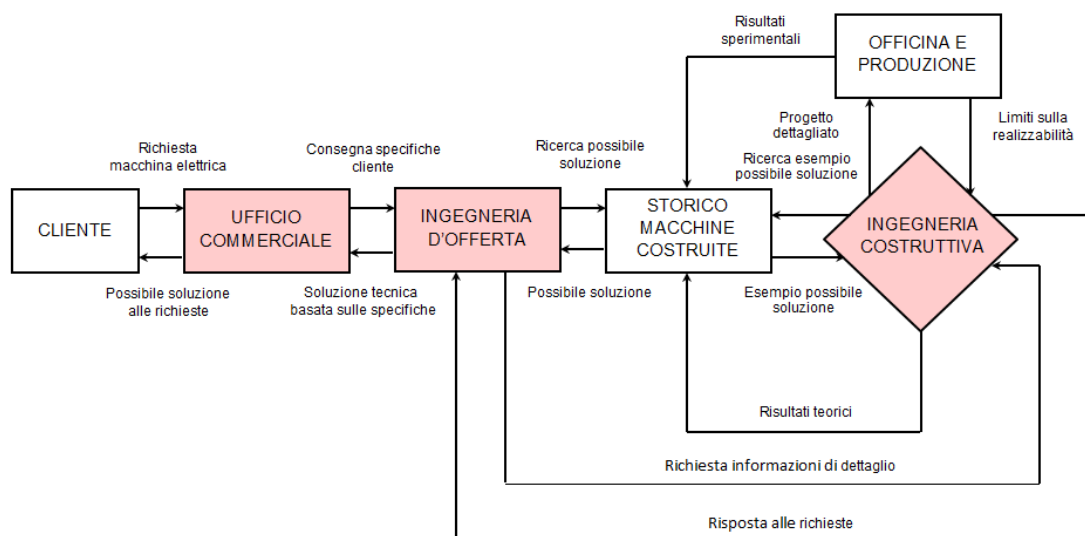


Fig. 1.3: Modello del processo di progettazione; in rosso sono stati evidenziati gli enti che possono beneficiare del criterio di omotetia per il dimensionamento della macchina.

Si osserva che dal numero di giri e dalla potenza è immediatamente ricavabile il valore della coppia nominale che è il parametro che consente di identificare preliminarmente le dimensioni della macchina elettrica.

In figura 1.3 è riportato il modello del processo di progettazione e gli enti che intervengono nel progetto nelle sue varie fasi. Questo schema è finalizzato a riassumere la complessità dello sviluppo di un progetto di una macchina elettrica e di evidenziare in quale delle fasi dello sviluppo può risultare utile il criterio di dimensionamento per omotetia. In particolare le aree evidenziate in rosso sono quelle che possono beneficiare più attivamente dello studio presentato in questo capitolo.

1.4 Determinazione dei coefficienti esponenziali

Di seguito si elencherà le grandezze valutate per il dimensionamento attraverso criterio di omotetia e si individuerà, dove possibile, il coefficiente esponenziale da associare al fattore di scala s .

Coefficiente di forma: Questo coefficiente λ rappresenta il rapporto tra lunghezza del pacco al netto dei canali di ventilazione radiale e il passo polare τ_p .

$$\lambda = \frac{L}{\tau_p} = \frac{L}{\frac{\pi D_m}{2p}} \quad (1.5)$$

λ è un parametro che spesso viene utilizzato dai progettisti per verificare che, in prima istanza, i limiti rotodinamici associati al rotore non siano superati. Questo coefficiente adimensionale varia all'interno di un intervallo in base alla polarità ed è possibile trovare in letteratura il suo andamento [5] (Fig.1.4).

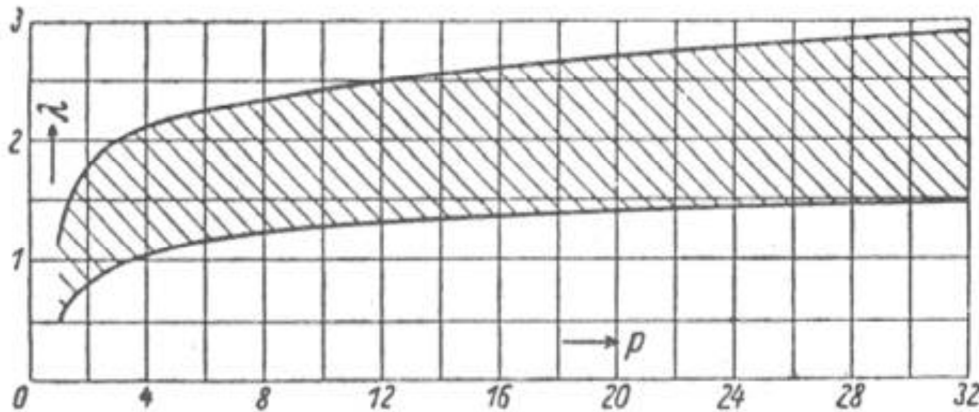


Fig. 1.4: Fattore di forma esposto in letteratura.

Volume al traferro: Una grandezza di notevole importanza è il volume al traferro che da delle utili indicazioni sulla grandezza del rotore, sulla sua inerzia e sulla coppia erogabile dalla macchina. Il volume al traferro viene calcolato basandosi sul diametro medio al traferro e sulla lunghezza netta del pacco statorico.

$$VT = \frac{\pi D_m^2}{4} L_{AX} \propto s^3 \quad (1.6)$$

Massa delle parti attive: La massa delle parti attive è fondamentale per definire il peso e il costo della macchina elettrica. È possibile suddividere la massa delle parti attive in due categorie: ferro e materiale conduttivo e questi possono essere suddivisi a loro volta in parte statorica e rotorica.

La massa complessiva del materiale ferromagnetico impiegato è data dalla somma del contributo statorico ($GFES$) e di quello rotorico ($GFER$):

$$GFE = GFES + GFER \quad (1.7)$$

La massa del materiale conduttivo di statore, generalmente rame, è data solo dagli avvolgimenti statori (GCU).

La massa del materiale conduttivo di rotore è data dalla somma della gabbia (GB) e dell'anello rotorico (GA):

$$GCUR = GB + GA \quad (1.8)$$

Sono inoltre state valutate la massa della carcassa (GCA), quella degli scudi dove sono alloggiati i cuscinetti (GSC), dello scambiatore di calore (GHE), dell'albero (GAL) ed infine la massa complessiva ($GTOT$).

Le masse rispettivamente di statore e di rotore sono date dalle seguenti equazioni

$$GS = GFES + GCU \quad (1.9)$$

$$GR = GFER + GCUR \quad (1.10)$$

La massa totale della macchina è data dalla somma dei singoli contributi sopra elencati ed è espressa da:

$$GTOT = GS + GR + GAL + GSC + GHE + GCA \quad (1.11)$$

Si osserva infine che in una serie di macchine omotetiche le masse e tutte le caratteristiche proporzionali al volume saranno descritte dal seguente legame di proporzionalità con il fattore di scala:

$$G \propto V \propto s^3 \quad (1.12)$$

Carico elettrico: il carico elettrico è una densità lineare di corrente ed una grandezza che consente di indicare quantitativamente quanto gli avvolgimenti statorici di una macchina elettrica siano caricati in corrente. Questa grandezza è strettamente correlata alla temperatura di funzionamento della macchina. Il carico elettrico AI è definito come:

$$AI = \frac{I_{tot}}{\pi D_m N_{cp} \sqrt{COL}} = \frac{N_{str} m N_s I}{\pi D_m N_{cp} \sqrt{COL}} \quad (1.13)$$

Dove N_{str} è il numero di strati in cava, m è il numero di fasi, N_s è il numero di spire in serie per fase N_{cp} è il numero di circuiti in parallelo e COL è il tipo di collegamento delle fasi, nel caso in cui il collegamento sia a stella si ha che COL è uguale a 1 nel caso in cui sia a triangolo COL è uguale a 3.

Valutando una serie di macchine omotetiche per garantire la costanza del carico termico il carico elettrico deve crescere secondo la seguente relazione:

$$AI \propto \frac{I}{D} = \frac{\sigma S_{cu}}{D} \propto \frac{s^2}{s\sqrt{s}} = \sqrt{s} \quad (1.14)$$

In una macchina elettrica il calore prodotto dalle perdite Joule in cava viene dissipato prevalentemente attraverso i denti e il giogo di statore mediante la superficie esterna di cava e attraverso il traferro. I due processi sono schematizzati rispettivamente in figura 1.5 e 1.6 e in entrambe viene evidenziato il flusso di calore. Il calore prodotto dagli avvolgimenti statorici dissipato attraverso il traferro è descritto dalla seguente equazione:

$$q_{\theta} = h_{\theta}(T_{Cu} - T_{\theta}) \quad (1.15)$$

Dove q_{θ} rappresenta il flusso termico espresso in W/m^2 attraverso l'aria al traferro, h_{θ} il coefficiente di scambio termico convettivo espresso in W/m^2K tra gli avvolgimenti statorici e l'aria che attraversa il traferro e T_{Cu} e T_{θ} rispettivamente le temperature del rame dell'avvolgimento statorico e dell'aria al traferro.

Allo stesso modo è possibile descrivere la dissipazione del calore prodotto dagli avvolgimenti statorici attraverso le pareti della cava:

$$q_{cava} = h_{cava}(T_{Cu} - T_{cava/giogo}) \quad (1.16)$$

Dove q_{cava} rappresenta il flusso termico espresso in W/m^2 attraverso il dente e il giogo statore, h_{cava} il coefficiente di scambio termico convettivo espresso in W/m^2K tra gli avvolgimenti statorici e il giogo di statore e T_{Cu} e $T_{cava/giogo}$ rispettivamente le temperature del rame dell'avvolgimento statorico e del materiale ferromagnetico che costituisce il giogo e il dente attorno alla cava statorica.

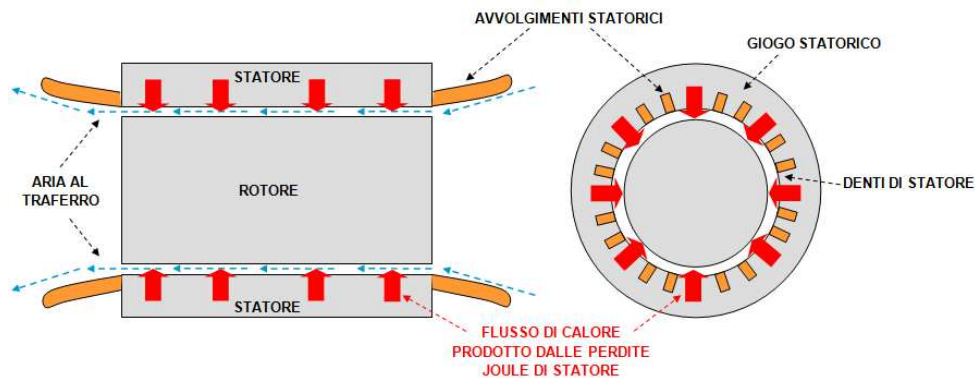


Fig. 1.5: Flusso di calore prodotto dalle perdite Joule di statore smaltito attraverso il traferro in una macchina elettrica.

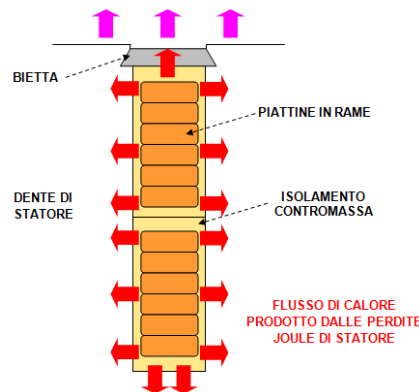


Fig. 1.6: Flusso di calore prodotto dalle perdite Joule di statore smaltito attraverso le pareti laterali di cava in una macchina elettrica.

Carico termico specifico al traferro: Questo indice rappresenta le perdite per effetto Joule negli avvolgimenti di statore riferite alla superficie di traferro. Il carico termico specifico al traferro è importante perché strettamente riferito alla capacità di asporto termico delle perdite nel rame di statore attraverso l'aria che attraversa il traferro (Fig. 1.5). Il coefficiente è definito come:

$$PCU_T = q_\theta = \frac{P_{CU}}{\pi DL} = \frac{AI\sigma}{\gamma_{CU}} \quad (1.17)$$

Questo parametro è proporzionale alla densità lineare di corrente e alla densità di corrente ed è inversamente proporzionale alla conducibilità elettrica del rame γ_{CU} . PCU_T deve essere mantenuto costante in una serie di macchine omotetiche al fine di garantire il medesimo ΔT su tutte le macchine della serie.

Carico termico specifico in cava: Questo indice rappresenta le perdite per effetto joule negli avvolgimenti di statore riferite alla superficie esterna della cava di statore. Il carico termico specifico in cava è importante perché identifica la capacità di asporto termico delle perdite nel rame di statore attraverso i denti e il giogo di statore e quindi dello scambiatore (Fig. 1.6).

Il coefficiente è definito come:

$$PCU_C = q_{cava} = \frac{P_{CU}}{ZA_c} = \frac{\sigma^2 A_c k_f}{\gamma_{CU} u_c} = \frac{\sigma^2 L k_f}{\gamma_{CU}} \quad (1.18)$$

Dove A_c rappresenta la sezione di cava e u_c il perimetro di cava.

Il coefficiente di stipamento in cava k_f è associato alla sezione di spira, al numero di spire bobina, alle dimensioni di cava e alla tipologia di isolamento adottato come esposto in 1.19

$$k_f = \frac{N_{str} N_{sb} A_{sp}}{W_c H_c} \quad (1.19)$$

PCU_C deve essere mantenuto costante su tutte le macchine della serie omotetica al fine di garantire il medesimo ΔT .

Densità di corrente: La densità di corrente è un parametro correlato alla capacità di smaltimento delle perdite. Il suo valore dipende dal sistema di raffreddamento, dalle dimensioni della macchina e dal tipo di avvolgimento.

In generale si può affermare che al diminuire delle dimensioni della macchina è possibile aumentare la densità di corrente perché aumenta in proporzione la superficie attraverso la quale le perdite vengono smaltite, che varia in funzione di s^2 . Le macchine più piccole possono quindi avere densità di corrente più elevate.

Si ha inoltre che al crescere della capacità di asporto termico (sistema di raffreddamento più efficiente) è possibile aumentare la densità di corrente.

Infine si osserva che le macchine con avvolgimento in filo sono caratterizzate da coefficienti di stipamento in cava minori ma sono meno soggette all'effetto di addensamento della corrente nel conduttore (effetto pelle) quest'ultimo presente in modo più rilevante nelle macchine con avvolgimento in piattina. Confrontando due macchine, una con avvolgimento in filo e l'altra in piattina, a parità di dimensioni, tensione di alimentazione, frequenza e sistema di raffreddamento è necessario ridurre la densità di corrente per la macchina in filo in ragione del rapporto dei fattori di stipamento in cava ed è possibile aumentarla per la quota parte derivante della riduzione delle perdite addizionali negli avvolgimenti statorici in filo.

La densità di corrente può essere definita come:

$$DI = \sigma = \frac{I}{N_{cp} A_{sp} \sqrt{COL}} \quad (1.20)$$

Nell' ipotesi di macchine omotetiche, in particolare carico termico specifico costante, la densità di corrente deve variare con la seguente legge in funzione del fattore di scala:

$$PCU_T = \frac{AI\sigma}{\gamma_{CU}} \propto \sigma^2 s = cost \rightarrow DI \propto \frac{1}{\sqrt{s}} \quad (1.21)$$

Si riscontra quindi, come affermato in precedenza che, all'aumentare delle dimensioni di macchina, è necessario diminuire la densità di corrente con legge 1.21 garantendo così che le perdite dissipate per effetto Joule siano proporzionali a s^2 come la superficie di scambio termico. In questo modo è possibile mantenere, a parità di tecnologia di sistema di raffreddamento, lo stesso ΔT per le macchine che costituiscono la serie omotetica.

Coefficiente di utilizzazione: questo coefficiente fornisce delle indicazioni sulla densità di coppia/energia della macchina ed è definito come segue:

$$C_U = \frac{P_{app}}{nLD^2} = \frac{P}{\eta \cos\varphi n LD^2} \quad (1.22)$$

Si sottolinea che la 1.22 è valida se si fa riferimento a un motore viceversa se si fa riferimento a un generatore la formula da utilizzare è la seguente:

$$C_U = \frac{P}{\cos\varphi n LD^2} = \frac{\sqrt{3}VI}{\cos\varphi n LD^2} \quad (1.23)$$

Dove P è la potenza assorbita dalla macchina, η è il rendimento, L la lunghezza pacco totale, D è il diametro di alesatura, $\cos\varphi$ è il fattore di potenza. La corrente può quindi essere definita in funzione di s come:

$$I \propto \sigma \cdot S_t \propto \frac{s^2}{\sqrt{s}} = s^{\frac{3}{2}} \quad (1.24)$$

La tensione è proporzionale a:

$$V \propto (\tau_p \cdot L) B_m \quad (1.25)$$

e in funzione del fattore di scala, considerando costante l'induzione al traferro, può essere espressa come:

$$V \propto s^2 \quad (1.26)$$

Sostituendo la 1.24 e 1.26 in 1.23 si ottiene la seguente relazione di proporzionalità.

$$C_U \propto \frac{s^2 s^{\frac{3}{2}}}{s^3} = \sqrt{s} \quad (1.27)$$

Il valore di C_U in fase di progettazione viene scelto in base al numero di coppie polari p della macchina e al suo passo polare τ_p .

Induzione massima al traferro: Nel dimensionamento di una macchina elettrica identificare il valore della densità di flusso al traferro è fondamentale per definire lo sfruttamento del materiale che costituisce il circuito magnetico. Tipicamente il valore dell'induzione media al traferro è compreso tra 0.5-0.6 T. Per definire l'induzione massima al traferro è possibile partire dalla formula della f_{cem} (E) riferita al singolo passo polare.

$$E = 4.44f\Phi N_s k_a = 4.44f\phi N_s k_d k_r \quad (1.28)$$

Si considera, in prima approssimazione, che la tensione indotta sugli avvolgimenti, coerentemente con la connessione interna degli avvolgimenti, sia pari alla tensione di alimentazione applicata alla macchina. Si introduce un coefficiente adimensionale $k_{\Delta V}$ che approssima la caduta di tensione associata all'impedenza statorica; nel caso in esame viene assunta uguale a 1. Il coefficiente di avvolgimento k_a , dato dal prodotto tra coefficiente di distribuzione k_d e di raccorciamento k_r , consente di valutare lo sfasamento tra le f_{cem} indotte nelle q cave per polo fase.

$$FIX = \phi = \frac{k_{\Delta V} \cdot E_n}{4.44 N_s f k_a} \quad (1.29)$$

Si passa ora a valutare l'induzione media al traferro data da:

$$BM = B_m = \frac{\Phi}{\tau_p L_T} \quad (1.30)$$

Ipotizzando un andamento sinusoidale dell'induzione massima al traferro essa è data da:

$$BMAX = BM = \frac{\pi}{2} B_m \quad (1.31)$$

In una serie di macchine omotetiche è necessario che il valore dell'induzione al traferro sia costante in modo tale da garantire che tutte le macchine di una serie omotetica abbiano il circuito magnetico ugualmente sfruttato. Al fine di garantire il massimo sfruttamento del circuito magnetico è necessario progettare la macchina in modo tale che il suo punto di lavoro sia posizionato leggermente al di sopra del ginocchio della curva di prima magnetizzazione.

Coppia nominale: Come citato in precedenza la coppia nominale viene definita in base alla potenza e al numero di giri nominali della macchina ed ha la seguente correlazione con il fattore di scala:

$$CN = \frac{P_N}{\omega_m} = \frac{P_N}{\frac{2\pi n}{60}} \propto P \propto E \cdot I \propto \phi \cdot I \propto s^2 s^{\frac{3}{2}} = s^{\frac{7}{2}} \quad (1.32)$$

Scorrimento nominale: Lo scorrimento è definito come la differenza tra la velocità in giri al minuto del campo magnetico rotante di statore e quella del rotore. Espresso in termini relativi è definito come:

$$SN = \frac{GMPS - \omega_m}{GMPS} \quad (1.33)$$

Dove $GMPS$ è la velocità del campo magnetico rotante di statore e ω_m è la velocità in giri al minuto del rotore.

In una serie di macchine omotetiche è possibile individuare l'andamento dello scorrimento in funzione del fattore di scala. Per definire tale dipendenza è necessario identificare prima la relazione tra fattore di scala e perdite per effetto Joule di rotore P_{CU_R} e poi quella tra quest'ultimo e la potenza trasmessa dal campo magnetico P_T . La resistenza rotorica è definita come:

$$R_R = \rho \frac{L_s}{S_{CU}} \propto \frac{L}{s^2} \quad (1.34)$$

Da cui è possibile calcolare le perdite di rotore come:

$$P_{CU_R} = 3R_R I_R^2 \propto \frac{L}{s^2} \left(\frac{3}{s^2} \right)^2 \propto Ls \quad (1.35)$$

P_T ha la seguente dipendenza da s

$$P_T = \omega_N T_{EM} \propto \phi I \propto s L s^{\frac{3}{2}} \propto L s^{\frac{5}{2}} \quad (1.36)$$

Infine è possibile definire lo scorrimento nominale SN in funzione del fattore di scala seguendo la seguente relazione:

$$SN = \frac{P_{CU_R}}{P_T} \propto \frac{Ls}{Ls^{\frac{5}{2}}} \propto \frac{1}{s^{\frac{3}{2}}} \quad (1.37)$$

Si conclude che lo scorrimento varia in funzione del fattore di scala seguendo l'andamento riportato in 1.33.

Traferro: Una delle scelte dimensionali più importanti in una macchina elettrica è la definizione dell'ampiezza del traferro. Questo parametro dimensionale influisce sulle prestazioni elettromagnetiche, meccaniche e termofluidodinamiche della macchina. Facendo riferimento ad una macchina a induzione, oggetto dello studio, si può affermare che al diminuire del traferro si ha una riduzione della corrente di magnetizzazione ed un miglioramento del fattore di potenza. Per contro si espongono le piattine che costituiscono la bobina lato traferro a perdite addizionali più elevate (Capitolo 3).

Sulla scorta delle considerazioni precedenti si ha che riducendo il traferro si può aumentare la densità di coppia e di potenza della macchina elettrica a condizione di essere in grado di smaltire le perdite addizionali che ne derivano. Meccanicamente, riducendo il traferro, si espone la struttura della macchina a delle forze eccitanti strutturali di ampiezza maggiore che generano vibrazioni e rumorosità. Le eccitanti sono proporzionali all'induzione al traferro e quelle più intense sono quelle caratterizzate da una frequenza doppia rispetto a quella di alimentazione [7].

Termofluidodinamicamente riducendo il traferro si riduce la sezione utile di passaggio dell'aria e quindi la portata di fluido. Riducendo la portata del fluido è possibile che lo scambio termico e la dissipazione delle perdite rotoriche vengano peggiorate. Inoltre variando il traferro si ha una variazione della resistenza che si oppone alla spinta del ventilatore interno, della portata e della velocità del fluido; si ha così una ricaduta diretta sulle perdite meccaniche per attrito viscoso dell'aria sulle superfici di rotore. In una serie di macchine omotetiche è necessario ipotizzare che le dimensioni del traferro vengano scelte in modo omogeneo.

Per definire le dimensioni del traferro in funzione del fattore di scala è necessario partire dalle considerazioni sulla circuitazione magnetica su un settore statorico corrispondente ad un passo polare come mostrato in figura 1.7.

Definendo il percorso di integrazione Γ ed ipotizzando che al traferro l'induzione magnetica abbia andamento radiale, l'espressione della circuitazione è definita come:

$$\oint H dl = \sum_i I_i \quad (1.38)$$

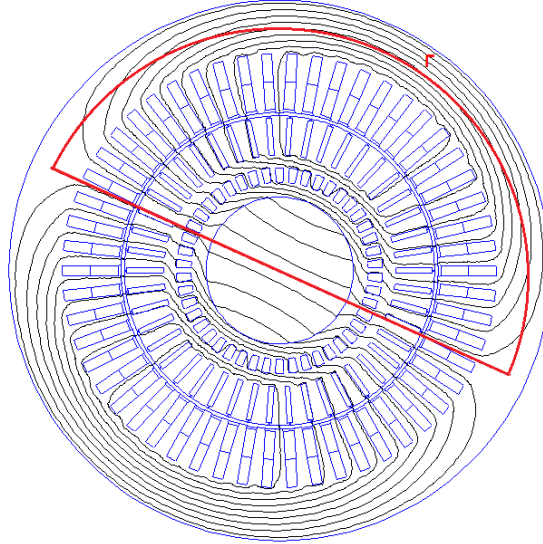


Fig. 1.7: Percorso di circuitazione magnetica del campo H su un settore statorico corrispondente ad un passo polare in una macchina a induzione a due poli.

Si ipotizza inoltre che la permeabilità magnetica del materiale ferromagnetico sia infinitamente grande confrontata con quella dell'aria. Si ha così che la maggior parte delle amperspire è necessaria a sostenere il campo al traferro e quindi 1.34 può essere riscritta come:

$$2H_{MAX}\theta = 2\frac{BM}{\mu_0}\theta = kI \quad (1.39)$$

È possibile ora definire il traferro θ in funzione del fattore di scala per una serie di macchine omotetiche ipotizzando che il valore dell' induzione massima al traferro, in una serie di macchine omotetiche sia costante, si ha che:

$$\theta = \mu_0 \frac{kI}{2BM} \propto I \propto s^{\frac{3}{2}} \quad (1.40)$$

Perdite nel rame: Le perdite Joule dissipate da una macchina elettrica sono complessivamente date dalla somma delle perdite nel circuito statorico e rotorico. Le perdite Joule di statore e di rotore sono rispettivamente calcolate utilizzando le seguenti relazioni:

$$PCUS = 3R_s I^2 \propto \frac{L}{s^2} \left(s^{\frac{3}{2}}\right)^2 \propto s^2 \quad (1.41)$$

La stessa considerazione è valida per le perdite Joule di rotore

$$PCUR = 3R_R I_R^2 \propto \frac{L}{s^2} \left(s^{\frac{3}{2}}\right)^2 \propto s^2 \quad (1.42)$$

si può concludere quindi che le perdite per effetto Joule della macchina sono complessivamente date da:

$$PCU = PCUS + PCUR \propto s^2 \quad (1.43)$$

Perdite nel ferro: Le perdite nel ferro sono associate prevalentemente al circuito magnetico di statore perché il circuito magnetico di rotore è caratterizzato da una frequenza di funzionamento molto bassa a causa dello scorrimento. Questa affermazione è tanto più vera quanto minore è lo scorrimento. Le perdite nel ferro vengono generalmente definite attraverso la cifra di perdita che caratterizza il lamierino e dipendono dalla massa del circuito magnetico statorico. Si ha quindi:

$$PFE = Cp \cdot GEFS \propto s^3 \quad (1.44)$$

Coppia nominale e massa: Dalle relazioni ottenute precedentemente si possono determinare interessanti relazioni che legano la coppia sviluppata della macchina al dato della massa totale. Questa grandezza può risultare utile nella stima del costo dei materiali impiegati nel progetto.

La relazione che lega la coppia nominale della macchina con il dato della massa complessiva si ottiene analizzando come questi due dati variano in funzione al fattore di scala. Si valutano quindi le espressioni di CN e $GTOT$ in funzione del fattore di scala.

$$GTOT = k_1(s)^3 \quad CN = k_2(s)^{7/2} \quad (1.45)$$

Da cui ricavando s dalla seconda relazione di 1.41 e sostituendo nella prima si ottiene:

$$GTOT = k_1 \left(\frac{CN}{k_2} \right)^{\frac{6}{7}} \quad (1.46)$$

Si può così definire la coppia specifica in funzione del fattore di scala come:

$$CNS \propto \frac{CN}{GTOT} \propto \frac{CN}{VTOT} \propto \frac{s^{\frac{7}{2}}}{s^3} = \sqrt{s} \quad (1.47)$$

Si conclude osservando che coppia specifica e coefficiente di utilizzazione CU sono direttamente proporzionali e variano entrambi in funzione di $\sqrt{s}$.

Si esprimono ora i risultati in funzione dell'altezza d'asse di macchina sostituendo al fattore di scala s con l'altezza d'asse HAX . In tabella 1.2 si riassumono i risultati ottenuti per tutti i coefficienti e le grandezze analizzate. Si osserva che i coefficienti esponenziali identificati in questa analisi rimarranno invariati al variare della polarità della serie di macchine analizzate.

Tab. 1.2: Elenco dei coefficienti esponenziali utilizzati per il dimensionamento preliminare attraverso criterio di omotetia.

Grandezza	Descrizione	Unità di misura	Coefficiente esponenziale α_i
AI	Carico elettrico	[A/cm]	$HAX^{1/2}$
CU	Coefficiente di utilizzazione	[-]	$HAX^{1/2}$
DI	Densità di corrente di statore	[A/mm ²]	$HAX^{-1/2}$
CN	Coppia nominale	[Nm]	$HAX^{7/2}$
SN	Scorrimento nominale	[-]	$HAX^{-3/2}$
VT	Volume al traferro	[m ³]	HAX^3
GS	Massa totale di statore	[kg]	HAX^3
GR	Massa totale di rotore	[kg]	HAX^3
GFS	Massa ferro di statore	[kg]	HAX^3
GFR	Massa ferro di rotore	[kg]	HAX^3
GCU	Massa rame di statore	[kg]	HAX^3
GB	Massa gabbia rotorica	[kg]	HAX^3
GAL	Massa albero	[kg]	HAX^3
GCA	Massa della carcassa	[kg]	HAX^3
GHE	Massa dello scambiatore	[kg]	HAX^3
$GTOT$	Massa totale	[kg]	HAX^3
$TRAF$	Dimensioni traferro	[mm]	$HAX^{3/2}$
PCU	Perdite per effetto Joule	[kW]	HAX^2
PFE	Perdite nel ferro	[kW]	HAX^3
CNS	Coppia specifica	[Nm/Kg]	$HAX^{1/2}$

1.5 Determinazione del coefficiente di proporzionalità

Come anticipato nella sezione 1.2 mentre il coefficiente esponenziale è stato ricavato da considerazioni di carattere fisico, espresse nella parte 1.4, il coefficiente proporzionale deriva da considerazioni di carattere statistico fatte su uno storico di macchine costruite e testate.

I database delle macchine sono stati scelti in base alla polarità. In questo studio sono stati valutati campioni a 2, 4, 6, 8 e 10 poli.

Ipotizzando di disporre di uno storico costituito da N macchine rispondenti alle ipotesi di omotetia precedentemente espresse e delle quali si conoscono le dimensioni caratteristiche è possibile ricavare il coefficiente di proporzionalità k_i associato alla Q_i -esima grandezza caratterizzata da un coefficiente esponenziale noto rispetto a HAX .

Per definire tale parametro è necessario valutare la grandezza Q_i per tutte le macchine del campione a disposizione ottenendo

$$Q_{i,n} = k_i H_n^{\alpha_i} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1.48)$$

Dove $Q_{i,n}$ è la stima della generica grandezza Q_i per l' n -esima macchina che costituisce il campione e H_n l'altezza d'asse.

Definendo $Q_{i,n}^{(act)}$ il valore reale assunto dalla generica quantità Q_i per l' n -esima macchina del campione, il valore del coefficiente k_i è ottenibile minimizzando l'errore assoluto tra il valore ottenuto dall'equazione 1.48 e il valore reale per tutte le n macchine. Il coefficiente k_i può quindi essere definito attraverso la tecnica dei minimi quadrati minimizzando la seguente funzione:

$$f(k_i) = \sum_{n=1}^N [Q_{i,n} - Q_{i,n}^{(act)}]^2 = \sum_{n=1}^N [k_i H_n^{\alpha_i} - Q_{i,n}^{(act)}]^2 \quad (1.49)$$

Al fine di identificare il punto di minimo della funzione si deriva l'equazione 1.49 rispetto a k_i ottenendo:

$$\frac{df(k_i)}{dk_i} = 2 \sum_{n=1}^N (H_n)^{\alpha_i} [k_i H_n^{\alpha_i} - Q_{i,n}^{(act)}] = 0 \quad (1.50)$$

La soluzione dell'equazione 1.50 è data da:

$$k_i = \frac{\left\{ \sum_{n=1}^N [H_n^{\alpha_i} Q_{i,n}^{(act)}] \right\}}{\left\{ \sum_{n=1}^N H_n^{2\alpha_i} \right\}} \quad (1.51)$$

La soluzione dell'equazione esposta in 1.51 definisce quindi il coefficiente di proporzionalità per la generica grandezza Q_i

1.6 Descrizione dei campioni di macchine utilizzate

Nel presente lavoro, come precedentemente affermato, sono state analizzate una serie di macchine a induzione a 2, 4, 6, 8 e 10 poli.

Le macchine induzione analizzate sono delle TEAAC (Totally Enclosed Air-To-Air-Cooled) ad asse orizzontale, aziendali le macchine vengono identificate con il nome CT e sono tutte contraddistinte dalla classe termica F/B. La classe termica F/B indica che la parte più calda della macchina può raggiungere una temperatura massima durante il funzionamento pari a 130 °C (Classe B) ma i materiali isolanti utilizzati possono resistere per 20000 ore ad una temperatura massima di funzionamento pari a 155 °C (classe F).

Le TEAAC sono delle macchine raffreddate a ciclo chiuso, questo implica che il flusso d'aria di raffreddamento interno non viene a contatto con quello esterno. Lo scambio di calore tra flusso d'aria interno ed esterno avviene attraverso uno scambiatore di calore a fascio tubiero montato al di sopra della carcassa

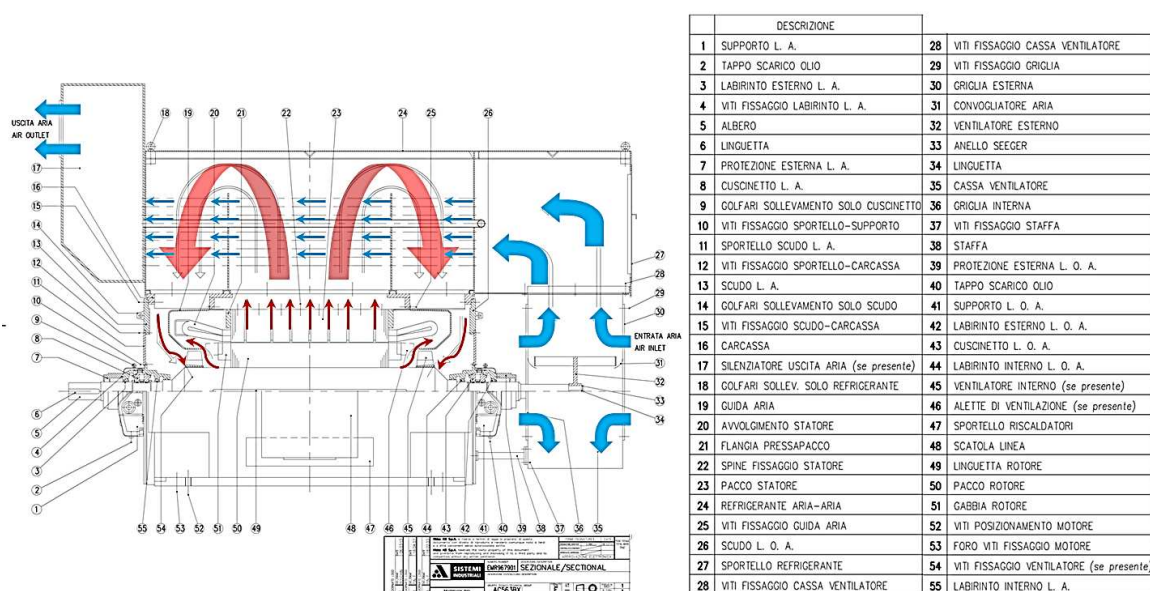


Fig. 1.8: Sezione laterale di un TEAAC 2 poli. In blu viene raffigurata l'aria esterna e in rosso quella interna.

Dal sezionale di un CT 2 poli riportato in figura 1.8 è possibile comprendere il funzionamento del sistema di raffreddamento delle macchine analizzate. Il sistema di raffreddamento interno è di tipo bilaterale simmetrico; l'aria interna, raffigurata in rosso (Fig. 1.8), viene aspirata da ambo i lati della macchina e spinta dai ventilatori assiali interni attraverso il traferro e ai canali assiali di raffreddamento rotorici. Successivamente l'aria viene deviata e spinta attraverso i canali radiali di raffreddamento distribuiti lungo il pacco di statore e rotore in modo tale da investire il fascio tubiero dello scambiatore.

Si osserva che parte dell'aria aspirata dai ventilatori assiali viene convogliata sulle testate degli avvolgimenti statori per raffreddarli.

I canali radiali sono più fitti in corrispondenza del centro pacco perché in questo tratto la velocità assiale dell'aria è minore ed infittendo i canali è possibile mantenere la stessa portata lungo tutta la lunghezza del pacco. Il ventilatore esterno, anch'esso

raccontata in figura 1.8, spinge l'aria nei tubi che costituiscono lo scambiatore a fascio tubiero, riportata in blu nella figura. L'aria a temperatura ambiente asporta il calore ceduto per convezione e prosegue lungo i tubi fino ad essere scaricata nell'ambiente esterno ad una temperatura superiore a quella di ingresso causa del calore che ha asportato. In figura 1.9 e 1.10 vengono riportate alcune immagini relative dei TEAAC a due poli.



Fig. 1.9: Vista laterale di un TEAAC (CT 355 L2).



Fig. 1.10: Vista frontale di un TEAAC (CT 355 L2). In evidenza il particolare del silenziatore d'uscita aria.

1.7 Valutazione e confronto delle grandezze e dei fattori identificativi per la serie di macchine omotetiche

Nel seguente sezione si analizzeranno i risultati ottenuti dall'applicazione del criterio di omotetia per il dimensionamento di macchine asincrone caratterizzate da 2, 4, 6, 8, 10 poli, alimentate in media tensione e isolate in classe termica F/B con una frequenza di alimentazione di 50Hz.

Verranno utilizzati coefficienti esponenziali descritti ed elencati nella sezione 1.4 e verranno calcolati i coefficienti proporzionali con il metodo esposto nella sezione 1.5. Si analizzeranno inoltre gli andamenti delle grandezze valutate e definite attraverso il criterio di omotetia utilizzando i coefficienti proporzionali e esponenziali precedentemente citati confrontandoli con quelle delle macchine costruite e testate.

I principali dati nominali dei motori asincroni utilizzati per lo studio sono riportati nelle tabelle 1.3, 1.4, 1.5, 1.6, 1.7

Tab. 1.3: Principali dati nominali dei TEAAC 2 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.

H_{AX} [mm]	P_N [kW]	V_N [V]	I_N [A]
315	250	6000	27,9
355	550	6600	54,94
400	660	6000	71,7
450	1115	6000	121,87
500	1550	6000	167,39
560	2200	6000	238,94
630	3800	6000	410

Tab. 1.4: Principali dati nominali dei TEAAC 4 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.

H_{AX} [mm]	P_N [kW]	V_N [V]	I_N [A]
315	250	6600	26
355	450	6000	50,4
400	700	6000	78,9
450	1100	6000	123,2
560	2500	6000	280,4
630	2500	6600	252,6
710	4500	5000	602,5
800	7360	2900	1738,1
900	7600	6600	762,3
1000	13500	2900	3054,2

Tab. 1.5: Principali dati nominali dei TEAAC 6 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.

HAX [mm]	P_N [kW]	V_N [V]	I_N [A]
355	299	4000	53,1
400	515	3000	119,9
450	620	6000	72
500	1250	4160	203,3
560	1800	6600	186
630	2000	6600	206,2
710	2400	5500	290,4
800	3200	10000	217,3

Tab. 1.6: Principali dati nominali dei TEAAC 8 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.

HAX [mm]	P_N [kW]	V_N [V]	I_N [A]
400	355	6000	44
450	450	6000	59
500	650	6000	76
560	990	6000	114
630	1650	6600	173
710	2750	6000	306
800	4850	6600	491
900	5200	6000	587

Tab. 1.7: Principali dati nominali dei TEAAC 10 poli che hanno costituito il campione per la validazione dal criterio di omotetia.

HAX [mm]	P_N [kW]	V_N [V]	I_N [A]
400	160	6000	20,96
450	360	6000	45,13
500	560	6000	68
560	700	6000	84,76
630	1250	6000	146,88
800	2000	6000	230,65

Coefficiente di forma: questo coefficiente è associato al numero di poli. È un parametro solitamente utilizzato dai progettisti nelle fasi iniziali del dimensionamento di una macchina elettrica. Il suo valore viene scelto all'interno di un intervallo (Fig. 1.4).

I risultati ottenuti sulla base del campione di macchine considerate sono riportati con i punti rossi in figura 1.12, nella stessa figura sono riportati i limiti individuati in letteratura [5]. Si osserva che il fattore di forma, come ipotizzato, non varia sensibilmente al variare dell'altezza d'asse; infatti la variazione media percentuale di tale parametro va da un minimo del 3% per la serie a due poli ad un massimo del 13.3% per quella a 6 (Tab. 1.8).

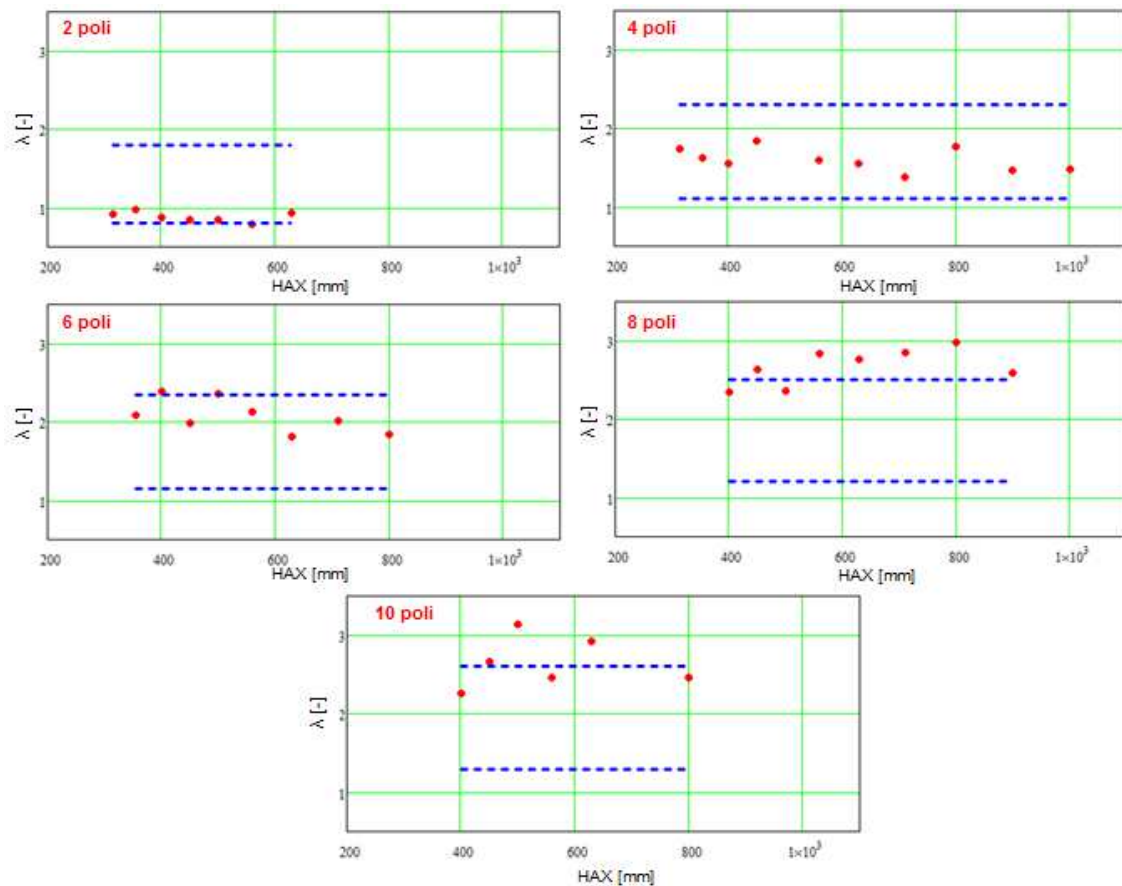


Fig. 1.11: Diagrammi del fattore di forma in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano i risultati ottenuti dallo studio, le righe tratteggiate in blu identificano i limiti imposti dalla letteratura.

Si sottolinea inoltre che al crescere della polarità λ si attesta in prossimità del limite superiore esposto in letteratura.

Da quanto evidenziato si può concludere che a parità di frequenza di alimentazione, potenza nominale e altezza d'asse al crescere della polarità decresce la velocità di rotazione della macchina e cresce la coppia nominale. Si ha inoltre che al crescere della polarità cresce il diametro di alesatura ma decresce il passo polare; inoltre viene incrementata la sezione dell'albero a causa dell'aumento della coppia. L'aumento della sezione dell'albero si rende necessario al fine di resistere alle sollecitazioni torsionali.

Mantenendo le ipotesi precedenti si osserva quindi che più lenta è la macchina più alta sarà la sua coppia nominale e la sua forma costruttiva sarà approssimabile ad un cilindro nel quale la dimensione prevalente è il diametro (Fig. 1.12). Le macchine a bassa polarità sono costituite generalmente da degli sporti delle testate degli avvolgimenti statorici piuttosto lunghi. Quest'ultimo aspetto causa un aumento proporzionale della linea d'asse vincolata sui cuscinetti rispetto alle macchine a bassa polarità che invece hanno degli sporti delle testate più piccoli.

Si osserva quindi che la rigidità che caratterizza l'insieme cuscinetti e albero sarà maggiore per le macchine ad alta polarità e quindi su di esse sarà possibile aumentare la massa caricabile sull'albero rispettando i margini sulle deformazioni flessionali previste dalle normative.

Si conclude che per macchine ad alta polarità il fattore di forma si attesta verso il limite superiore perché il passo polare è più piccolo (inversamente proporzionale a λ) ed è possibile avere delle lunghezze delle parti attive proporzionalmente (direttamente proporzionali a λ) maggiori limitando le deformazioni flessionali dell'albero.

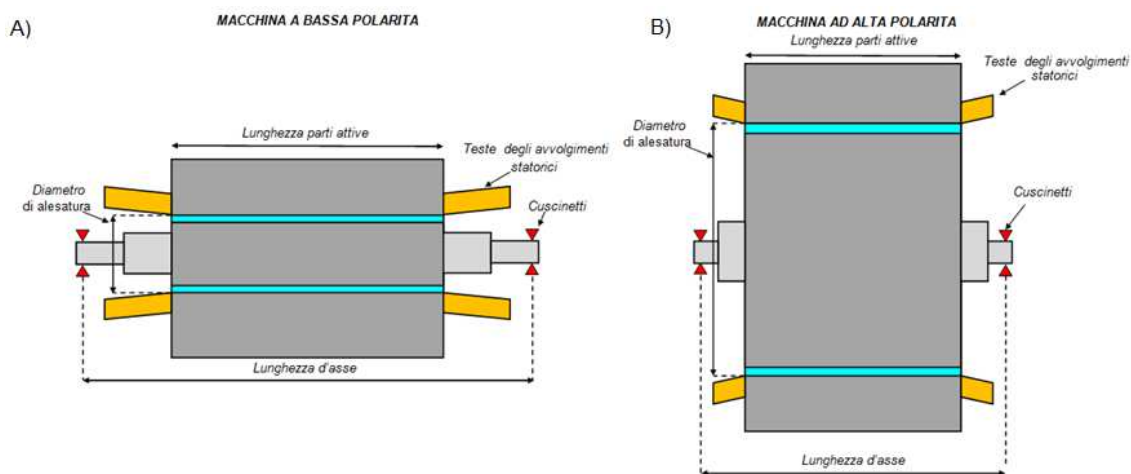


Fig. 1.12: Confronto del rapporto dimensionale tra macchine con bassa A) e alta polarità B).

Tab. 1.8: Variazione media percentuale del coefficiente di forma al variare della polarità.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	3	10.2	13.3	10.3	7.9

Altezza d'asse e potenza: Questo andamento è simile a quello associato all'altezza d'asse e alla coppia. Avendo già ricavato la relazione tra coppia e altezza d'asse in 1.28 risulta immediato ottenere quanto segue:

$$HAX \propto CN^{\frac{2}{7}} \propto P^{\frac{2}{7}} \quad (1.52)$$

I risultati del confronto tra il criterio di omotetia e le macchine costruite è esposto in figura.1.13. dove con i punti rossi vengono rappresentati i valori reali ricavati dal campione e in blu la relazione omotetica derivata. Si evidenzia che anche in questo caso si è reso necessario definire un coefficiente di proporzionalità perché l'altezza d'asse e la potenza sono legate al numero di poli.

La variazione media dei valori reali rispetto a quelli teorici, che per tutte le polarità è inferiore al 6% (Tab. 1.9), è dovuta al fatto che l'altezza d'asse deve essere scelta all'interno di una serie di valori standardizzati. Le macchine elettriche vengono accoppiate generalmente ad una macchina operatrice e quindi si è reso necessario, nel corso della storia, standardizzare l'altezza d'asse delle macchine al fine di agevolare i sistemisti nell'installazione e nel loro accoppiamento. La standardizzazione dell'altezza d'asse delle macchine elettriche viene espressa secondo la già citata serie di Renard.

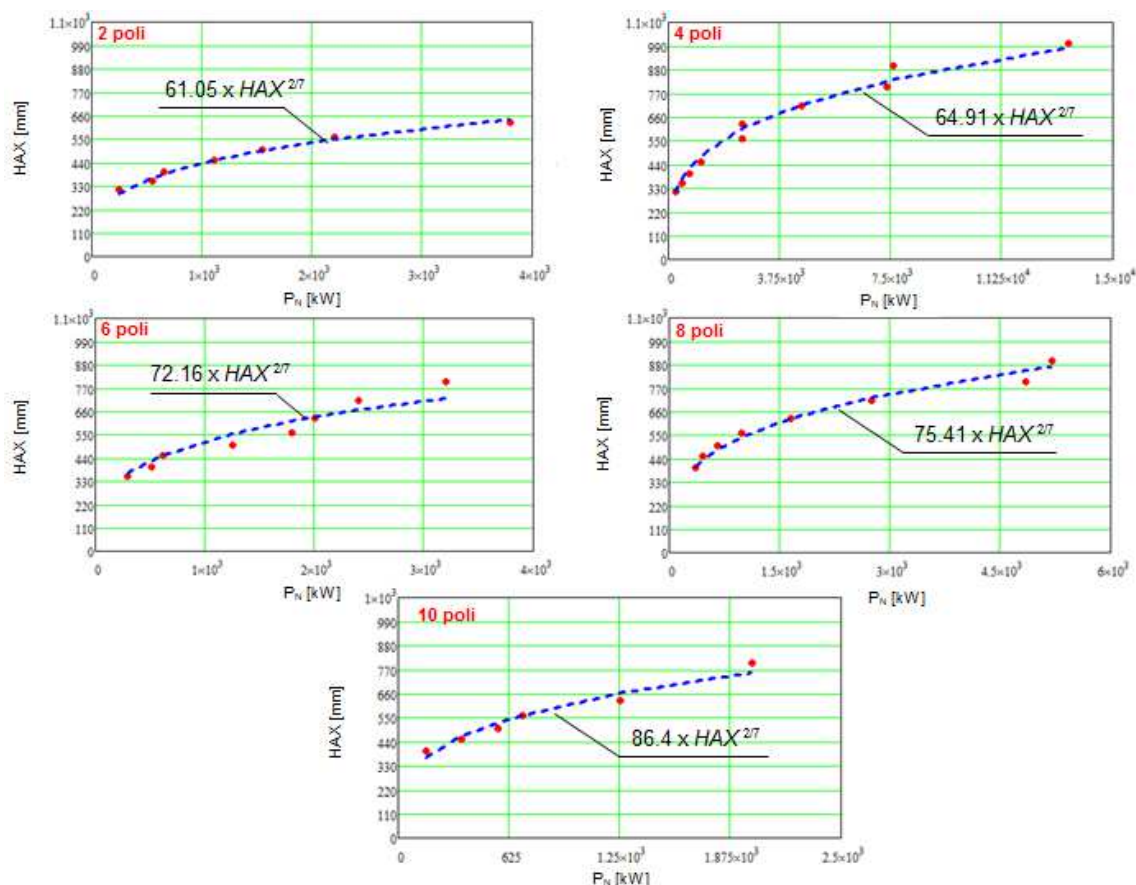


Fig. 1.13: Diagrammi dell'altezza d'asse HAX in funzione della potenza nominale. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Tab. 1.9: Variazione media percentuale dell'altezza d'asse al variare della potenza.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	2.56	4.26	6.02	3.12	4.54

Volume al traferro: In figura 1.14 viene confrontato l'andamento del volume al traferro in funzione dell'altezza d'asse ottenuto attraverso il criterio di omotetia, rappresentato con la curva tratteggiata blu, con quello delle macchine campione raffigurato con i punti rossi. Si riscontra dal grafico una buona corrispondenza dei due andamenti. La variazione media percentuale del volume al traferro si attesta per tutte le polarità al di sotto del 14% (Tab.1.10)

È possibile inoltre correlare il volume al traferro della macchina, molto simile con quello del rotore, alla coppia da essa erogata o sostenuta.

La valutazione del volume al traferro si renderà utile per confrontare e verificare il peso delle parti attive di macchine e avere un immediato riscontro sui risultati ottenuti.

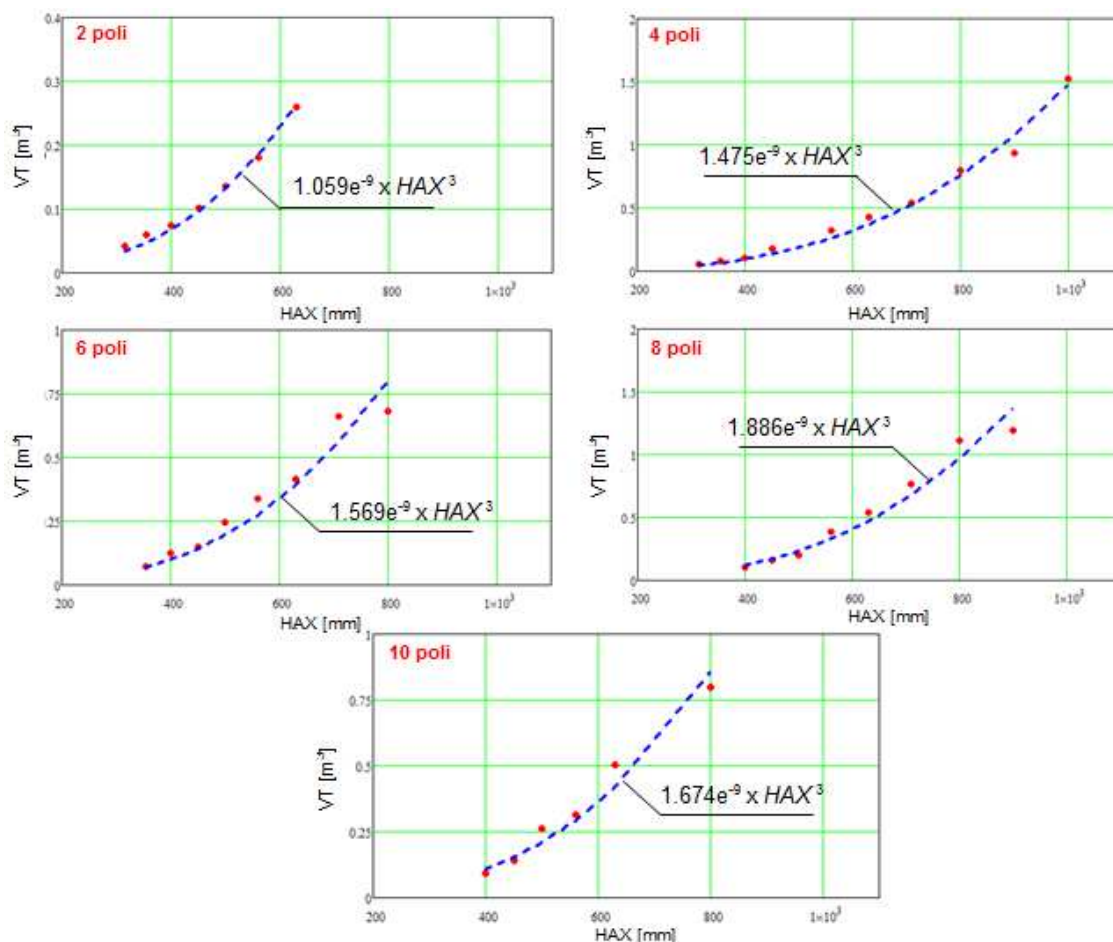


Fig. 1.14: Diagrammi del volume al traferro in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Tab. 1.10: Variazione media percentuale del volume traferro al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	8.91	12.3	13.1	12.3	12.4

Massa delle parti attive: Nel dimensionamento della macchina è molto importante determinare la massa complessiva delle parti attive perché è direttamente correlata al costo delle materie prime che vengono impiegate nella sua costruzione.

Lamierini magnetici: In figura 1.15 sono stati riportati i valori degli andamenti della massa del nucleo ferromagnetico che competono al circuito magnetico statorico e quello rotorico in funzione dell'altezza d'asse. Come si può notare dalla figura 1.15, dove le caratteristiche ricavate dal campione sono riportate con un punto e l'andamento omotetico con una linea tratteggiata, si ha una buona corrispondenza dei due andamenti.

Dai grafici si osserva come la massa dello statore decresce proporzionalmente al crescere della polarità rispetto alla massa di rotore. Questa osservazione conferma la tendenza alla riduzione delle dimensioni dei gioghi statorici all'aumentare del numero delle cave e al crescere della polarità. In tabella. 1.11 viene riportata la variazione media percentuale delle masse dei gioghi statorici e rotorici.

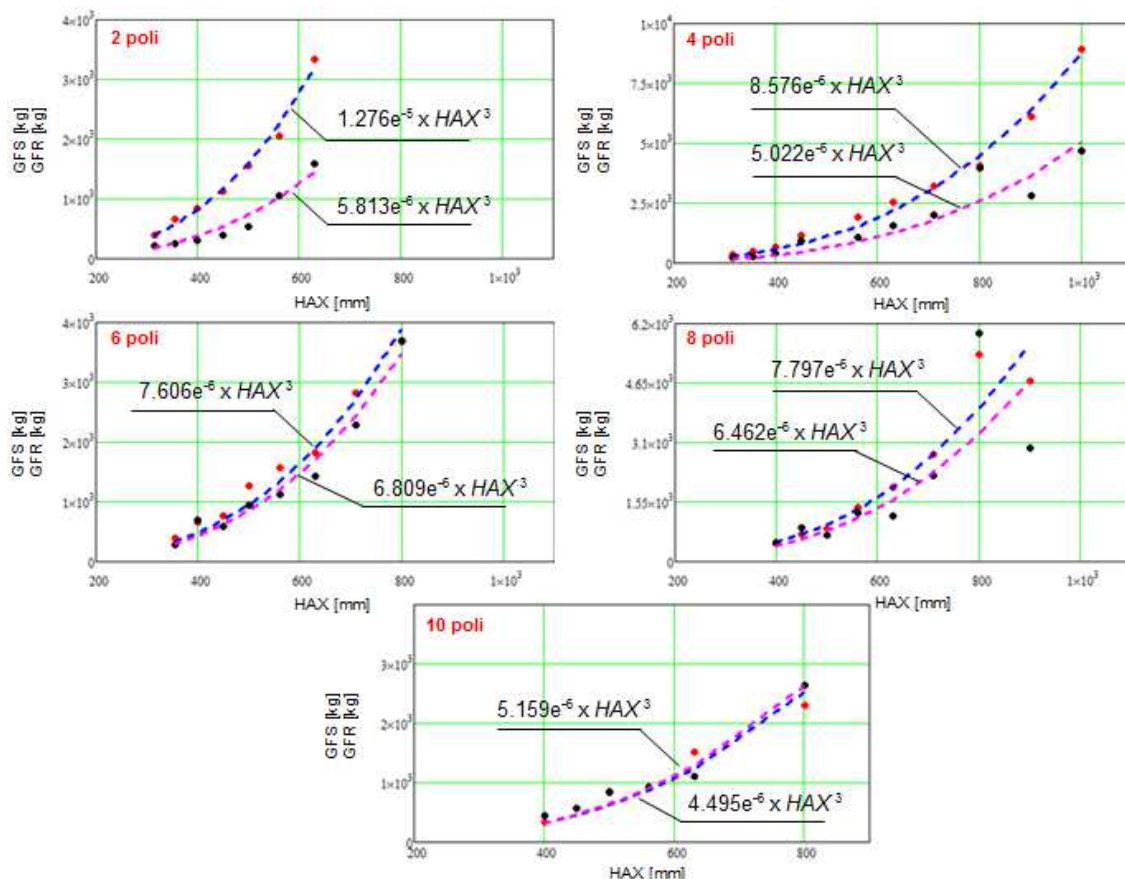


Fig. 1.15: Diagrammi della massa del lamierino statore e rotore in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi (statore) e neri (rotore) rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu (statore) e fucsia (rotore) identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Tab. 1.11: Variazione media percentuale del volume traferro al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale GFS [%]	4.59	13.1	16.1	8.91	13.7
Variazione media percentuale GFR [%]	5.59	12,9	7.7	18.9	11.7

Massa materiale conduttivo di statore: In figura 1.16 sono riportati gli andamenti della massa del materiale conduttivo di statore (nel caso in esame rame) in funzione dell'altezza d'asse. Come nei casi precedenti con i punti rossi si indicano i valori delle grandezze appartenenti alle macchine del campione mentre con le linee tratteggiate gli andamenti ottenuti dalla relazione omotetica.

Prima di proseguire con la valutazione degli andamenti si osserva che la massa del materiale conduttivo è associata al numero di cave. Generalmente il circuito conduttivo di statore per le macchine in media tensione è costituito da rame ed è il materiale più costoso impiegato nella costruzione della macchina elettrica. Al crescere del numero delle cave migliora la forma d'onda di forza magnetomotrice e quindi migliorano le prestazioni complessive ma aumenta la massa del rame e conseguentemente il costo della macchina.

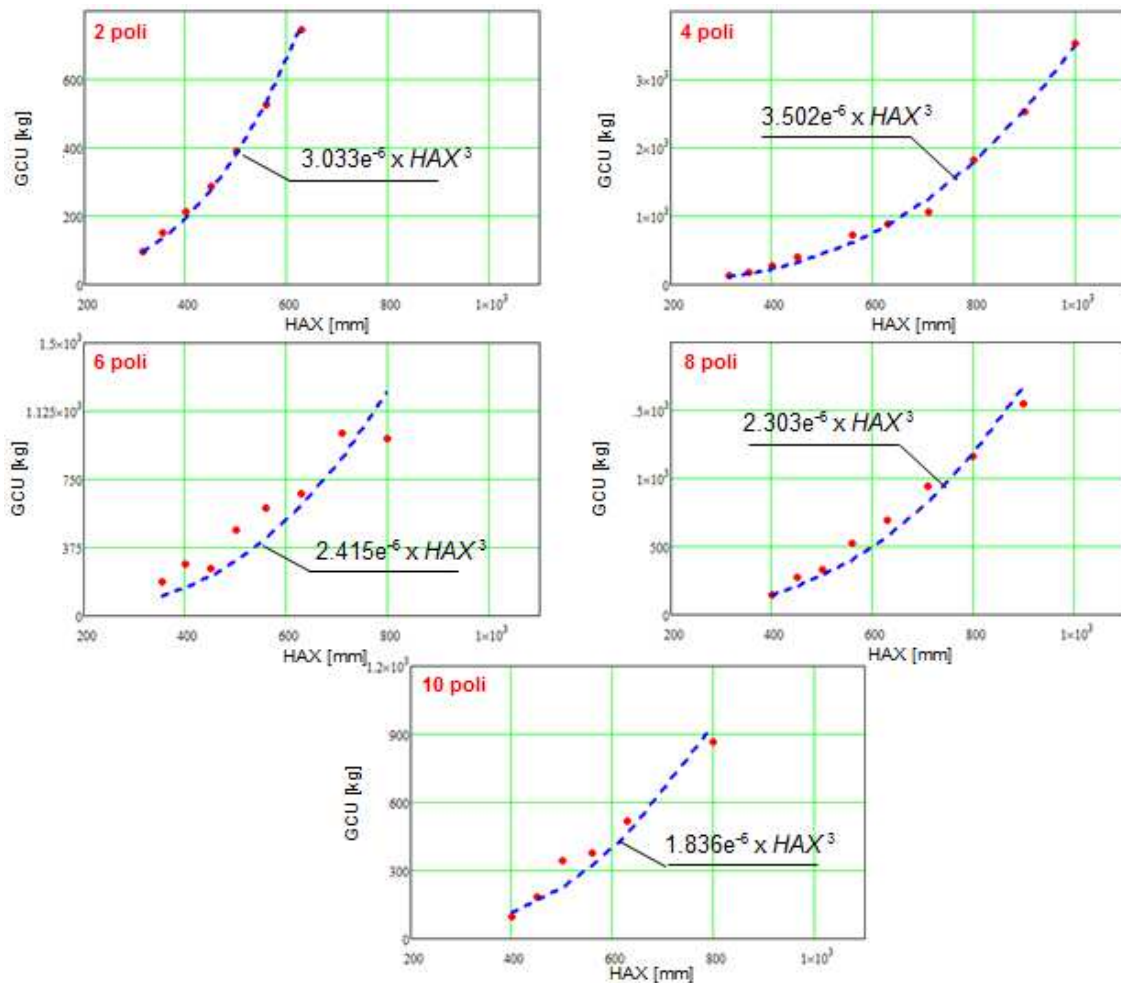


Fig. 1.16: Diagrammi della massa del materiale conduttivo di statore in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Si osserva da figura 1.16 che la relazione per omotetia descrive bene la variazione della massa del materiale conduttivo al variare dell'altezza d'asse. Si può inoltre affermare che al crescere della polarità vi è una variazione media percentuale (Tab. 1.12) maggiore dei valori. Questo è giustificabile perché al crescere della polarità si dispone, come esposto in figura 1.17 tratta da [8], di una combinazione maggiore di cave polo fase in relazione alle cave rotore.

Volendo esemplificare per una macchina a 2 poli la scelta della combinazione cave polo fase in relazione al numero di cave rotoriche è praticamente obbligata al variare del diametro di alesatura. Tali combinazioni derivano dall'esperienza costruttiva maturata.

Si è notato sperimentalmente che alcune combinazioni cave rotore-cave statore consentono di minimizzare problemi come: le vibrazioni (X), le coppie di impuntamento (o) e le coppie armoniche (+/-) viceversa altre combinazioni le esaltano [8][9] (Fig.1.17)

Quanto appena descritto risulta particolarmente critico per le macchine a 2 poli, e da quanto si può dedurre da figura 1.17, nessuna delle combinazioni cave di statore-rotore consente di escludere una delle problematiche precedentemente elencate.

Q_s	Tens of rotor slot number	Number of pole pairs $p = 1$										Number of pole pairs $p = 2$									
		Ones of rotor slot number Q_r										Ones of rotor slot number Q_r									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
24	1	—	×	○	×	+	×	—	×	○	×	—	×	○	×	+	×	+	×		×
	2	+	×	—	×	○	×	+	×	—	×	—	×	—	×	○	×	+	×	+	×
	3	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×		×	—	×		×	○	×		×
36	1	—	×	○	×	+	×	—	×	○	×		×	○	×		×	±	×	○	×
	2	+	×	—	×	○	×	+	×	—	×	±	×		×	○	×		×	+	×
	3	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×		×	—	×	—	×	○	×	+	×
	4	—	×	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×		×	—	×		×	○	×
	5	+	×	—	×	○	×	+	×	—	×		×	+	×		×	—	×		×
48	1	—	×	○	×	+	×	—	×	○	×		×	○	×		×	+	×		×
	2	+	×	—	×	○	×	+	×	—	×	—	×	—	×	○	×	+	×	+	×
	3	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×		×	—	×		×	○	×		×
	4	—	×	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×		×	—	×	—	×	○	×
	5	+	×	—	×	○	×	+	×	—	×	+	×	+	×		×	—	×		×
	6	○	×	+	×	—	×	○	×	+	×	○	×		×	+	×		×	—	×
$p = 3$																					
Q_s	Tens of rotor slot number	Ones of rotor slot number Q_r																			
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9										
36	1			×		—		×			—					×		○			×
	2			+				×		+	×										×
	3	—		×				—			×		○		×		×			+	×
	4			×		+		×								×		—			×
	5					×		×		○	×										×
54	1			×		—		×								×		○			×
	2							×		○	×						○				×
	3	±		×							×		○		×						×
	4			×		+		×								×		—			×
	5			—				×		○	×					+					×
	6	+		×							×		—		×						×
	7			×		○		×							×		+				×
72	1			×		—		×								×		○			×
	2							×		+	×										×
	3	—		×				—			×		○		×					+	×
	4			×		+		×								×		—			×
	5							×		○	×										×
	6	+		×							×		—		×					—	×
	7			×		○		×			+				×		+				×
	8							×		—	×										×
	9	○		×								×	+		×						×

Fig. 1.17: Elenco delle possibili combinazioni del numero delle cave statore cave rotore per macchine a 2, 4, 6 poli. Il simbolo o indica problemi associati alle coppie di impuntamento in fase di avviamento, i simboli + e - indicano problemi di coppie armoniche rispettivamente a velocità di rotazione positiva e negativa (frenatura), il simbolo x indica problemi associati alle vibrazioni. Lo spazio bianco indica che non sono stati riscontrati problemi.

Quindi al variare dell'applicazione e dalle criticità esibite da quest'ultima è necessario scegliere la combinazione più adatta. Viceversa al crescere della polarità si hanno sempre più configurazioni non caratterizzate da problemi.

È buona norma non scendere mai al di sotto 3 - 4 cave polo fase per evitare di avere una forma d'onda di forza magnetomotrice che male approssima una sinusoide e quindi è caratterizzata da un elevato contenuto armonico. Tuttavia in alcuni casi, nelle applicazioni meno pregiate nelle quali il prezzo ridotto della macchina è il primo

obbiettivo da perseguire, è possibile ovviare a questa regola e quindi scendere al di sotto del numero di cave polo fase consigliato.

In tabella 1.12 viene riportata la variazione media percentuale delle masse del materiale conduttivo di statore al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.12: Variazione media percentuale delle masse del materiale conduttivo di statore al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	4.41	10.2	27.0	12.5	16.4

Massa gabbia rotorica: In figura 1.18 sono riportati gli andamenti della massa della gabbia di rotore in funzione dell'altezza d'asse. La massa della gabbia di rotore è ottenuta dalla somma delle barre di rotore e da quella dell'anello di rotore. Nelle macchine in esame la gabbia è realizzata in alluminio.

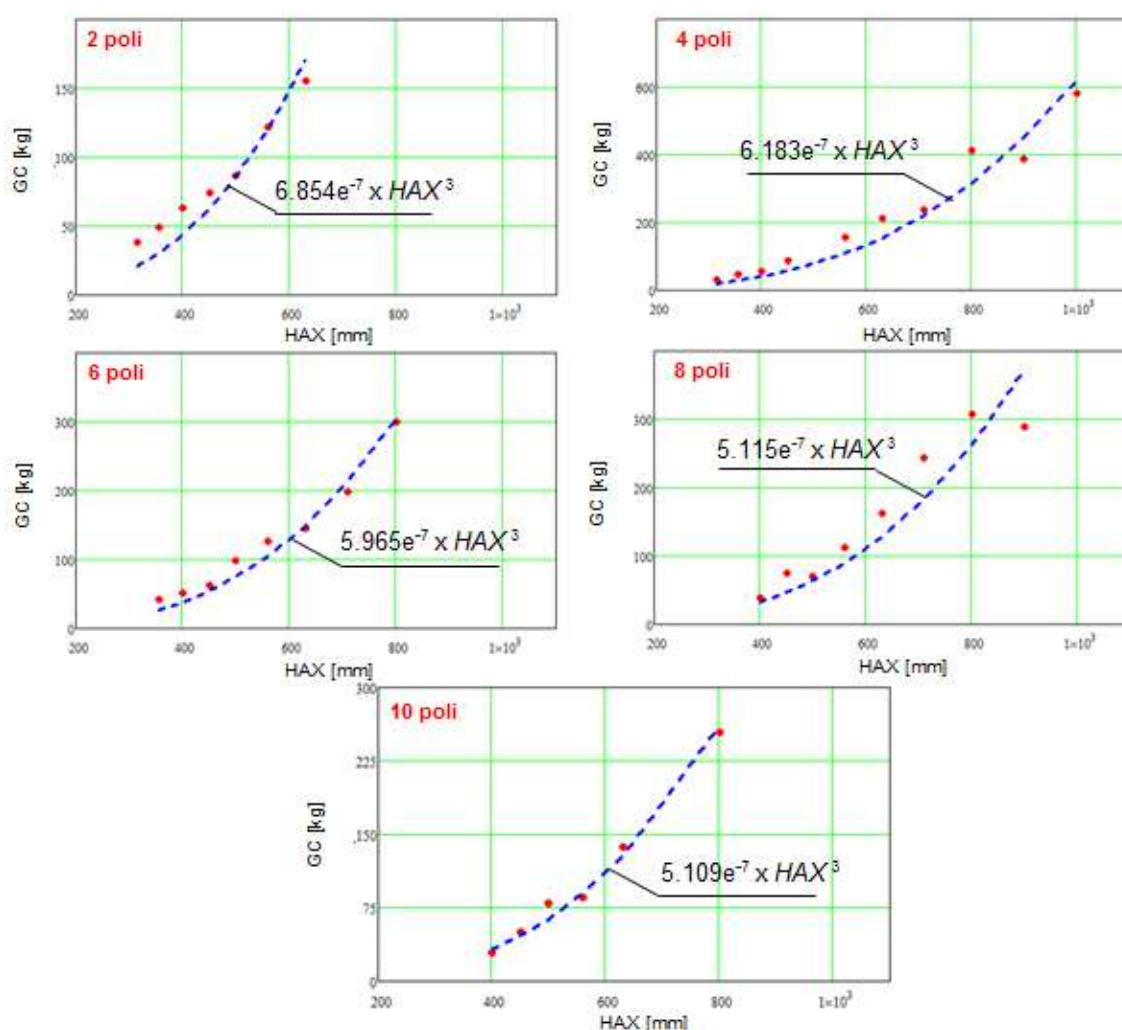


Fig. 1.18: Diagrammi della massa della gabbia di rotore in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Anche in questo caso con i punti rossi si indicano i valori delle grandezze appartenenti alle macchine del campione mentre con le linee tratteggiate gli andamenti ottenuti dalla relazione omotetica. Osservando i grafici riportati in figura 1.18 si può riscontrare una buona corrispondenza tra relazioni di omotetia ricavate e macchine appartenenti al campione. La dispersione che si osserva nel grafico è dovuta, oltre alle considerazioni fatte sulla scelta delle cave, alla massa dell'anello di cortocircuito la cui sezione varia in modo discreto seguendo uno standard industriale. In particolare le macchine a 2 poli prevedono una sezione minima d'anello oltre la quale non si scende per ragioni costruttive.

In tabella 1.13 viene riportata la variazione media percentuale della massa della gabbia rotorica al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.13: Variazione media percentuale della massa della gabbia rotorica al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	20.1	25.6	16.2	21.3	8.62

Massa albero: In figura 1.19 è riportato l'andamento della massa dell'albero al variare dell'altezza d'asse di macchina.

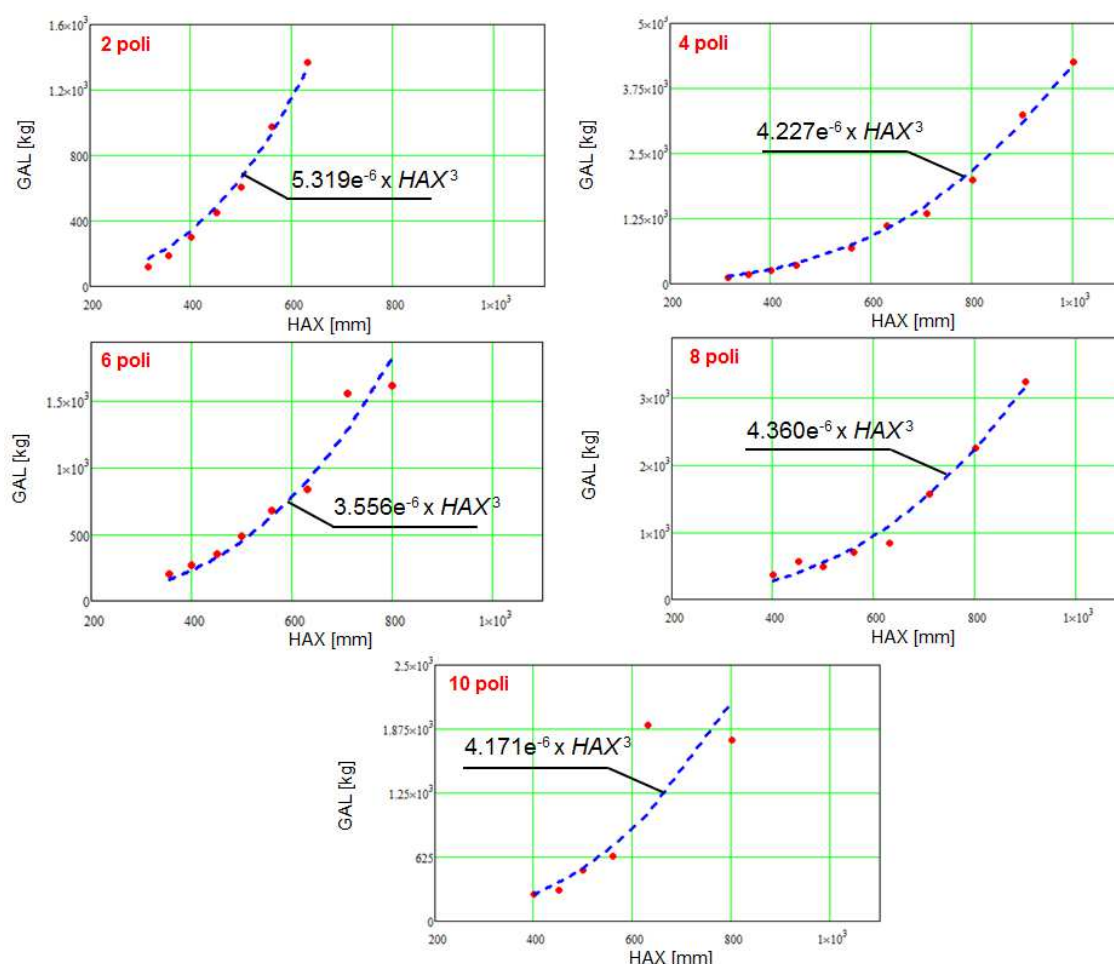


Fig. 1.19: Diagrammi della massa dell'albero di rotore in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Nel grafico sono riportati con i punti rossi gli andamenti derivati dal campione e in blu la caratteristica derivata dal criterio di omotetia. Dalla figura 1.19 si osserva che vi è una buona corrispondenza dei due andamenti. La sezione dell'albero di macchina è fortemente correlata alla coppia che essa deve erogare o sostenere. È evidente che al crescere della coppia è necessario crescere con la sezione dell'albero e conseguentemente la sua massa aumenterà.

In tabella 1.14 viene riportata la variazione media percentuale della massa dell'albero al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.14: Variazione media percentuale della massa dell'albero al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	14.9	10.2	27.0	12.5	16.4

Massa carcassa: In figura 1.20 viene riportato l'andamento della massa della carcassa in funzione dell'altezza d'asse. Con i punti rossi vengono rappresentati i valori ottenuti dal campione mentre con la linea tratteggiata blu la caratteristica derivata dal criterio per omotetia.

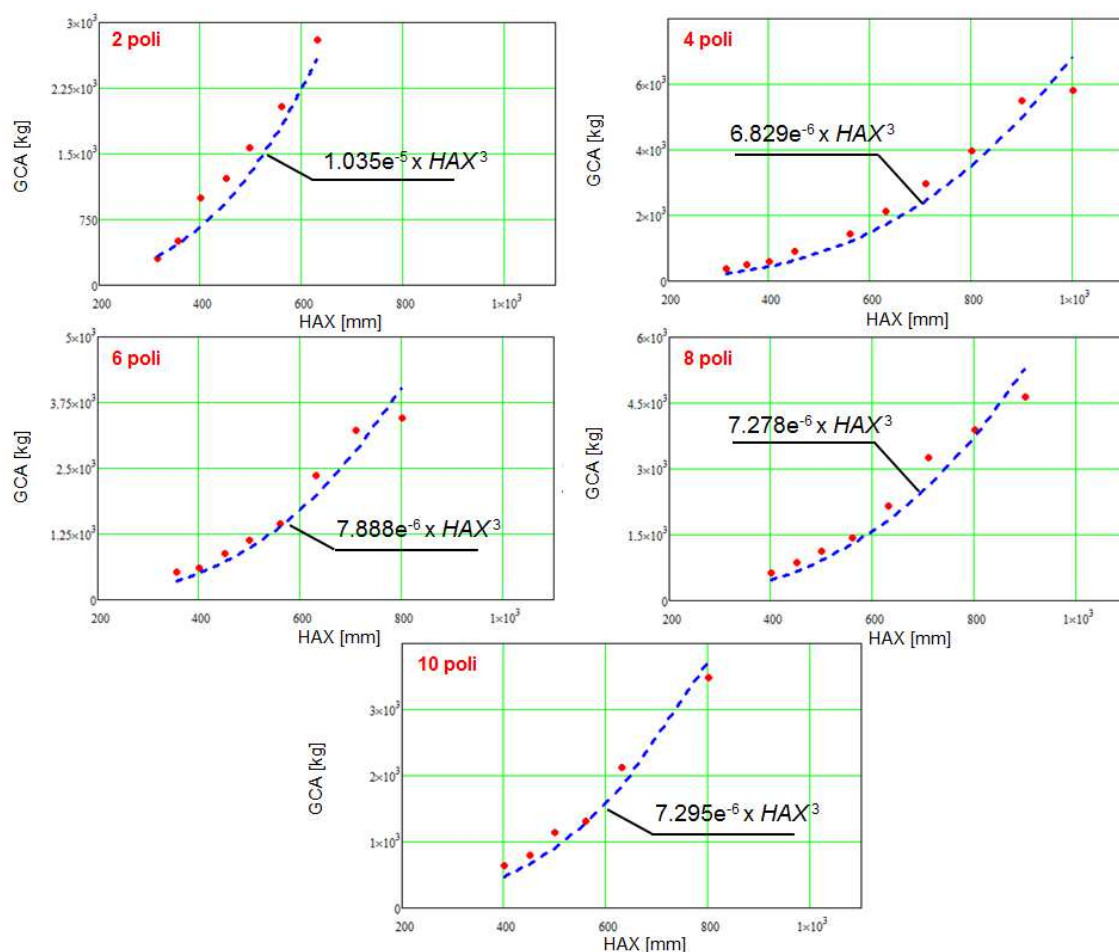


Fig. 1.20: Diagrammi della massa della carcassa in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

Come nei casi precedenti si riscontra una buona corrispondenza dei due andamenti (Tab. 1.15). La dispersione dei dati sperimentali è associata al salto taglia delle carcassa che è standardizzato e studiato al fine di ridurre il suo costo di approvvigionamento e l'onore di calcolo a carico dell'ingegneria costruttiva.

Tab. 1.15: Variazione media percentuale della massa della carcassa al variare dell'altezza d'asse.

<i>Polarità</i>	<i>2</i>	<i>4</i>	<i>6</i>	<i>8</i>	<i>10</i>
<i>Variazione media percentuale [%]</i>	11.1	26.1	16.3	16.8	14.9

Massa scambiatore di calore: Lo scambiatore di calore è un elemento strettamente legato alle scelte operate in fase di progettazione, e la sua massa relativa dipende da molteplici fattori, alcuni dei quali non strettamente di natura tecnica.

Di seguito vengono elencati i principali fattori che influenzano le dimensioni dello scambiatore:

- Superficie necessaria per lo scambio termico al fine di dissipare le perdite prodotte
- Temperatura e velocità del fluido di raffreddamento
- Vincoli dimensionali forniti da costruttore
- Vincoli di natura commerciale imposti dall'ufficio acquisti al fine di standardizzare le acquisizioni e ridurre l'impatto del costo approvvigionamenti del materiale sul prezzo totale della macchina. Standardizzando alcuni componenti è possibile ridurre le ore di ingegneria spese per ogni progetto con un ulteriore vantaggio economico

In figura 1.21 sono riportati i valori ottenuti ricavati dai campioni identificati con i punti e rossi e l'andamento determinato in via teorica rappresentato con una linea tratteggiata blu. Si può notare che nonostante non vi sia una piena sovrapposizione dei due andamenti la funzione omotetica approssima in modo accettabile i dati reali.

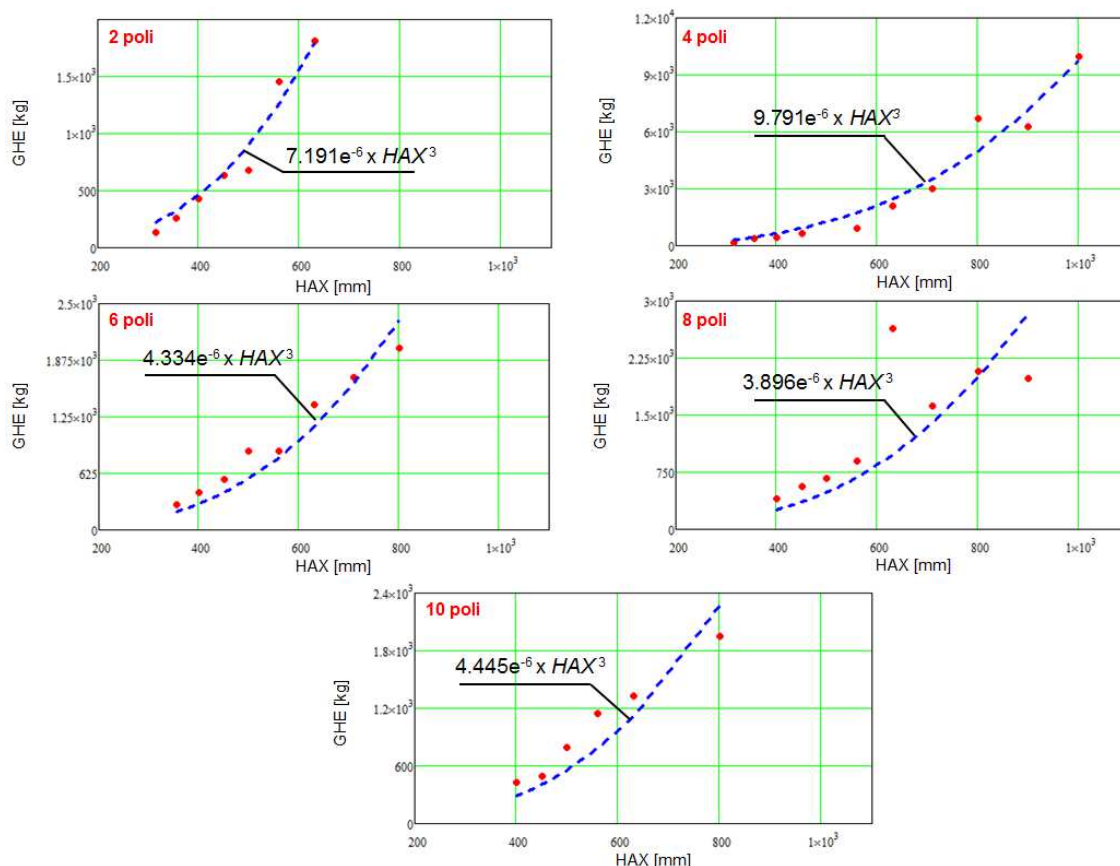


Fig. 1.21: Diagrammi della massa dello scambiatore in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

In tabella 1.16 viene riportata la variazione media percentuale della massa dell'albero al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.16: Variazione media percentuale della massa della carcassa al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	8.32	10.3	15.3	16.7	17.9

Massa complessiva: È l'ultimo dato analizzato in merito alle masse ed è pari alla somma di tutti i contributi visti in precedenza. In figura 1.22 vengono riportati gli andamenti dei campioni analizzati, punti rossi, e quello dell'andamento definito attraverso il criterio di omotetia, curva tratteggiata in blu. Le due caratteristiche hanno una buona corrispondenza. Si osserva che la massa complessiva è un fattore importante per il cliente.

Dalla figura 1.22 si riscontra, a parità di altezza d'asse, che all'aumentare della polarità la massa diminuisce. Questo è giustificabile perché maggiore è la polarità minori saranno le dimensioni dei giochi rotorici e statorici e quindi le loro masse. Al crescere della polarità cresce il volume ma è un volume caratterizzato da un peso specifico minore (minore volume delle parti attive).

La massa complessiva può essere un vincolo non trascurabile a causa dei limiti sulla movimentazione e sul trasporto. Oltre ai vincoli esposti potrebbero sussistere ulteriori vincoli di carattere strutturale nella sede in cui deve essere installata la macchina. Avere una stima immediata e di massima della macchina può guidare fin dalle prime fasi l'evoluzione del progetto. Se la massa della macchina risulta eccessiva o prossima al limite imposto è necessario procedere fin da subito ad una progettazione di dettaglio.

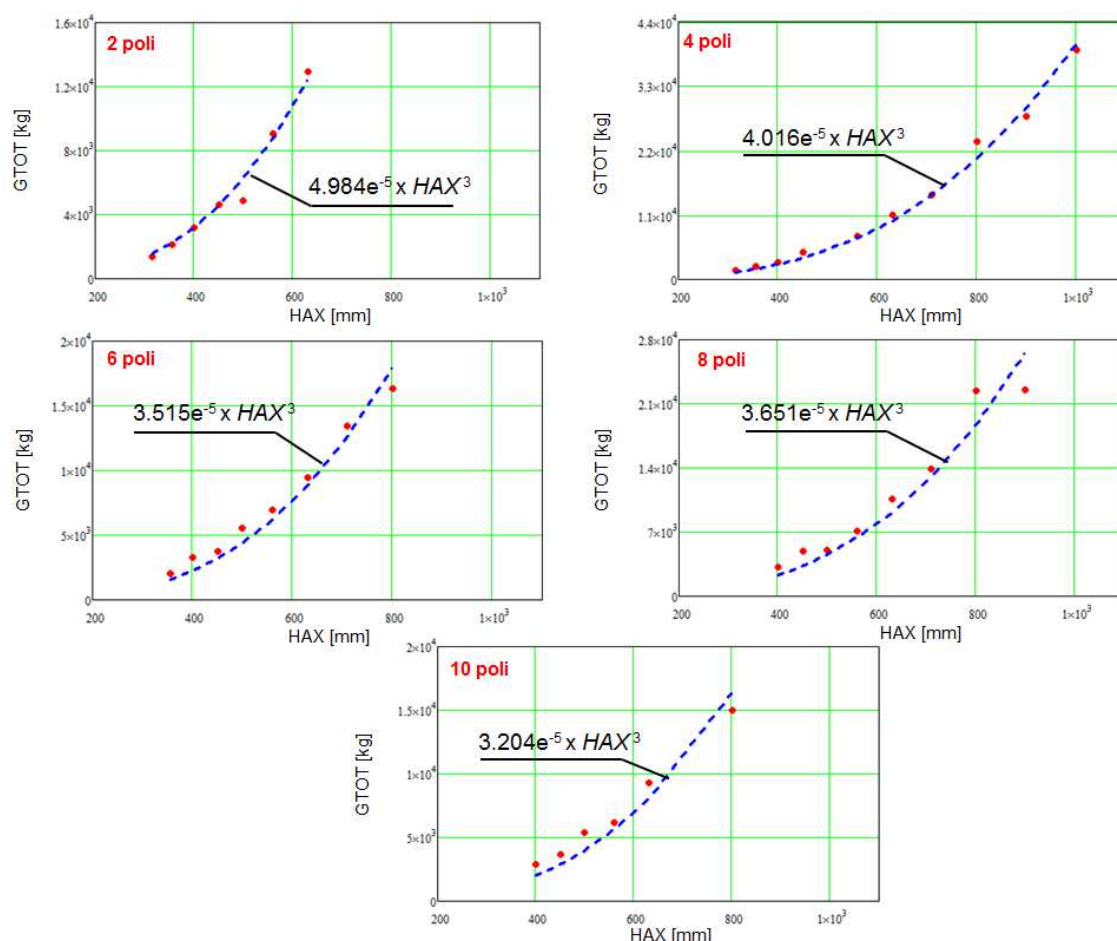


Fig. 1.22: Diagrammi della massa complessiva in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano le macchine appartenenti al campione, le righe tratteggiate in blu identificano l'andamento derivante dal criterio di omotetia.

In tabella 1.17 viene riportata la variazione media percentuale della massa totale al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.17: Variazione media percentuale della massa totale al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	21.3	36.5	20.4	31.2	25.6

Carico termico in cava e carico termico al traferro: In figura 1.23 viene verificata l'ipotesi di costanza del carico elettrico in cava e al traferro. In rosso viene rappresentato il carico elettrico in cava mentre in blu viene rappresentato il carico elettrico al traferro.

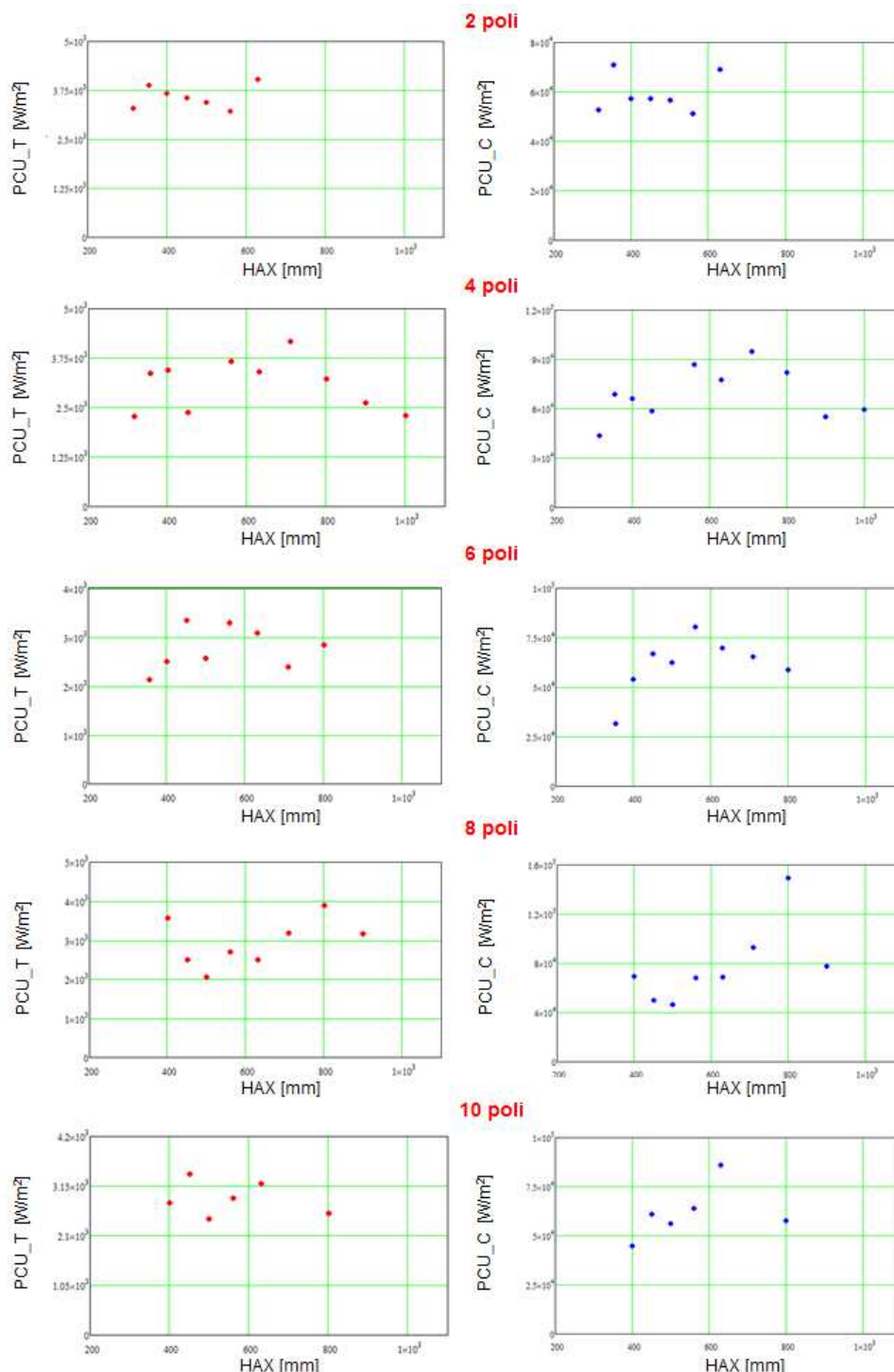


Fig. 1.23: Diagrammi del carico termico in cava e al traferro in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano il carico elettrico in cava mentre i punti blu rappresentano il carico termico al traferro.

La dispersione dei valori è associata al ΔT a cui la macchina si porta in condizioni nominali di funzionamento. Infatti in Classe B il ΔT medio della macchina in condizioni di funzionamento nominali è pari a 80 K. Si ricorda che una delle condizioni principali per applicare efficacemente il criterio di omotetia è che tutte le macchine del campione abbiano il medesimo ΔT . Tuttavia a causa di vincoli imposti dal cliente, di quelli costruttivi e realizzativi e delle garanzie da fornire al cliente su alcune delle macchine del campione vi sono dei margini di temperatura maggiori rispetto a quelli previsti dalla normativa.

Densità di corrente: In figura 1.24 è riportato l'andamento della densità di corrente in funzione dell'altezza d'asse, con i punti rossi sono rappresentati i valori calcolati dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento ottenuto tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti. La dispersione è da attribuire alla variazione del carico termico specifico in cava e al traferro precedentemente discussa. Infatti l'ipotesi fondamentale per definire la variazione della densità di corrente in ragione di $\sqrt{HAX}$ è la costanza del carico termico specifico (1.21).

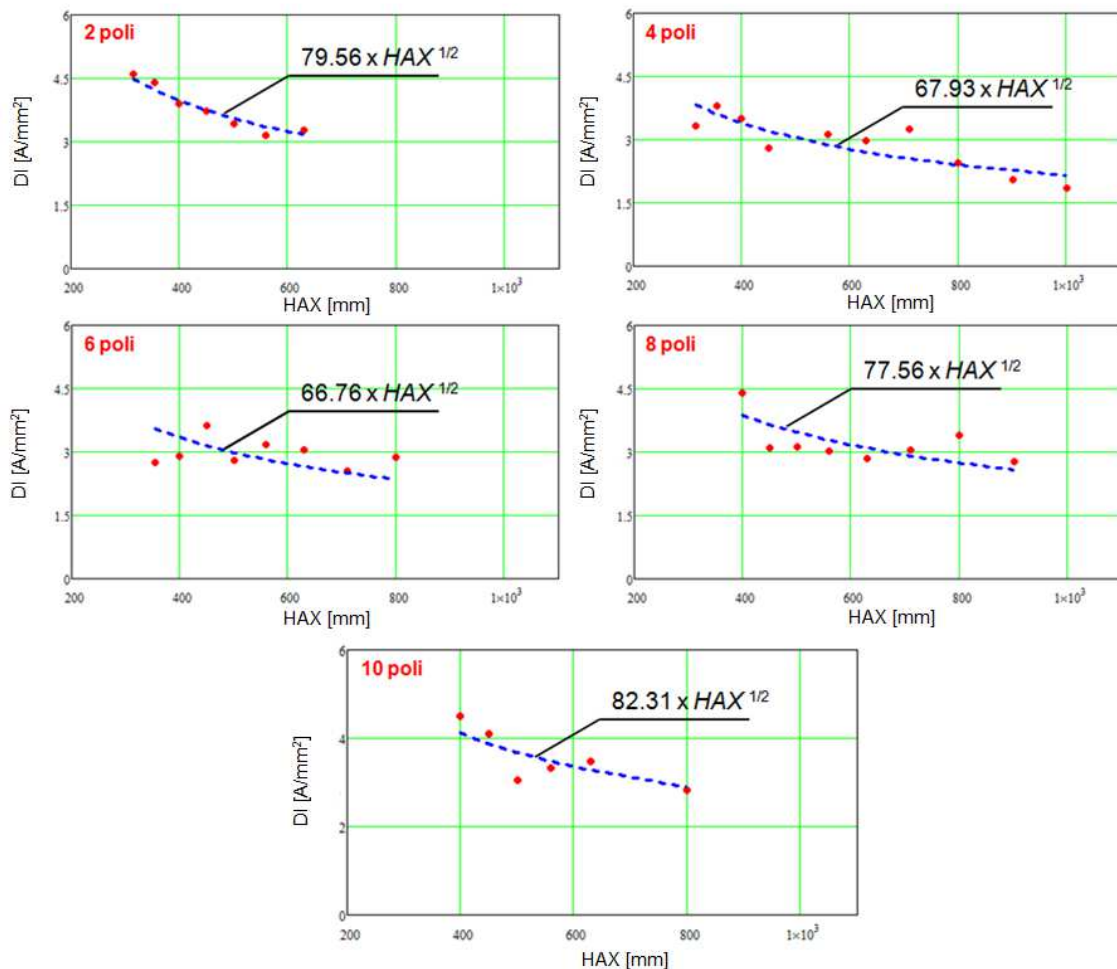


Fig. 1.24: Diagrammi della densità di corrente in funzione dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.18 viene riportata la variazione media percentuale della densità di corrente al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.18: Variazione media percentuale della densità di corrente al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	3.21	10.2	13.3	11.0	7.96

Carico elettrico (densità lineare di corrente): In figura 1.25 viene confrontato l'andamento del carico elettrico in cava in funzione dell'altezza d'asse della macchina stimato attraverso il metodo per omotetia, linea tratteggiata in blu, con quello ottenuto dalle macchine del campione, punti rossi. Si osserva una buona corrispondenza degli andamenti. La dispersione dei valori è giustificabile per la diversa densità di corrente che caratterizza le macchine del campione le cui variazioni sono associate alla variazione del carico termico specifico in cava e al traferro discusse precedentemente.

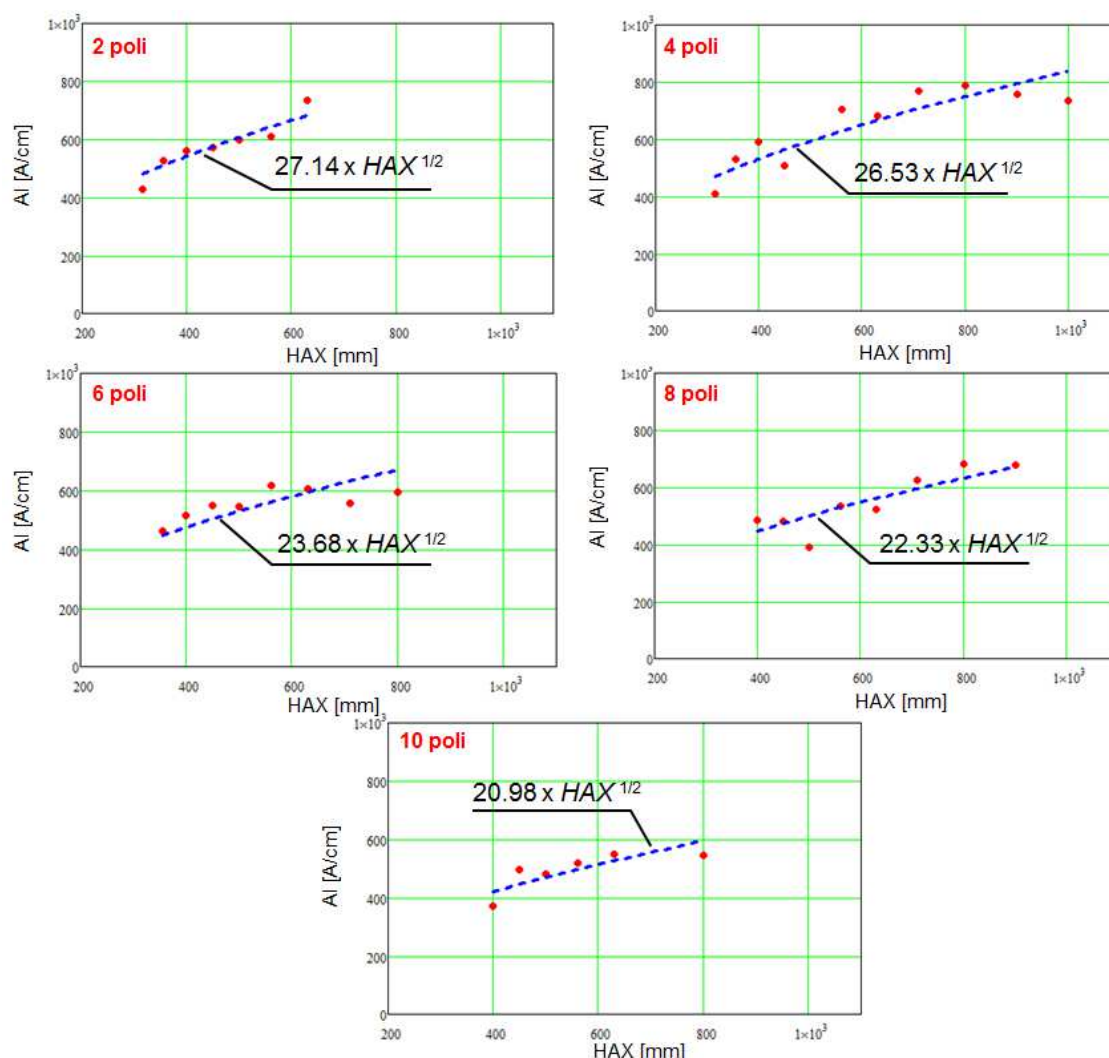


Fig. 1.25: Diagrammi del carico elettrico lineare in funzione dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.19 viene riportata la variazione media percentuale del carico elettrico al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.19: Variazione media percentuale del carico elettrico al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	4.91	8.71	7.54	7.32	7.21

Induzione massima al traferro: È stata verificata la costanza dell'induzione massima al traferro che identifica uno sfruttamento omogeneo del circuito magnetico. In figura 1.26 viene riportato l'andamento dell'induzione massima al traferro in funzione dell'altezza d'asse per le varie polarità che costituiscono il campione.

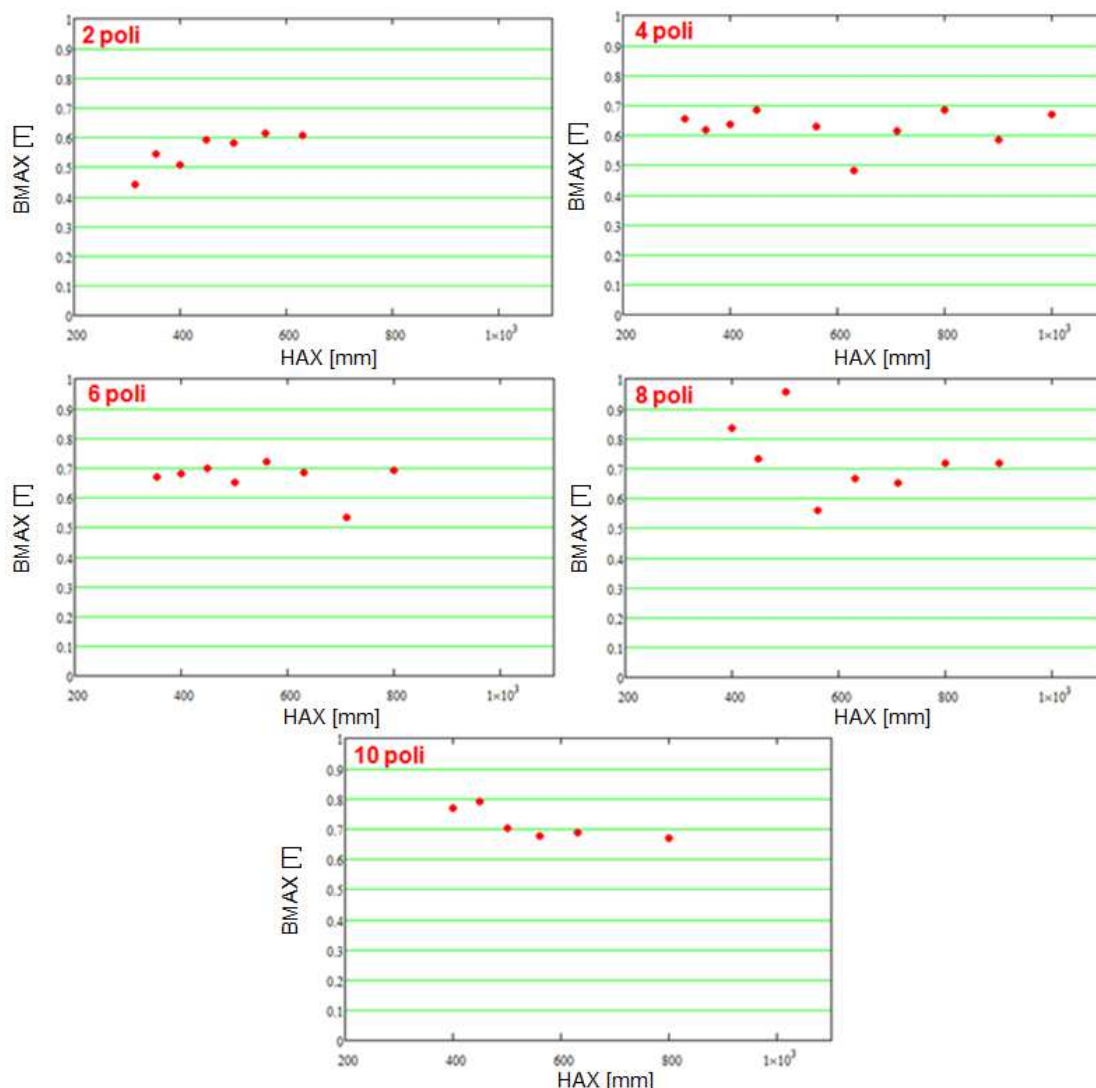


Fig. 1.26: Diagrammi dell'induzione massima al traferro in funzione dell'altezza d'asse HAX.

Dai grafici si può concludere che il valore si mantiene sufficientemente costante al variare dell'altezza d'asse. La dispersione che per alcune polarità si osserva, in particolare per l'8 poli, è associata prevalentemente a dei limiti imposti sulla corrente di spunto della macchina. Quando vengono richieste basse correnti di spunto la soluzione

più comune e rapida è quella di aumentare la reattanza di macchina, a tal fine viene solitamente aumentato il numero di spire bobina. L'aumento delle spire bobina comporta, a parità di flusso concatenato, una riduzione dell'induzione massima al traferro.

Un'ulteriore considerazione che nasce dall'osservazione dei grafici è che al crescere della polarità vi è una tendenza a crescere dell'induzione massima al traferro. Questo è giustificabile perché per mantenere il flusso concatenato per polo costante avendo un passo polare minore e maggiori dispersioni è necessario aumentare l'induzione al traferro. Si osserva inoltre che le macchine a due poli sono caratterizzate da un'induzione leggermente minore.

Le macchine a due poli sono soggette, a causa del loro squilibrio strutturale, a problemi di vibrazioni. Le vibrazioni sono associate alla pressione magnetica che si sviluppa sulla superficie interna dello statore e alle forze che ne derivano. Tali forze sono quindi direttamente associate all'ampiezza dell'induzione magnetica [7] e per limitarle si sceglie generalmente di contenere l'ampiezza dell'induzione al traferro al di sotto del limite precedentemente esposto.

Coefficiente di utilizzazione: Il coefficiente di utilizzazione [4] è un parametro che spesso viene utilizzato nelle fasi iniziali del dimensionamento e definisce la densità di coppia di una macchina elettrica. Tale coefficiente risulta essere proporzionale all'induzione massima al traferro e al carico elettrico:

$$CU \propto k \cdot AI \cdot B_M \quad (1.49)$$

Il coefficiente di utilizzazione può essere inoltre definito come:

$$CU \propto DC = \frac{C_N}{V_T} \quad (1.50)$$

Dove DC identifica la densità di coppia.

In figura 1.27 viene riportato il grafico del coefficiente di utilizzazione in funzione del passo polare esposto in letteratura [5]

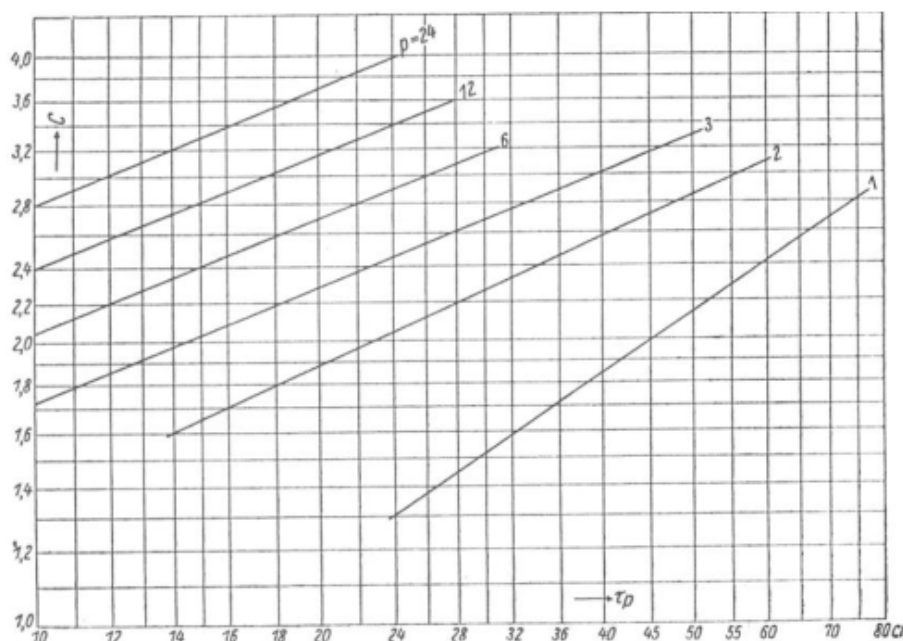


Fig. 1.27: Andamento del coefficiente di utilizzazione al variare del passo polare.

Nei grafici riportati in figura 1.28 viene confrontato il valore del coefficiente di utilizzazione in funzione dell'altezza e del passo polare. Nei grafici di destra viene valutato l'andamento di CU in funzione dell'altezza d'asse, con la linea tratteggiata blu è rappresentato l'andamento ottenuto con il criterio di omotetia mentre con i punti rossi è rappresentato l'andamento di CU calcolato dai campioni. Nelle figure di sinistra viene confrontato l'andamento del CU ottenuto dallo studio riportato con la caratteristica tratteggiata blu e viene confrontato con i dati ottenuti dalla letteratura (Fig.1.26) raffigurati con la caratteristica tratteggiata in nero.

Dai grafici esposti in figura 1.28 si può riscontrare una buona corrispondenza degli andamenti del coefficiente di utilizzazione ottenuti dal campione e della caratteristica omotetica in funzione dell'altezza d'asse e in funzione del passo polare.

Osservando i grafici in cui il CU viene rappresentato in funzione del passo polare e facendo riferimento al confronto tra caratteristica omotetica e andamento riportato in letteratura si osserva che le macchine analizzate hanno, per tutte le polarità, un CU maggiore e quindi una densità di coppia superiore.

Personalmente ritengo che i valori maggiori del coefficiente di coppia siano dovuti alla fonte degli andamenti di letteratura [5] la cui prima edizione risale al 1934. Le caratteristiche riportate nel testo sono state ottenute sulla base di macchine elettriche realizzate con tecnologie del secolo scorso e quindi probabilmente meno performanti.

Le principali cause, a mio avviso, che hanno consentito di aumentare la densità di coppia delle macchine elettriche sono associate al materiale ferromagnetico di statore e rotore che oggi è caratterizzato da spessori di laminazione e da cifre di perdite minori rispetto al passato; dal sistema di isolamento che oggi è caratterizzato da rigidità dielettriche più elevate e resistenze termiche inferiori; dalla migliorata efficienza del sistema di raffreddamento ed infine, non ritengo trascurabile, la spinta odierna nello sfruttare al meglio i materiali impiegati nella costruzione imposta da un mercato più competitivo rispetto al passato.

Concludo questa valutazione di carattere personale ponendo l'accento su un altro aspetto che contribuisce probabilmente ad aumentare la densità di coppia delle macchine odiernamente costruite ovvero lo scopo del dimensionamento. Oggi la macchina viene progettata al fine di minimizzare i costi garantendo un periodo di vita definito nel quale l'imprenditore finirà di ammortare la macchina o il sistema e, dopo il quale, sarà pronto ad investire su una possibile nuova tecnologia o semplicemente su un sistema più efficiente. Questo implica uno sfruttamento sistematico dei materiali e un periodo di vita più o meno definito della macchina oltre al quale non vi è l'interesse a spingersi. All'inizio del secolo non era sviluppata ancora una scientifica organizzazione degli investimenti e dell'ammortamento degli impianti e le macchine venivano progettate con ampi margini di sicurezza al fine di garantire una vita il più lunga possibile.

In tabella 1.20 viene riportata la variazione media percentuale per il coefficiente di utilizzazione al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.20: Variazione media percentuale del coefficiente di utilizzazione al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	23.6	21.4	18.1	23.6	21.4

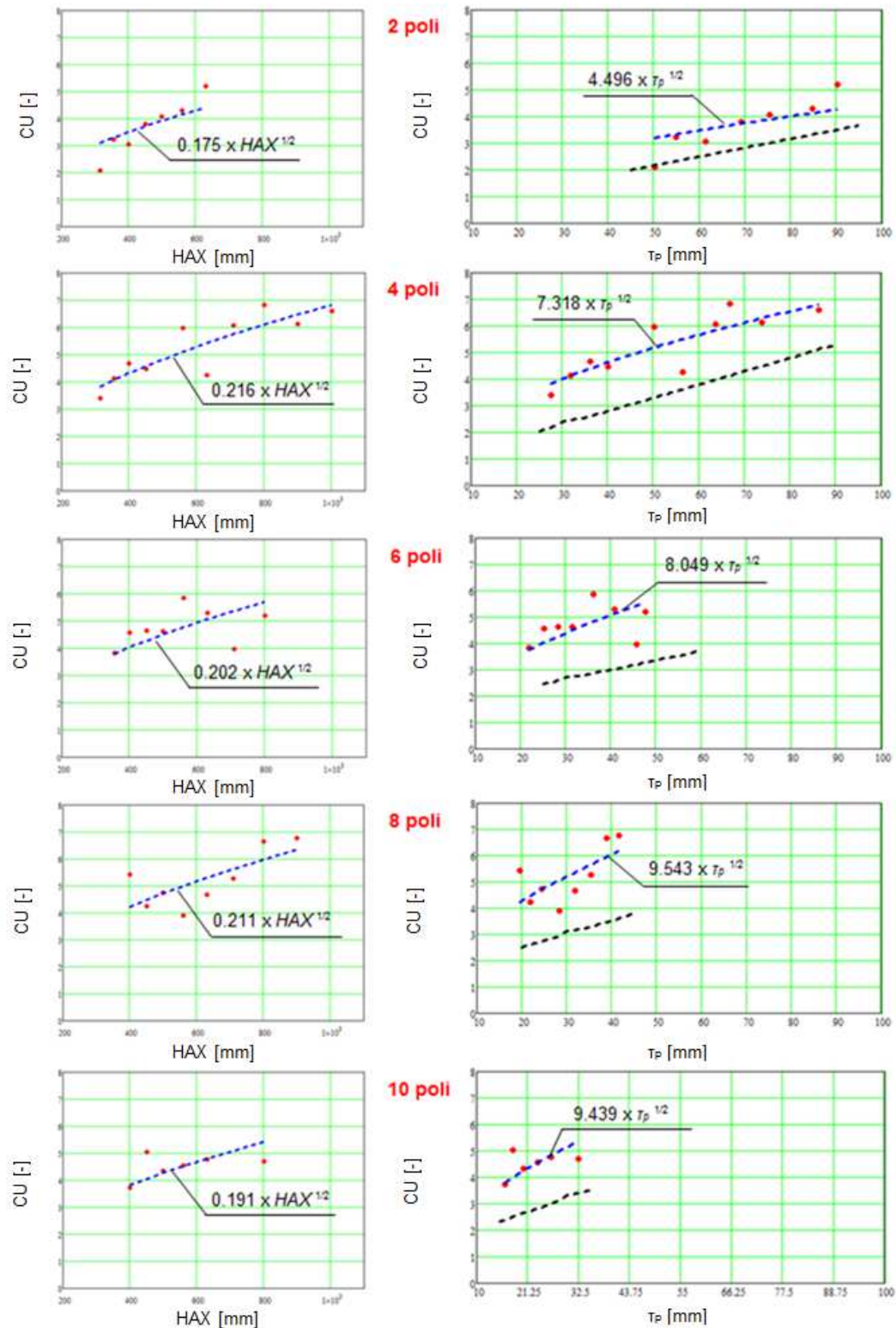


Fig. 1.28: Andamento del coefficiente di utilizzazione al variare dell'altezza d'asse HAX riportati nella colonna di sinistra e al variare del passo polare nella colonna di destra. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione, la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia e la linea tratteggiata nera rappresenta i valori ricavati dalla letteratura.

Coppia nominale: Dai grafici esposti in figura 1.29 si può riscontrare una buona corrispondenza degli andamenti della coppia nominale ottenuti dal campione, punti rossi, e della caratteristica omotetica, linea tratteggiata blu, in funzione dell'altezza d'asse. La dispersione dei valori risulta contenuta per tutte le polarità. Gli andamenti di seguito riportati sono strettamente correlati a quelli riportati in figura 1.12 e sono da essi deducibili.

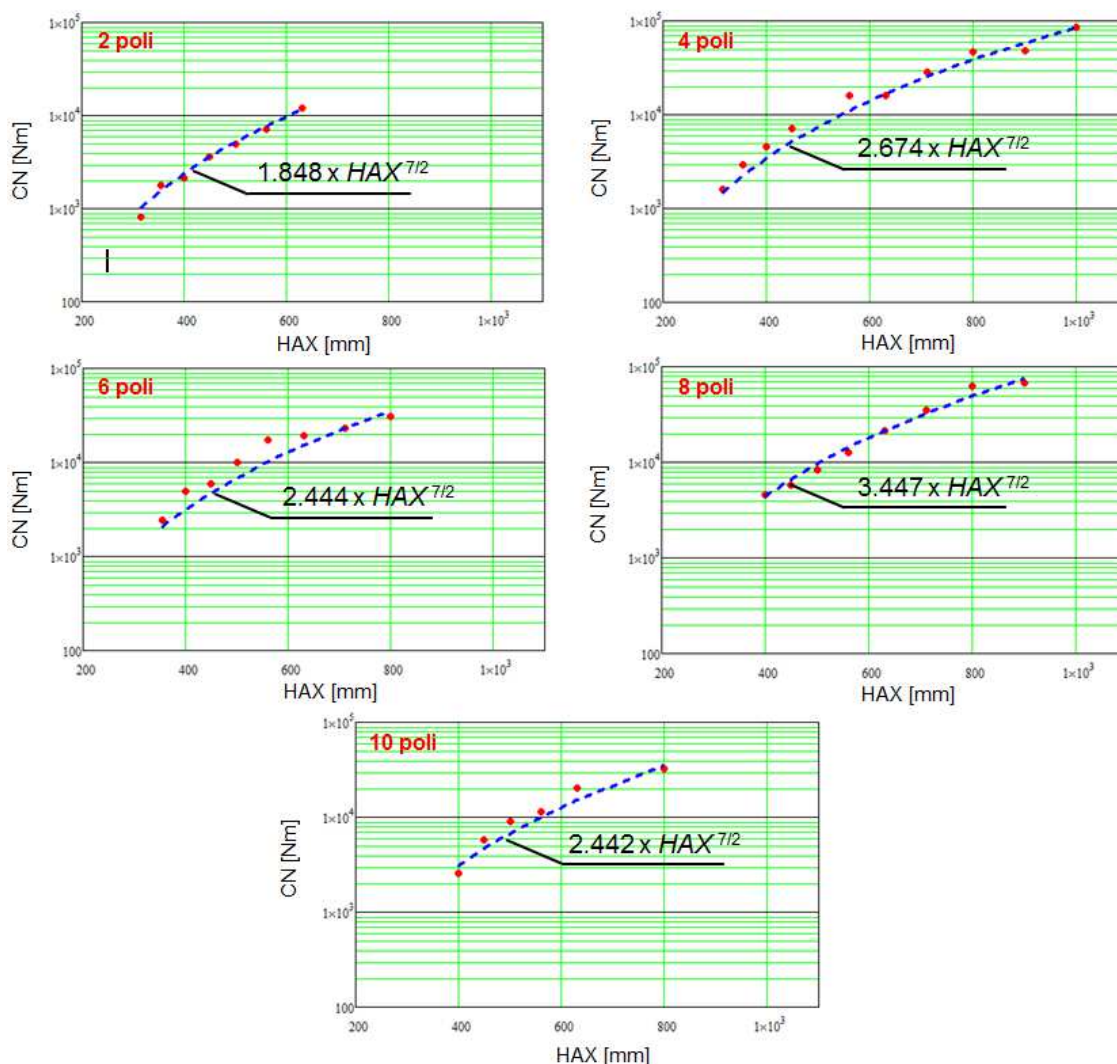


Fig. 1.29: Andamento della coppia nominale al variare dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.21 viene riportata la variazione media percentuale per la coppia nominale al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.21: Variazione media percentuale della coppia nominale al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	9.88	16.7	22.8	10.8	18.27

Scorrimento nominale: In figura 1.30 è riportato l'andamento dello scorrimento nominale in funzione dell'altezza d'asse, con i punti rossi sono rappresentati i valori calcolati dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento ottenuto tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti per tutte le polarità. Dai grafici è evidente la riduzione, descritta dall'equazione 1.33, dello scorrimento all'aumentare delle dimensioni delle macchina.

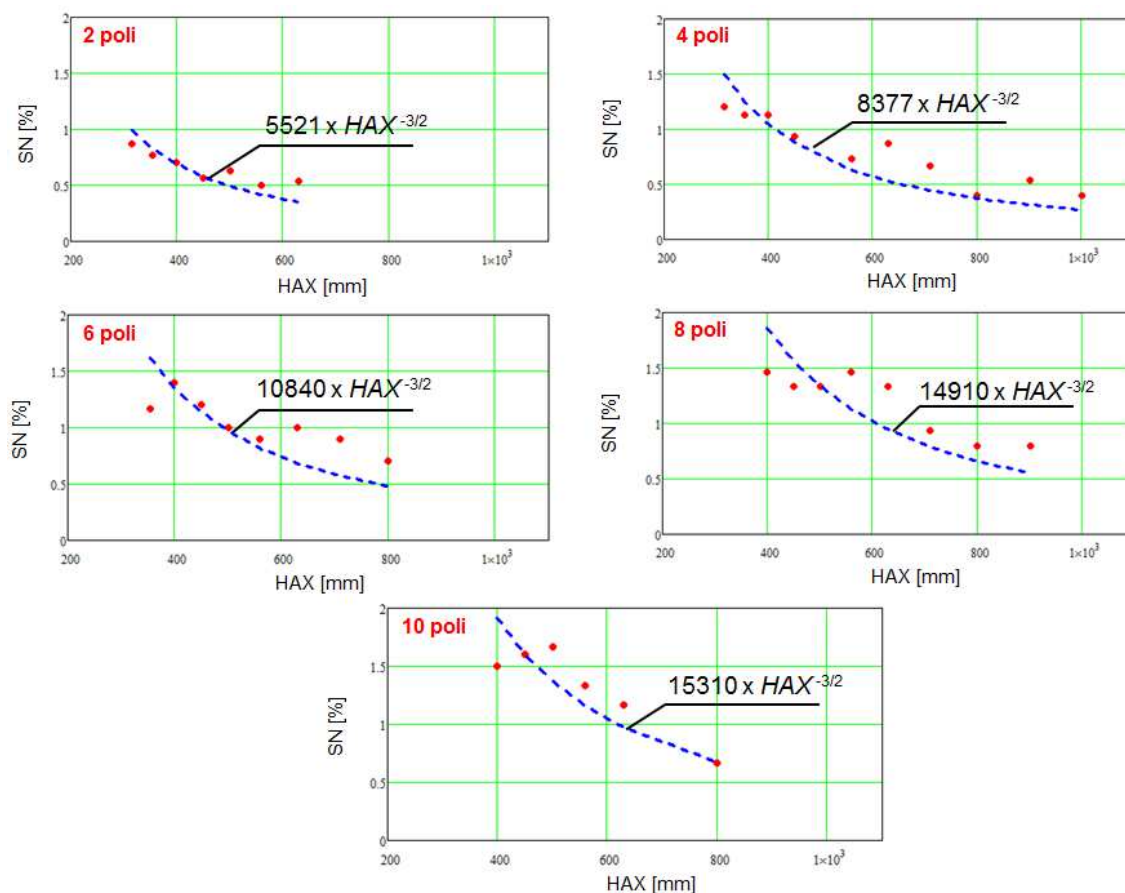


Fig. 1.30: Andamento dello scorrimento nominale al variare dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.22 viene riportata la variazione media percentuale per lo scorrimento al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.22: Variazione media percentuale dello scorrimento al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	14.0	21.7	19.8	20.1	12.9

Perdite nel rame: In figura 1.31 è riportato l'andamento delle perdite Joule complessive nel punto di funzionamento nominale in funzione dell'altezza d'asse, con i punti rossi sono rappresentati i valori calcolati dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento ottenuto tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti per tutte le polarità.

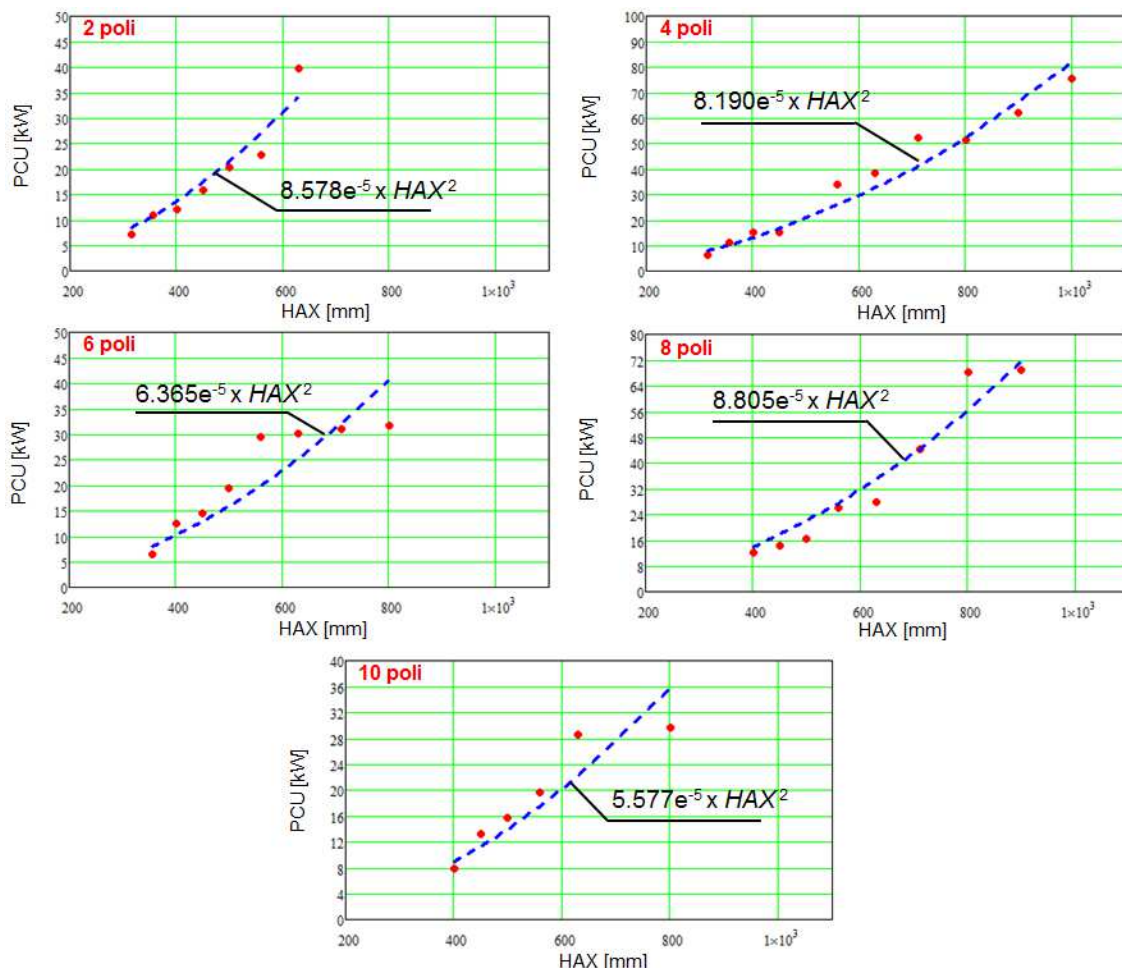


Fig. 1.31: Andamento delle perdite Joule complessive al variare dell'altezza d'asse HAX . I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.23 viene riportata la variazione media percentuale per le perdite per effetto Joule complessive di macchina al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.23: Variazione media percentuale delle perdite per effetto Joule complessive di macchina al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	11.8	13.8	19.2	15.7	15.6

Perdite nel ferro: In figura 1.32 è riportato l'andamento delle perdite nel ferro in funzione dell'altezza d'asse, con i punti rossi sono rappresentati i valori calcolati dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento ottenuto tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti per tutte le polarità.

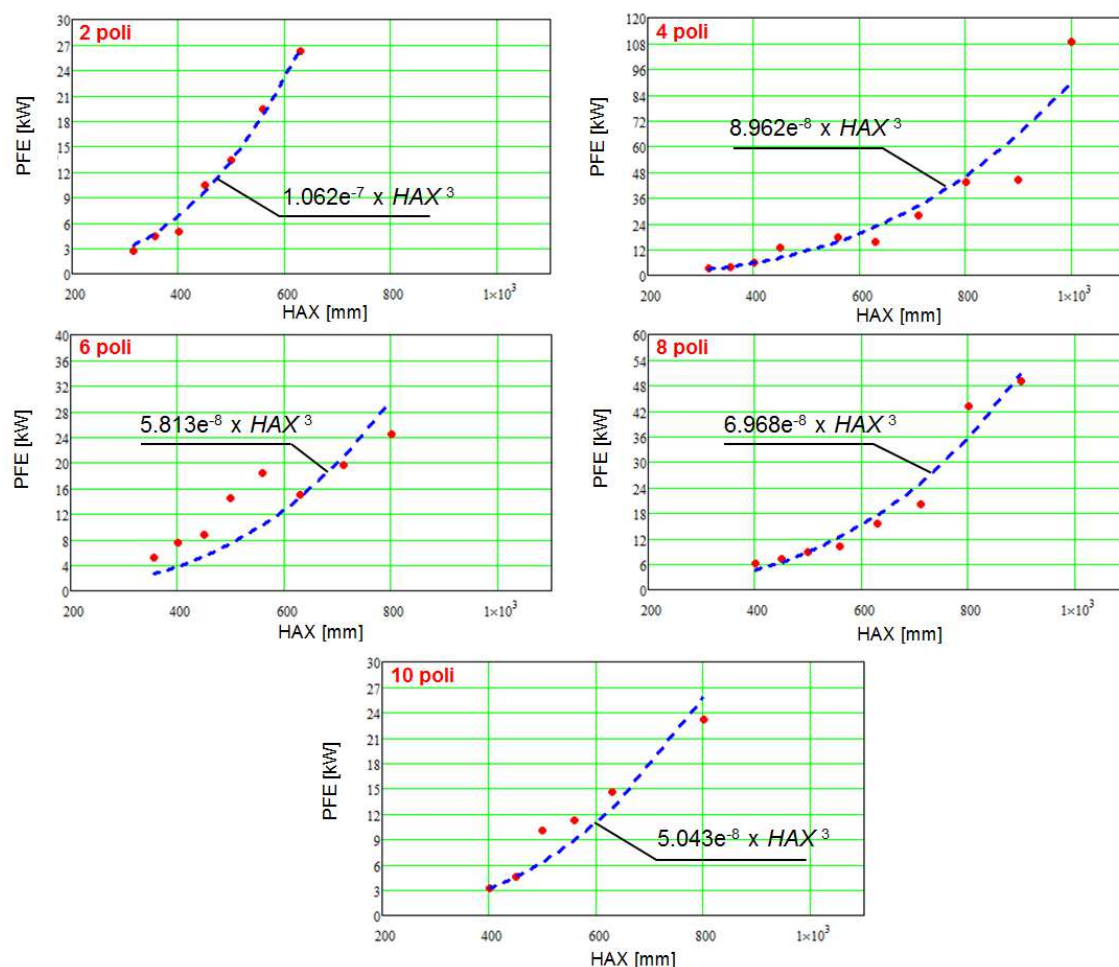


Fig. 1.32: Andamento delle perdite nel ferro complessive al variare dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.24 viene riportata la variazione media percentuale per le perdite nel ferro di macchina al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.24: Variazione media percentuale delle perdite nel ferro di macchina al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale [%]	11.7	21.7	33.0	15.0	14.6

Traferro: In figura 1.33 è riportato l'andamento del traferro in funzione dell'altezza d'asse, con i punti rossi sono rappresentati i valori ottenuti dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento calcolato tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti per tutte le polarità.

Come si può notare dalla figura 1.33 si ha che al crescere della polarità decresce il traferro. La ragione di questa decrescita è associata, come precedentemente citato, a ragioni di tipo elettromagnetico, termofluidico e meccanico.

È evidente che al crescere della polarità la velocità decresce e quindi l'efficacia dello smaltimento del calore attraverso la superficie di traferro è minore. Inoltre al crescere della polarità riducendo il traferro è possibile attenuare gli effetti della dispersione di flusso che è maggiore per le alte polarità.

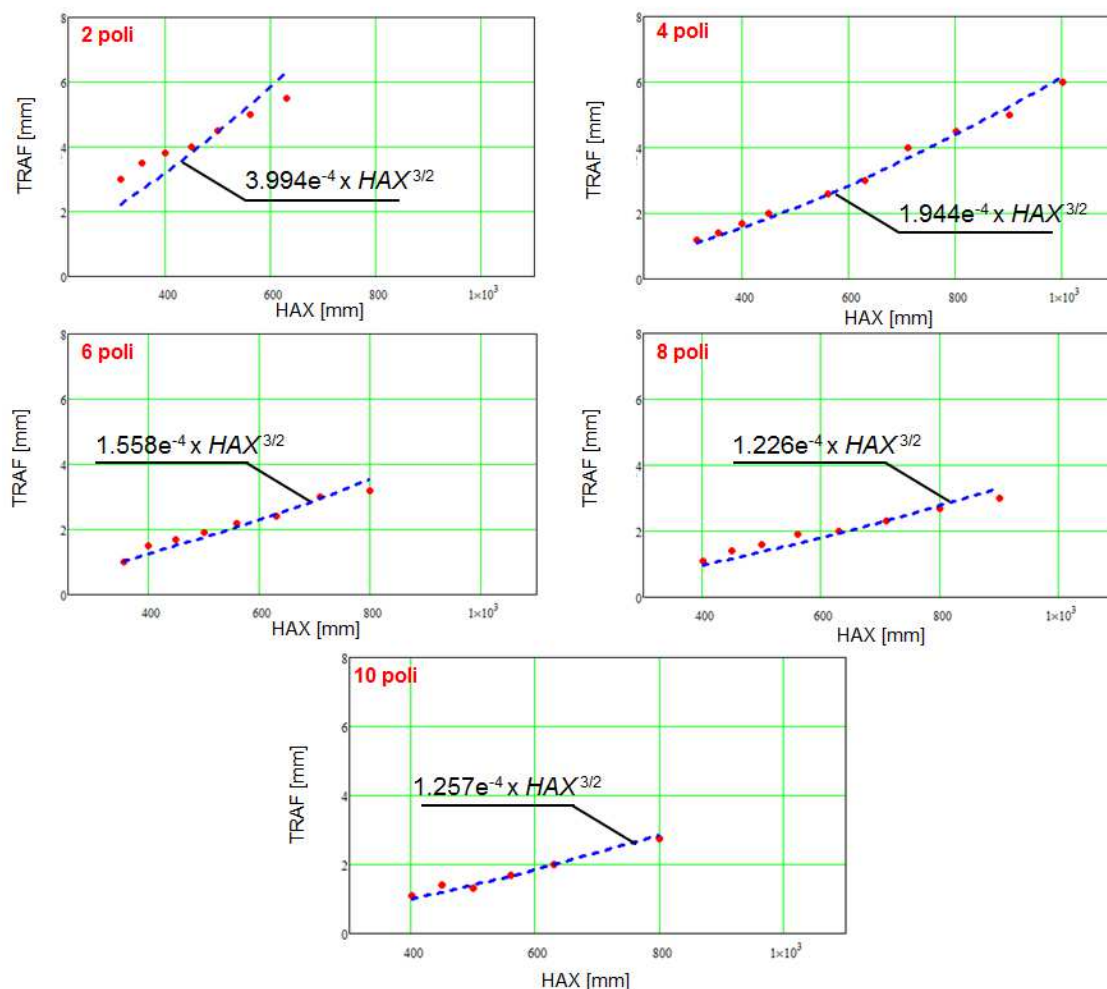


Fig. 1.33: Andamento del traferro al variare dell'altezza d'asse HAX. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella. 1.25 viene riportata la variazione media percentuale del traferro al variare dell'altezza d'asse.

Tab. 1.25: Variazione media percentuale delle perdite nel ferro di macchina al variare dell'altezza d'asse.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale	13.06	5.34	7.84	9.14	6.17

Coppia in funzione della massa: In figura 1.34 è riportato l'andamento della coppia nominale in funzione della massa, con i punti rossi sono rappresentati i valori calcolati dal campione, mentre con la linea tratteggiata blu è riportato l'andamento ottenuto tramite il criterio di omotetia. Si osserva una buona corrispondenza dei due andamenti per tutte le polarità.

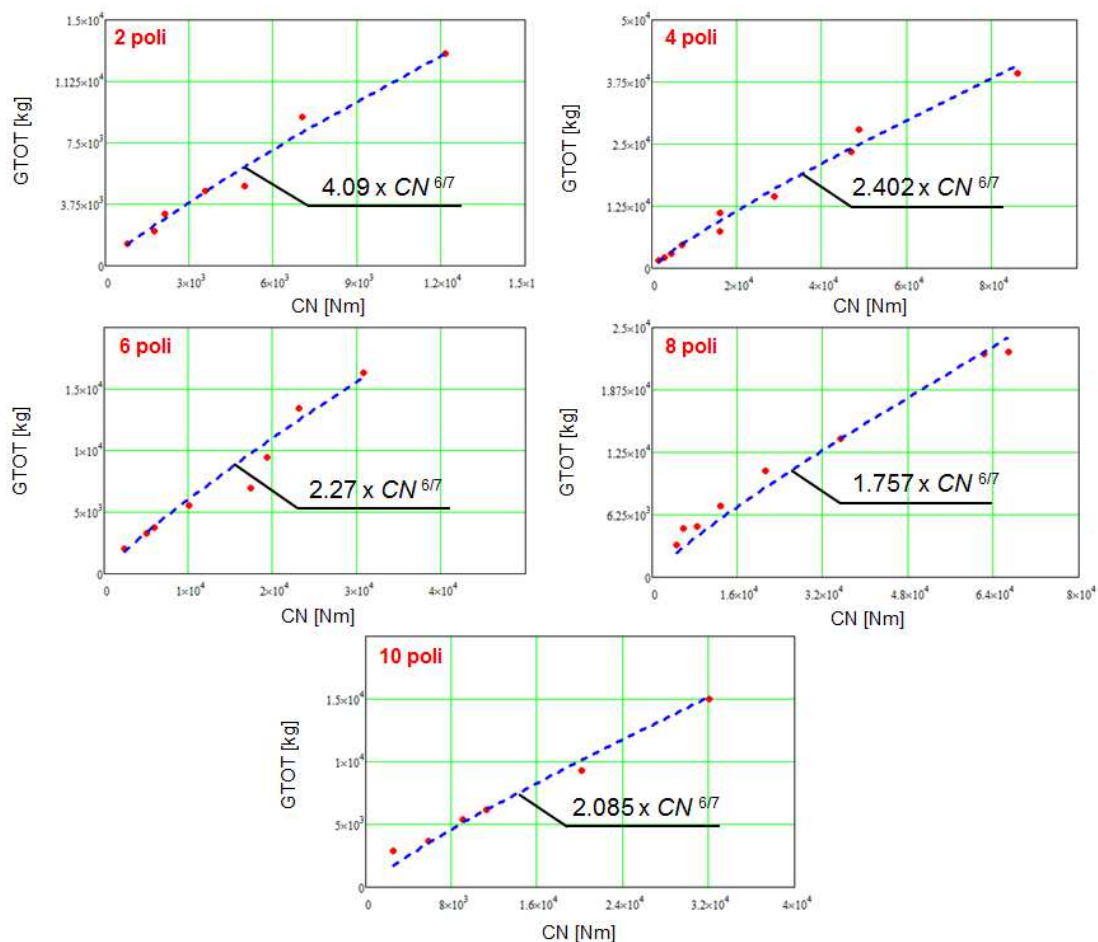


Fig. 1.34: Andamento della massa complessiva al variare della coppia nominale. I punti rossi rappresentano i valori calcolati dal campione mentre la linea tratteggiata blu raffigura l'andamento stimato attraverso il criterio per omotetia.

In tabella 1.26 viene riportata la variazione media percentuale della massa totale della macchina in funzione della coppia nominale.

Tab. 1.26: Variazione media percentuale della massa totale della macchina in funzione della coppia nominale.

Polarità	2	4	6	8	10
Variazione media percentuale	9.88	9.55	11.4	15.6	9.89

Si conclude questo capitolo esponendo i valori dei coefficienti esponenziali calcolati e utilizzati in questa trattazione. In tabella 1.27 vengono esposti i valori dei coefficienti proporzionali al variare della polarità della macchina.

Tab. 1.27: Elenco dei coefficienti proporzionali utilizzati per il dimensionamento preliminare attraverso criterio di omotetia.

Grandezza	Descrizione	Unità di misura	Coefficiente proporzionale k_i				
			2	4	6	8	10
AI	Carico elettrico	[A/cm]	27.14	26.53	23.68	23.34	20.98
CU	Coefficiente di utilizzazione	[-]	0.175	0.216	0.202	0.211	0.191
DI	Densità di corrente di statore	[A/mm ²]	79.56	67.93	66.76	77.56	82.31
CN	Coppia nominale	[Nm]	1.848	2.674	2.444	3.447	2.442
SN	Scorrimento nominale	[-]	5521	8377	10840	14910	15310
VT	Volume al traferro	[m ³]	1.059	1.475	1.569	1.886	1.674
GFS	Massa ferro di statore	[kg]	1.276e ⁻⁵	8.576e ⁻⁶	7.606e ⁻⁶	7.797e ⁻⁶	5.159e ⁻⁶
GFR	Massa ferro di rotore	[kg]	5.813e ⁻⁵	5.022e ⁻⁵	6.089e ⁻⁵	6.462e ⁻⁵	4.495e ⁻⁵
GCU	Massa rame di statore	[kg]	3.033e ⁻⁵	3.502e ⁻⁵	2.415e ⁻⁵	2.303e ⁻⁵	1.836e ⁻⁵
GB	Massa gabbia rotorica	[kg]	6.854e ⁻⁵	6.183e ⁻⁵	5.965e ⁻⁵	5.115e ⁻⁵	5.109e ⁻⁵
GAL	Massa albero	[kg]	5.965e ⁻⁶	4.227e ⁻⁶	3.556e ⁻⁶	4.360e ⁻⁶	4.171e ⁻⁶
GCA	Massa della carcassa	[kg]	1.035e ⁻⁵	6.829e ⁻⁶	7.888e ⁻⁶	7.278e ⁻⁶	7.295e ⁻⁶
GHE	Massa dello scambiatore	[kg]	7.191e ⁻⁶	9.791e ⁻⁶	4.334e ⁻⁶	3.896e ⁻⁶	4.445e ⁻⁶
GTOT	Massa totale	[kg]	4.984e ⁻⁵	4.016e ⁻⁵	3.515e ⁻⁵	3.651e ⁻⁵	3.204e ⁻⁵
TRAF	Dimensioni traferro	[mm]	3.994e ⁻⁴	1.944e ⁻⁴	1.558e ⁻⁴	1.226e ⁻⁴	1.257e ⁻⁴
PCU	Perdite per effetto Joule	[kW]	8.578e ⁻⁵	8.190e ⁻⁵	6.365e ⁻⁵	8.805e ⁻⁵	5.577e ⁻⁵
PFE	Perdite nel ferro	[kW]	1.062 e ⁻⁷	8.962e ⁻⁸	5.813e ⁻⁸	6.968e ⁻⁸	5.043e ⁻⁸
CNS	Coppia specifica	[Nm/Kg]	4.09	2.402	2.271	1.757	2.085

1.8 Conclusioni

Con lo studio esposto si sono ottenute delle relazioni di semplice utilizzo che possono essere utilizzate per la definizione del progetto di massima di motori asincroni trifasi caratterizzati dal medesimo sistema di raffreddamento al variare della polarità. Ad ogni relazione è associato la variazione media percentuale quindi è possibile stabilire il grado di approssimazione della grandezza e fissare conseguentemente l'intervallo entro il quale il parametro di interesse può essere scelto.

Tra i parametri analizzati ve ne sono alcuni che correlano le prestazioni al costo della macchina. Uno di questi è la coppia specifica che permette al committente e al progettista di quantificare il peso della macchina e quindi il costo medio dei materiali che la costituiscono.

Per definire dettagliatamente il prezzo da proporre al possibile cliente è inoltre necessario quantificare coerentemente le ore di lavorazioni e il costo degli accessori ai quali vanno addizionati degli eventuali margini di guadagno.

Attraverso questo lavoro si è dimostrato che il criterio di omotetia può consentire di redigere con errori accettabili in fase preliminare il dimensionamento di massima di una macchina elettrica. Per ogni serie di macchine omotetiche è possibile compilare delle tabelle come le tabelle 1.2 e 1.27 attraverso le quali si determineranno i coefficienti esponenziali e proporzionali di interesse per applicare efficacemente il criterio di omotetia al dimensionamento delle macchine elettriche rotanti.

Si precisa infine che le relazioni dimensionali determinate sono correlate all'esperienza aziendali attraverso il coefficiente proporzionale k_f questo coefficiente rispecchia in particolare il processo produttivo e gli standard adottati in fase di progettazione. Le tabelle ricavate sono quindi da valutare in modo critico e il coefficiente proporzionale va tarato di volta in volta in base alla capacità progettuali e realizzative propria del costruttore.

1.9 Bibliografia capitolo 1

- [1] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, S. Vaschetto, "Preliminary induction motor electromagnetic sizing based on a geometrical approach", *IET Electric Power Applications*, vol. 6, no. 9, pp. 583-592, Nov. 2012.
- [2] H.M. Haque, "Determination of NEMA Design Induction Motor Parameters From Manufacturer Data", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 4, pp. 997-1004, Dec. 2008.
- [3] Surong Huang, Jian Luo, F. Leonardi, T.A. Lipo, "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 92-97, Jan/Feb 1998.
- [4] H.-J. Gutt, A. Gruner, "Definition of Power Density as a General Utilization Factor of Electrical Machines", *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 8, Issue 4, July/Aug. 1998.
- [5] M. Liwschitz, *Design and Dimensioning of Electric Machinery*, Ulrico Hoepli Editor, Milan, 1946.
- [6] W. Schuiskey, *Induktionsmaschinen*, Springer Verlag, 1957.
- [7] M.J Costello "Understanding the vibration forces induction motors", *19th turbomachinery symposium*, vol. 1, no. 10, pp. 66-76, 1990.
- [8] Pyrhönen, Jokinen, Hrabovcovà, *Design of rotating electrical machines*, 2008, John Wiley & Sons
- [9] Boldea, S. A. Nasar, *Induction Motor Handbook*, 2002, CRC Press

2

Nuovo algoritmo per la verifica prestazionale di macchine elettriche a induzione e ottimizzazione

2.1 Introduzione

Odiernamente le macchine a induzione sono le macchine elettriche più diffuse e trovano impiego in una vasta gamma di applicazioni. Le aziende costruttrici si sfidano in un mercato sempre più competitivo e normato. Per questo motivo Nidec ASI S.p.A ha deciso di intraprendere un campagna ottimizzazione sulla macchina a induzione TEFC (Total Enclosed Fan Cooled) al fine di proporre sul mercato Oil&Gas un prodotto competitivo in grado di garantire prestazioni rispondenti alle normative del settore e un minore costo specifico della potenza rispetto alle aziende concorrenti.

In questo capitolo si descriverà lo sviluppo del progetto e degli strumenti in esso utilizzati.

Il progetto può essere diviso in quattro macrosezioni di seguito elencate:

- Nella prima sezione viene esposto lo sviluppo della teoria per il calcolo e per la definizione delle prestazioni di una macchina elettrica a induzione attraverso simulazioni FE di tipo magnetostatico e regime armonico.
- la seconda sezione descrive lo sviluppo del software e dell'algoritmo per la definizione delle prestazioni.
- La terza sezione tratta l'integrazione dell'algoritmo sviluppato all'interno di un ciclo di ottimizzazione e della messa a punto del ciclo di ottimizzazione attraverso degli studi dedicati eseguiti sulla macchina in analisi. In questa sezione vengono inoltre descritte le soluzioni tecniche innovative adottate sul prototipo per superare i limiti prestazionali evidenziati sulla configurazione di partenza.
- La quarta sezione tratta la realizzazione del prototipo e il confronto dei dati ottenuti dalle prove con quelli ricavati dall'algoritmo.

Al fine di definire le prestazioni una macchina elettrica è necessario utilizzare un algoritmo di verifica. Tali algoritmi hanno solitamente come dati di ingresso le

dimensioni principali della macchina a induzione da analizzare e forniscono in uscita le prestazioni che la caratterizzano.

Un tipico approccio per la definizione della prestazione della macchina a induzione è la risoluzione del circuito equivalente a parametri concentrati, solitamente in configurazione a T (Fig. 2.1). In tale circuito le reattanze di dispersione e di magnetizzazione vengono ottenute applicando il teorema della circuitazione magnetica al circuito magnetico di macchina, le resistenze fisiche di statore e rotore vengono calcolate attraverso formule analitiche mentre le resistenze fittizie che identificano le perdite meccaniche (ventole di raffreddamento, attrito meccanico dei cuscinetti) e quelle nel ferro (circuito magnetico) vengono derivate dalle potenze dissipate da tali componenti e dalla tensione di alimentazione. Le potenze dissipate dalle ventole, dai cuscinetti e dal circuito magnetico sono ottenute grazie alle indicazioni riportate dai fornitori sui loro cataloghi.

Generalmente negli algoritmi per la definizione delle prestazioni della macchina a induzione i parametri del circuito equivalente vengono mantenuti costanti al variare della frequenza e della corrente di alimentazione. Per i modelli analitici più dettagliati si caratterizza la resistenza di rotore al variare della frequenza di scorrimento ricorrendo a delle approssimazioni o a dei coefficienti di tipo empirico [1], [2].

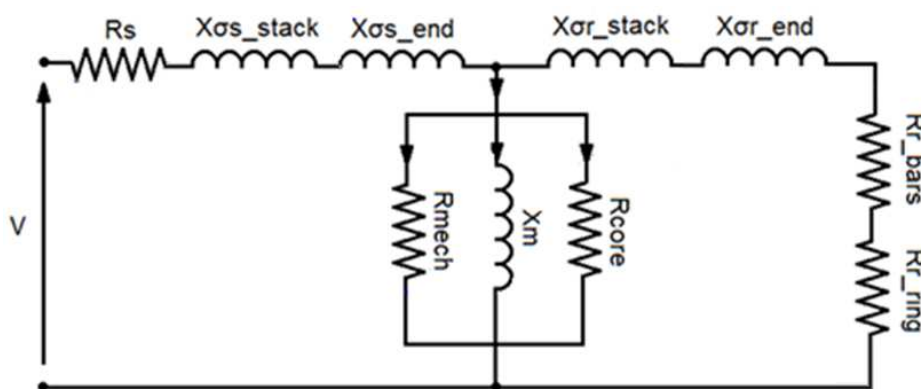


Fig. 2.1: Circuito equivalente a parametri concentrati in configurazione a T .

Questo approccio di tipo analitico è senza dubbio comodo e rapido ma purtroppo è limitato perché approssima in modo grossolano alcuni fenomeni di notevole importanza quali: la distribuzione di campo al variare della geometria di macchina, i fenomeni di saturazione localizzata, l'addensamento delle correnti e le caratteristiche dei materiali elettrici impiegati nella costruzione.

Un altro approccio possibile per la verifica prestazionale è quello del calcolo agli elementi finiti transitori (FEAT), che può essere a sua volta suddiviso in:

Calcolo transitorio tridimensionale: in questo caso viene rappresentata una porzione tridimensionale della macchina sfruttando la periodicità e l'antiperiodicità del campo magnetico i risultati che si ottengono sono molto precisi ma l'onere computazionale è elevato e salvo analisi dettagliate e specifiche è impossibile adottare sistematicamente, con l'attuale capacità di calcolo dei calcolatori, questo approccio in una realtà industriale.

Calcolo transitorio bidimensionale: in questo caso si rappresenta solo la sezione frontale della macchina ed anche in questo caso è possibile rappresentare

solo una porzione di macchina sfruttando la periodicità o l'antiperiodicità del campo magnetico. Con questo approccio i risultati sono accurati, si riduce l'onere computazionale, che resta comunque elevato, ma si trascurano gli effetti 3D costituiti prevalentemente dai flussi concatenati con le testate degli avvolgimenti statorici e con gli anelli di corto circuito della gabbia rotorica. Anche questo metodo di calcolo risulta difficilmente applicabile a causa degli oneri computazionali.

In questo lavoro si è proposto un algoritmo ibrido per la definizione delle prestazioni di una macchina a induzione il cui scopo è combinare i vantaggi dell'approccio di calcolo tramite circuito equivalente e l'accuratezza dello studio agli elementi finiti. Con questo algoritmo si è inoltre cercato di ridurre l'onere computazionale così da ottenere le prestazioni della macchina il più rapidamente possibile.

Il primo passo per la realizzazione dell'algoritmo è stata la validazione del metodo di calcolo che consiste nella definizione dei parametri variabili del circuito equivalente in funzione della corrente e della frequenza di scorrimento attraverso calcolo agli elementi finiti 2D.

Per il calcolo agli elementi finiti si è utilizzato un software opensource (femm 4.2) così da distribuire liberamente il software e l'algoritmo sviluppato all'interno dell'ambito aziendale. Il software utilizzato consente l'automatizzazione delle procedure di realizzazione del modello geometrico, della fase di calcolo e di rielaborazione dei dati attraverso il codice di scripting Lua. Al fine di agevolare la validazione del metodo di calcolo è stata eseguita una prima validazione su un motore di piccola taglia utilizzato negli elettrodomestici così facendo si è facilitata notevolmente la fase di verifica e di prova anche a frequenze elevate.

2.2 Definizione dei parametri del circuito equivalente

Il circuito equivalente di una macchina a induzione riportato in figura 2.2 è una variante di quello riportato nelle normative [3]. Alcuni dei parametri in esso rappresentati possono essere considerati costanti altri sono fortemente dipendenti dal punto di lavoro. Ai fini di questo studio è possibile raggruppare tali parametri in quattro categorie che dipendono dall'approccio utilizzato per calcolarli.

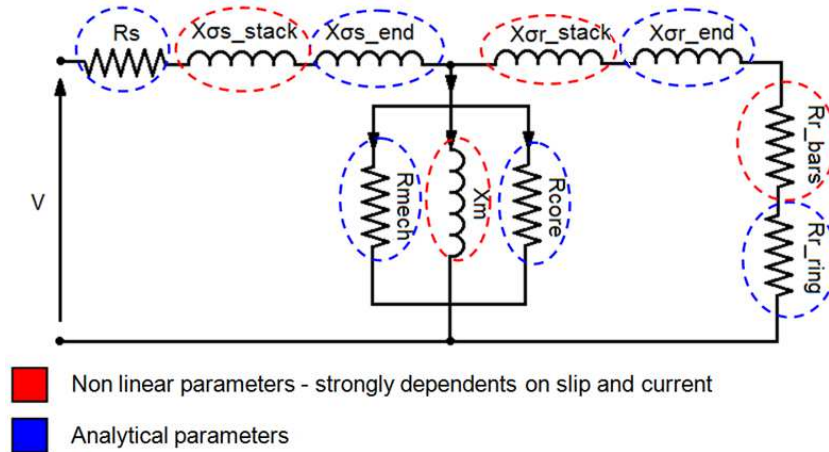


Fig. 2.2: Circuito equivalente a parametri concentrati in configurazione a T, in evidenza in rosso i parametri non lineari che dipendono dallo scorrimento e dalla corrente e in blu i parametri costanti calcolati analiticamente.

Parametri calcolati analiticamente: I parametri calcolati analiticamente sono di seguito elencati:

R_s	<i>Resistenza degli avvolgimenti di fase della macchina a induzione:</i> Questa grandezza è funzione della temperatura di funzionamento della macchina. È stata calcolata con l'ausilio di formule che valutano precisamente l'estensione della bobina dell'avvolgimento statorico.
$X_{\sigma s_end}$	<i>Reattanza di dispersione delle testate degli avvolgimenti del circuito statorico:</i> Per valutare questa grandezza correttamente è necessaria un'analisi FE 3D. Si è quindi scelto di stimare tale grandezza tramite formula empirica. Si osserva che questo parametro non è variante sensibilmente in funzione della corrente e della frequenza di scorrimento. Si è quindi ipotizzato che il suo andamento rimanga costante al variare del punto di funzionamento e che non sia interessato da fenomeni di saturazione.
R_{r_ring}	<i>Resistenza dell'anello di cortocircuito della gabbia rotorica riportata a statore:</i> Per la stima di questo parametro si è trascurata la sua dipendenza dalla frequenza di scorrimento che è prevalentemente presente nelle fasi iniziali dell'avviamento, in queste condizioni la corrente che circola nel circuito rotorico ha la medesima frequenza di quella di alimentazione (rotore bloccato). Nelle condizioni descritte l'effetto pelle e la relativa distribuzione della corrente dipendono, oltre che dalla frequenza di scorrimento, anche della vicinanza dell'anello di cortocircuito al circuito magnetico rotorico. Questo fenomeno è valutabile precisamente

esclusivamente con un'analisi FE 3D e con una rappresentazione dettagliata del modello geometrico. L'effetto pelle è preponderante e non è trascurabile nella porzione di gabbia (le barre) immersa nel materiale ferromagnetico rotorico.

Parametri calcolati attraverso analisi magnetostatiche FE 2D: Alcuni dei parametri del circuito sono stati calcolati con analisi effettuate su una sezione centrale della macchina a induzione. Questi parametri non sono influenzati sensibilmente da effetti di bordo.

Reattanza di magnetizzazione:

X_m Questa grandezza è fortemente dipendente dal flusso concatenato di macchina e quindi è funzione della corrente magnetizzante. Questo parametro è soggetto al fenomeno della saturazione magnetica il cui andamento è definito intrinsecamente dal materiale di cui è costituito il circuito magnetico di statore e rotore.

Reattanza di dispersione del circuito statorico escluse le testate:

$X_{\sigma s_stack}$ Anche questa grandezza è stata calcolata tramite analisi FE magnetostatiche. Questo parametro dipende dal flusso disperso definito come il flusso che si concatena esclusivamente con l'avvolgimento statorico e non con il circuito di rotore.

Parametri calcolati attraverso analisi tempo-armonico FE 2D: Questi parametri dipendono fortemente dalle correnti indotte nella gabbia rotorica, che generalmente è costituita da materiale massiccio, al variare della frequenza di scorrimento. Attraverso simulazioni magnetostatiche non è possibile valutare il fenomeno dell'addensamento si è quindi analizzato queste grandezze riproducendo delle prove a rotore bloccato per diversi valori di frequenza di scorrimento attraverso delle analisi tempo armonico FE 2D su una sezione centrale della macchina. Di seguito vengono elencate tali grandezze:

Reattanza di dispersione del circuito rotorico escluso l'anello di cortocircuito rotorico:

$X_{\sigma r_stack}$ Questo parametro dipende dalle correnti di alimentazione e quindi dalla saturazione del circuito magnetico e dalla frequenza di scorrimento.

Resistenza di rotore associata alle barre riportata a statore:

R_r Questa grandezza dipende prevalentemente dalla frequenza di scorrimento e dalla temperatura a cui si portano le barre nelle varie fasi di funzionamento.

Parametri definibili attraverso formule analitiche ma che sono stati trascurati nella fase iniziale del progetto relativa alla validazione del metodo: Nella prima parte dell'analisi essi sono stati trascurati perché influenzano marginalmente l'identificazione dei parametri principali del circuito equivalente della macchina elettrica come dimostrato dai risultati ottenuti. Tuttavia sono stati reintrodotti nella seconda fase, relativa allo sviluppo dell'algoritmo per la stima prestazionale della macchina, al fine di valutarne il rendimento e massimizzare la generalizzazione del metodo proposto:

Resistenza fittizia per il computo complessivo delle perdite del circuito magnetico di statore:

R_{fe} Questa grandezza è stata introdotta per valutare esclusivamente le perdite associate al circuito magnetico statorico mentre quelle del circuito

magnetico di rotore sono state trascurate. Questa approssimazione è tanto migliore quanto minore è lo scorrimento e quindi la frequenza di scorrimento.

Resistenza fittizia per il computo complessivo delle perdite meccaniche:
Le perdite meccaniche sono dovute prevalentemente all'attrito meccanico dei cuscinetti, alle perdite per ventilazione e all' attrito viscoso dell'aria sulle superfici rotoriche. L'impatto di quest'ultima componente sul computo complessivo delle perdite varia sensibilmente al variare della velocità di rotazione. Si spazia da valori quasi del tutto trascurabili per macchine lente ad alta polarità fino a valori estremamente elevati per macchine superveloci¹ rendendola la principale fonte di perdite per queste ultime.

R_{mech}

Reattanza di dispersione dell'anello di cortocircuito rotorico:

X_{σr_end} Per valutare precisamente questa grandezza, che influenza marginalmente le prestazioni della macchina elettrica, sarebbe necessaria una analisi FE 3D. Si è quindi deciso di stimarla analiticamente utilizzando una formula empirica.

Il metodo di calcolo per le resistenze fittizie *R_{fe}* e *R_{mech}* utilizzato nel proseguo della trattazione viene di seguito esposto. Per *R_{fe}* è fondamentale definire le perdite nel ferro, tali perdite sono calcolabili facilmente utilizzando la cifra di perdita fornita dai fornitori di lamierini ferromagnetici tuttavia utilizzando questo approccio la stima delle perdite ad alte frequenze e per valori elevati di induzione non è soddisfacente. Al fine di definire tali valori si è scelto di utilizzare la formula di Bertotti modificata esposta in [4] [5] e di seguito riportata.

$$PFE = a_2 B^2 f + (a_1 + a_3 B^{a_4}) \cdot B^2 f^2 + a_5 B^{1.5} f^{1.5} \quad (2.1)$$

Dove *B* e *f* sono rispettivamente l'induzione puntuale e la frequenza di alimentazione mentre *a₁*, *a₂*, *a₃*, *a₄*, *a₅* sono dei coefficienti ricavabili attraverso regressione polinomiale disponendo della caratterizzazione completa della perdite del materiale ferromagnetico per diversi valori di frequenza e induzione. Un esempio di tali caratteristiche è riportato in figura 2.3.

Si sottolinea che pur avendo caratterizzato in modo soddisfacente l'andamento delle perdite nel ferro attraverso 2.1 la loro ampiezza è fortemente soggetta alle lavorazioni industriali che vengono eseguite in officina per la costruzione della macchina. La tranciatura dei lamierini, l'impaccaggio, il fissaggio del pacco all'interno della carcassa sono tutte lavorazioni il cui effetto è quello di amplificare le perdite nel ferro. Si è reso quindi necessario utilizzare un coefficiente di lavorazione che comunemente viene adottato nel calcolo industriale delle macchine elettriche il cui valore può variare tipicamente in un intervallo da 1.5 a 2 in funzione del grado di usura dei punzoni e della qualità delle lavorazioni compiute.

Per la definizione delle perdite meccaniche (*PMECH*) associate alla ventola e ai cuscinetti si sono utilizzate le perdite fornite dai costruttori che sono facilmente reperibili sui cataloghi. Mentre per quanto riguarda le perdite per attrito si è fatta una stima sulla base della esperienza pregressa e sui dati disponibili da sala prove per macchine con polarità simile a quelle analizzate.

¹Vengono definite macchine elettriche superveloci quelle macchine elettriche la cui velocità di rotazione è superiore ai 3000 rpm.

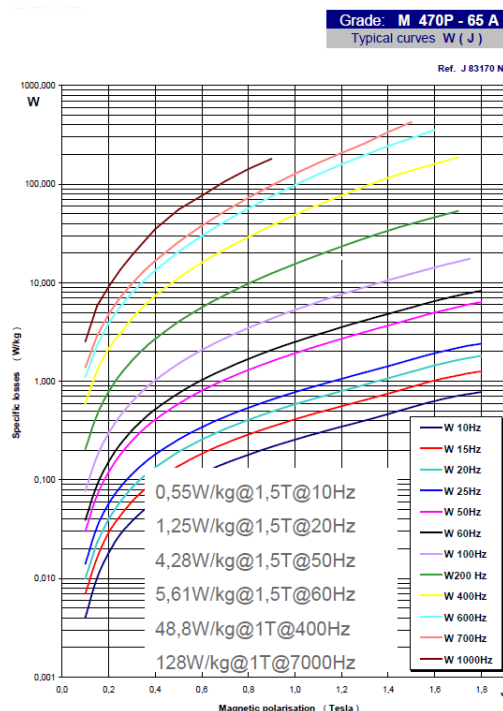


Fig. 2.3: Caratterizzazione delle perdite di un lamierino magnetico di spessore 0.65 mm per diversi valori di frequenza e induzione. Immagine tratta dal catalogo ArcelorMittal.

In seguito alla definizione delle perdite i parametri che le identificano sono facilmente definibili attraverso le relazioni 2.2 e 2.3

$$R_{fe} = \frac{3 \cdot V^{*2}}{P_{FE}} \quad (2.2)$$

$$R_{mech} = \frac{3 \cdot V^{*2}}{P_{MECH}} \quad (2.3)$$

Dove V^* è la tensione ai capi del ramo trasversale del circuito equivalente.

Si riassume per comodità quanto esposto finora in tabella 2.1

Tab. 2.1: Definizione dei parametri del circuito equivalente.

Parametri calcolati analiticamente	Valutati	R_s
		R_{r_ring}
		$X_{\sigma s_end}$
	Trascurati nella definizione del metodo di calcolo. Valutati nell'implementazione dell'algoritmo per la definizione delle prestazioni	R_{fe}
		R_{mech}
		$X_{\sigma r_end}$
Parametri calcolati con Analisi FE 2D	Magnetostatiche	X_m
		$X_{\sigma s_stack}$
	Tempo armonico	R_r
		$X_{\sigma r_stack}$

2.3 Macchina elettrica utilizzata per la validazione del metodo di calcolo

Prima di proseguire con l'esposizione del metodo di calcolo sviluppato per la definizione dei parametri del circuito equivalente al fine di valutare le prestazioni della macchina elettrica a induzione, si vuole introdurre la macchina elettrica utilizzata per le prove ed esporne i suoi dati identificativi. In figura 2.4 è esposta la macchina elettrica nelle sue parti fondamentali ed in tabella 2.2 sono riassunti i suoi dati identificativi :

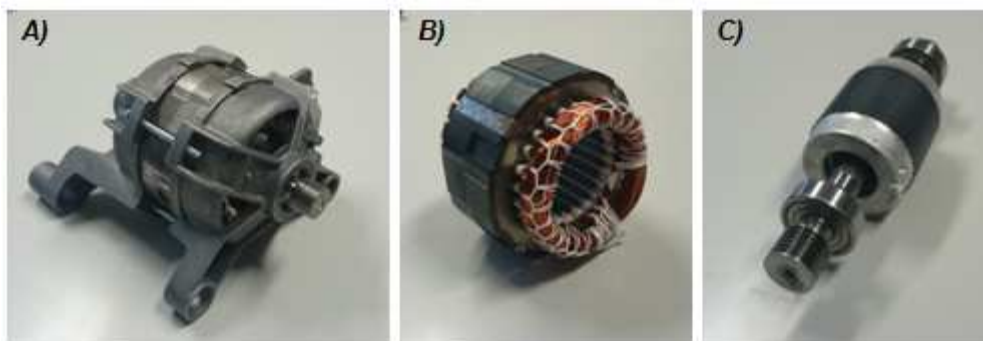


Fig. 2.4: macchina elettrica utilizzata per la validazione del metodo di calcolo: A) assieme statore rotore e scudi, B) statore avvolto, C) rotore estratto.

Tab. 2.2: Principali dati identificativi della macchina utilizzata per la validazione del metodo di calcolo.

<i>Numero di poli</i>	2
<i>Potenza nominale</i>	115 W
<i>Tensione di alimentazione</i>	100 V
<i>Frequenza di alimentazione</i>	50 Hz
<i>Corrente nominale</i>	1.3 A
<i>Connessione delle fasi</i>	triangolo

2.4 Stima dell'induttanza di magnetizzazione e di dispersione statorica e confronto con le prove a vuoto

La prima fase della verifica del metodo di calcolo è stata la stima della induttanza di magnetizzazione e di dispersione statorica. Questi parametri, calcolati attraverso le analisi FE 2D magnetostatiche, sono stati poi confrontati con i risultati ottenuti dalle prove a vuoto condotte sulla macchina elettrica di piccola taglia descritta nella sezione 2.3.

Per la definizione dei parametri sopracitati il circuito di riferimento è riportato in figura 2.5 ed è stato direttamente ricavato dal circuito equivalente in configurazione a T riportato in figura 2.1 trascurando i parametri fittizi che identificano le perdite meccaniche e nel ferro.

In figura 2.5 V_0 indica la tensione efficace a vuoto, I_0 la corrente efficace a vuoto che è stata divisa per radice di 3 perché la macchina analizzata ha le fasi connesse a triangolo e V_0' indica la caduta di tensione ai capi della reattanza di

magnetizzazione e della porzione della reattanza di dispersione statorica che esclude la reattanza di dispersione associata alle testate degli avvolgimenti.

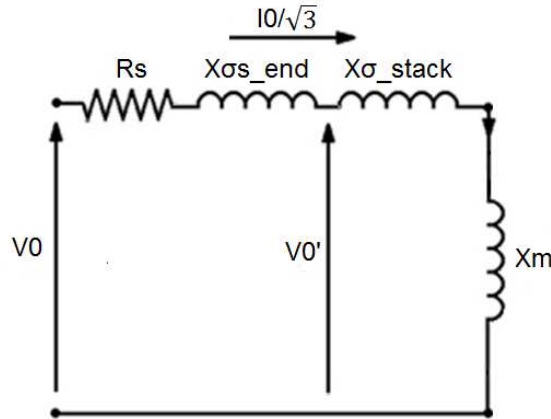


Fig. 2.5: Circuito equivalente utilizzato per le analisi magnetostatiche e per le prove a vuoto.

Sia l'induttanza di magnetizzazione di statore che quella di dispersione esclusa la componente associata alle testate sono state ricavate attraverso simulazioni magnetostatiche eseguite a diverse correnti magnetizzanti.

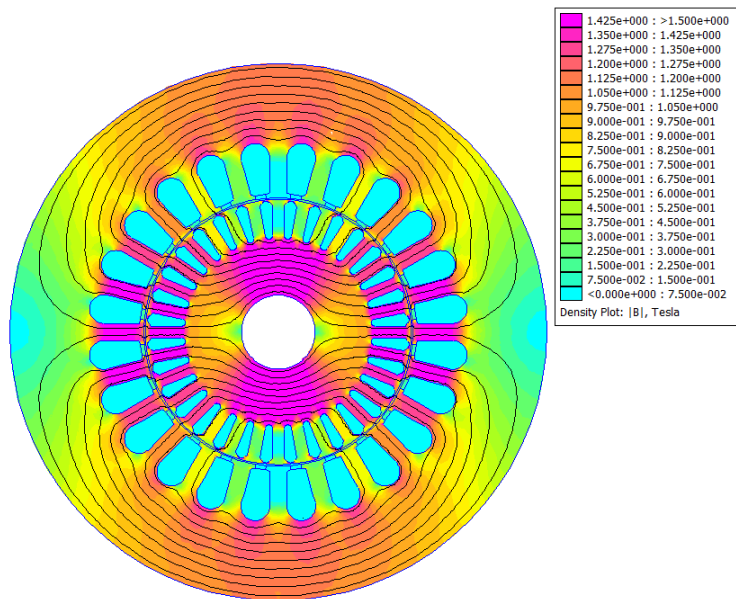


Fig. 2.6: Distribuzione di flusso e induzione magnetica in una simulazione magnetostatica eseguita alimentando il modello con la corrente magnetizzante nominale.

Le correnti magnetizzanti sono state imposte per la fase *a* del modello pari a $\sqrt{2}(I_0/\sqrt{3})$ mentre per le fasi *b*, *c* sono state fissate pari a $-\sqrt{2}(I_0/\sqrt{3})/2$. In figura 2.6 è riportato un esempio di FEA magnetostatica eseguita imponendo il valore della corrente magnetizzante nominale.

Dalla simulazione magnetostatica si ricava il profilo dell'induzione normale al traferro e attraverso la scomposizione in serie di Fourier si identifica l'ampiezza della prima armonica (Fig.2.7).

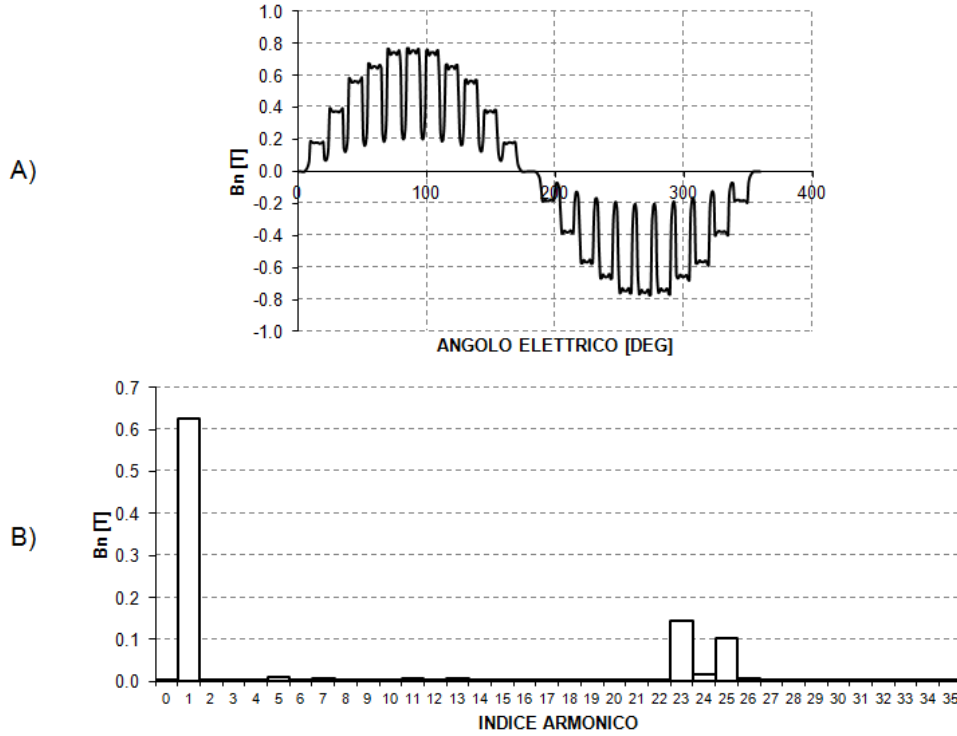


Fig. 2.7: Andamento dell'induzione normale al traferro con corrente magnetizzante nominale (A) e scomposizione armonica della forma d'onda (B).

Nella scomposizione armonica riportata in figura 2.7 si può osservare le armoniche di dentatura statorica che sono identificate dall'indice 23^a e 25^a. Infatti l'indice delle armoniche di dentatura è definito da $2Q \pm 1$ dove Q rappresenta il numero di cave per polo che nel caso in esame sono pari a 12.

Il valore di picco della fondamentale della forma d'onda dell'induzione normale al traferro è definito come $B_{n_{1st}}$ da cui è possibile calcolare il valore medio dell'induzione normale al traferro come:

$$B_{n_{med}} = B_{n_{1st}} \frac{2}{\pi} \quad (2.4)$$

quindi il flusso per polo al traferro è pari a:

$$\phi_p = B_{n_{med}} \tau_p L k_{cv} \quad (2.5)$$

Dove τ_p passo polare, L è la lunghezza di pacco netto e k_{cv} è il coefficiente di laminazione del lamierino ferromagnetico. Il valore efficace del flusso concatenato con una fase equivalente al traferro dovuto alla fondamentale del flusso al traferro è dato da:

$$\Lambda_t = \phi_p N_s k_w \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

Dove N_s è il numero di spire in serie per fase e k_w è il coefficiente di avvolgimento che è dato dal prodotto del coefficiente di raccorciamento e del coefficiente di distribuzione.

L'induttanza e la reattanza di magnetizzazione sono quindi ricavate come segue:

$$L_m = \frac{\Lambda_t}{I_0/\sqrt{3}} \quad (2.7)$$

$$X_m = \omega L_m \quad (2.8)$$

Dove ω è la pulsazione rad/s ed è pari a $\omega = 2\pi f$

Per la definizione dell'induttanza $L_{\sigma s_stack}$ è necessario valutare il flusso disperso ovvero il flusso che si concatena solo con gli avvolgimenti statorici non concatenandosi con il rotore, in figura 2.8 è possibile osservare le linee di flusso e tra esse anche quelle disperse nelle cave statoriche. Il flusso disperso aumenta all'aumentare della polarità della macchina e con esso aumenta il valore dell'induttanza di dispersione statorica. Questa è la ragione per cui le macchine a bassa polarità hanno la tendenza ad essere caratterizzate da dei fattori di potenza più elevati rispetto alle macchine ad alta polarità.

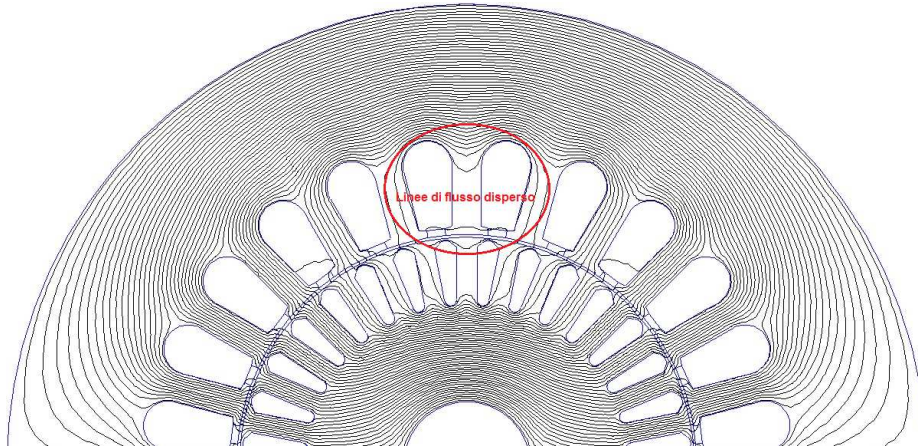


Fig. 2.8: Linee di flusso con in evidenziate in rosso alcune delle linee di flusso disperso relative ad una cava statorica.

Da quanto esposto è intuitivo definire il flusso disperso di una fase come la differenza tra il flusso concatenato con quella fase e il flusso concatenato con una fase equivalente al traferro. Dai risultati della simulazione è ottenibile il flusso concatenato con una fase. In questo caso si sceglie la fase *a* e si definisce l'induttanza e la reattanza di dispersione statorica esclusa quella delle testate come:

$$L_{\sigma s_stack} = \frac{\Lambda_a}{I_0/\sqrt{3}} - \frac{\Lambda_t}{I_0/\sqrt{3}} \quad (2.9)$$

$$X_{\sigma s_stack} = \omega \cdot L_{\sigma s_stack} \quad (2.10)$$

In base alla definizione che è stata data della induttanza e della reattanza di dispersione statorica si conclude che in esse sono compresi anche i flussi dispersi al traferro e quelli in cava associati alle armoniche di ordine superiore al primo.

Per la definizione delle induttanze e delle reattanze di dispersione statorica associate alle testate per la macchina in analisi si sono utilizzate delle formule analitiche che contengono dei coefficienti empirici [6].

$$L\sigma_{s_end} = \mu_0 c_a c_b 2 p n_q^2 q_s L \quad (2.11)$$

Dove:

$$c_a = 1 + \frac{0.125 \cdot 10^{-3}}{g} \quad (2.12)$$

$$c_b = 1.194 + 0.796 q_s + \frac{0.614}{p^2} \left(\frac{D_1}{L} \right)^2 \quad (2.13)$$

e q_s è il numero di conduttori in cava statorica, g è lo spessore del traferro, D_1 è il diametro esterno di statore infine n_q è il numero di cave per polo fase.

Si sottolinea che 2.11 è adatta per macchine di piccola taglia, nel caso di macchine di taglia superiore la cui potenza è dell'ordine del MW viene utilizzata un'altra relazione che prevede da prima la stima della permeanza di testata data da:

$$PTES = \frac{(0.638 \cdot DC \cdot NC)}{((Lax - Ncv \cdot Wcv) \cdot np^2) \cdot \left(\frac{np \cdot DCP}{4 \cdot DC \cdot (1/Kw)^2} + TS01 \cdot r - TS02 \right)} \quad (2.14)$$

Dove DC , è il diametro a metà cava Ncv e Wcv sono rispettivamente il numero dei canali radiali di ventilazione e Wcv la loro larghezza, r è il raccorciamento passo e $TS01$ e $TS02$ sono due coefficienti che variano in base alla polarità della macchina. Per macchine a 2 poli quindi con avvolgimenti caratterizzati da teste di richiusura delle bobine lunghe e conseguentemente da induttanze di dispersione delle testate maggiori $TS01$ e $TS02$ assumono i seguenti valori:

$$TS01 = 0.818 \quad TS02 = 0.216 \quad (2.15)$$

Mentre per polarità superiori, dove le testate hanno delle ampiezze inferiori, si utilizzano i seguenti valori:

$$TS01 = 0.894 \quad TS02 = 0.244 \quad (2.16)$$

Si definisce poi il numero di spire equivalente dato da:

$$CCX = \frac{(0.944 \cdot f \cdot NS^2)}{(10^7 \cdot NC) \cdot (Lax - Ncv \cdot Wcv)} \quad (2.17)$$

Dalla combinazione delle due grandezze si ottiene la reattanza di dispersione delle testate statoriche definite come:

$$X\sigma_{s_end} = PTES \cdot CCX \quad (2.18)$$

Un ultimo parametro che è necessario definire è la resistenza di statore che viene calcolata da prima valutando la resistenza in condizioni di alimentazione in corrente continua e successivamente vengono computati, se presenti, i fenomeni di addensamento di corrente nel conduttore in cava a causa del campo magnetico in cui è immerso.

La resistenza in corrente continua viene valutata con la seguente formula analitica:

$$RDC = \rho_{Cu} \frac{N_s LSM}{ASP n_{cp}} \quad (2.19)$$

Dove ρ_{Cu} è la resistività del rame alla temperatura di funzionamento di macchina. È consuetudine valutare tale resistenza statorica a 95 °C [3] tuttavia nel caso in esame e in generale in tutte le macchine che verranno analizzate nel proseguo della trattazione la temperatura media dell'avvolgimento è stata ipotizzata pari a 120 °C. Quest'ultima è la temperatura media massima prevista dalle normative per la classe termica B con temperatura ambiente pari a 40 °C. N_s è il numero di spire in serie per fase, LSM è la lunghezza media della spira, ASP è la sezione di rame della spira e n_{cp} è il numero di vie in parallelo di macchina.

Nel caso in cui l'avvolgimento di macchina sia in filo, come nel caso in esame, i conduttori non sono sensibilmente soggetti a fenomeni di addensamento di corrente e quindi l'effetto pelle può essere trascurato. Ne deriva che la resistenza R_s è uguale a RDC . Nel caso in cui i conduttori siano formati da piattine la distribuzione di campo magnetico presente in cava genera una distribuzione di corrente non uniforme nei conduttori (Fig. 2.9) , il fenomeno descritto è una delle cause delle perdite addizionali

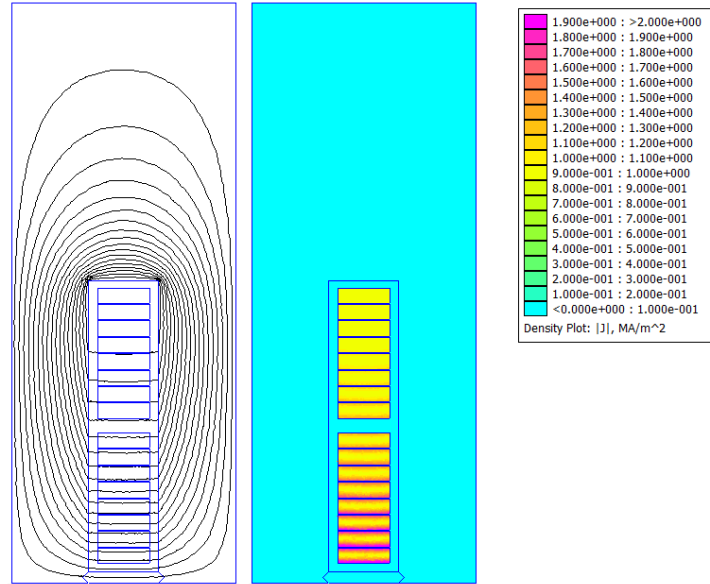


Fig. 2.9: Esempio semplificato delle linee di campo e dell'addensamento di corrente nelle piattine di una cava statorica.

Le relazioni che consentono modellare e quindi valutare l'addensamento di corrente nei conduttori in cava sono di seguito riportate. È bene sottolineare che queste formule ipotizzano un'uniforme distribuzione di corrente in tutti i conduttori che costituiscono le bobine [7]. La prima grandezza che viene definita è l'altezza ridotta dei conduttori di spira, tale grandezza stima lo spessore di penetrazione della corrente nel conduttore rettangolare immerso nel campo magnetico in cava:

$$\varepsilon = HCE \sqrt{\left(\frac{\omega \mu_0 n_p w^2 WCE}{2 \rho_{Cu} WC} \right)} \quad (2.20)$$

Dove HCE è l'altezza del conduttore n_{pw} è il numero di conduttori affiancati per spira WCE è la larghezza del conduttore e WC è la larghezza della cava.

Si definisce poi il numero di conduttori sovrapposti in cava dato da:

$$NCSC = NB \ NSB \frac{n_{ph}}{n_{pw}} \quad (2.21)$$

Dove NB è il numero di bobine in cava, NSB è il numero di spire bobina e n_{ph} è il numero di conduttori in altezza per spira.

Si definisce ora il coefficiente di resistenza per la parte di avvolgimento in cava 2.22 e successivamente il rapporto tra la lunghezza della bobina in cava e quella totale 2.23. La definizione di questo rapporto è importante nel caso in cui il pacco statorico sia caratterizzato da dei canali di ventilazione radiali. I canali di ventilazione radiali non sono tuttavia previsti nelle macchine allettate in esame.

$$Kr_{stack} = 1 + \left(\frac{NCSC^2 - 0.2}{9} \right) \varepsilon^4 \quad (2.22)$$

$$\lambda_l = 2 \frac{L}{1000} \frac{1}{LSM} \quad (2.23)$$

In seguito alla identificazione di 2.22 e 2.23 è possibile stimare il valore della resistenza in corrente alternata definito come:

$$RAC = RDC((1 - \lambda_l) + Kr_{stack}\lambda_l) \quad (2.24)$$

si sottolinea come nel caso in cui la bobina sia costituita da conduttori in piattina si ha che la resistenza Rs è uguale a RAC .

Si valuta ora la tensione ai morsetti per procedere alla sua stima si procede alla definizione dell'induttanza di dispersione statorica data da:

$$L\sigma s = L\sigma s_{stack} + L\sigma s_{end} \quad (2.25)$$

L'impedenza totale vista dai morsetti in condizione di funzionamento a vuoto con riferimento al circuito di figura 2.5 è data da:

$$Z_{eq0} = Rs + j \omega (Lm + L\sigma s) \quad (2.26)$$

Quindi la tensione a vuoto di fase può essere definita come:

$$V0 = |Z_{eq0}| \frac{I0}{\sqrt{3}} \quad (2.27)$$

I risultati ottenuti sono stati comparati con quelli ottenuti dalle prove condotte sul motore a induzione precedentemente descritto. Il motore è stato testato per diversi valori di corrente magnetizzante e dalle prove si sono misurati attraverso wattmetro digitale i valori della tensione di alimentazione $V0$, il valore della potenza assorbita $P0$ e il valore del fattore di potenza a vuoto $PF0$. Dai valori rilevati si è calcolato il valore della potenza reattiva $Q0$

$$Q0 = P0 \tan(\arccos(PF0)) \quad (2.28)$$

Si è quindi ottenuto il valore complessivo della reattanza a vuoto che è data dalla somma della reattanza di magnetizzazione e da quella di dispersione attraverso la seguente relazione:

$$X_m + X_{\sigma s} = \frac{Q_0}{3(I_0/\sqrt{3})^2} \quad (2.29)$$

I risultati ottenuti dalla prova a vuoto sono riportati in tabella 2.3.

Tab. 2.3: Grandezze misurate e ricavate dalla prova a vuoto.

I_0	V_0	PF_0	P_0	Q_0	$X_m + X_{\sigma s}$	$L_m + L_{\sigma s}$
[A]	[V]	[-]	[W]	[Var]	[Ω]	[H]
0.38	47.7	0.26	8.0	29.7	209.0	0.7
0.61	74.1	0.17	13.6	78.8	209.8	0.7
0.87	102.1	0.15	22.8	150.3	199.9	0.6
1.17	127.7	0.15	36.9	243.4	177.8	0.6
1.53	148.1	0.15	59.1	389.5	166.2	0.5

In figura 2.10 e 2.11 sono riportati i confronti della tensione a vuoto e dell'induttanza a vuoto rappresentati in funzione della corrente a vuoto ottenuti dalla prova a vuoto e dalle simulazioni agli elementi finiti.

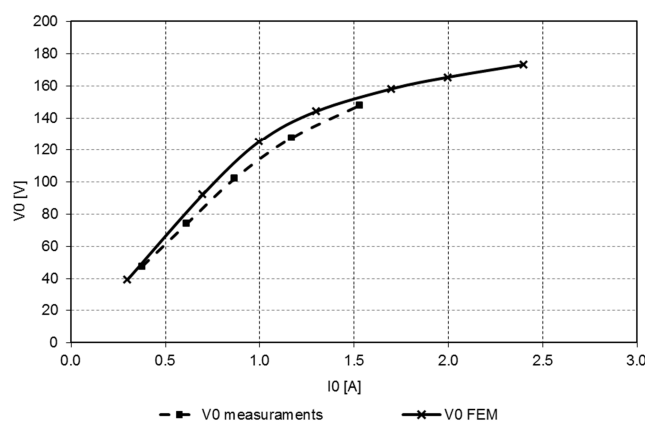


Fig. 2.10: Confronto tra la caratteristica a vuoto ottenuta dalle prove a vuoto (continua) e dalle simulazioni FEM (tratteggiata).

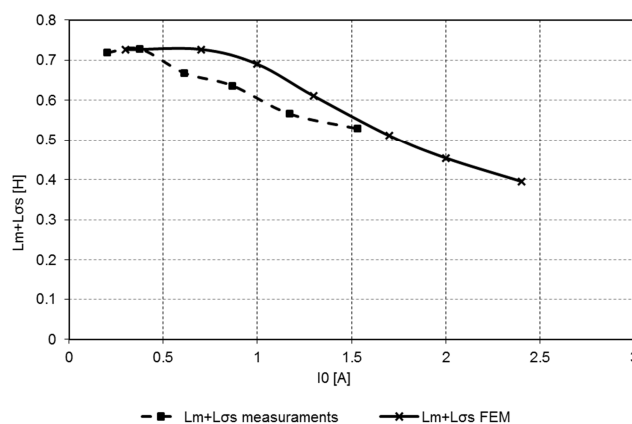


Fig. 2.11: Confronto tra la somma della induttanza di magnetizzazione e dispersione a vuoto ottenuta dalle prove a vuoto (continua) e dalle simulazioni FEM (tratteggiata).

Osservando i due andamenti si può affermare che vi è una buona sovrapposizione delle caratteristiche sia per la caratteristica della tensione a vuoto che per la caratteristica dell'induttanza a vuoto. In quest'ultima si riscontra una buona approssimazione per i valori bassi e alti di corrente a vuoto mentre per i valori intermedi non vi è una sovrapposizione puntuale delle due caratteristiche. Questo comportamento è da attribuirsi alla modellizzazione della macchina. Nel caso in esame non si è infatti rappresentato l'albero rotorico. In una macchina a due poli, in condizione di funzionamento a vuoto, il flusso penetra anche all'interno dell'albero desaturando così il giogo rotorico. Questo fenomeno è tanto più trascurabile quanto è alta la polarità della macchina analizzata.

2.5 Stima dei parametri di rotore e confronto con le prove a rotore bloccato

La seconda fase della verifica del metodo di calcolo è stata la stima dei parametri di rotore ovvero l'induttanza di dispersione rotorica e la resistenza delle barre della gabbia rotorica. Questi parametri, calcolati attraverso le analisi FE 2D tempo armoniche, sono stati poi confrontati con i risultati ottenuti dalla prove a rotore bloccato condotte sulla macchina campione (Sezione 2.3).

Le analisi FE sono state fatte formulando delle ipotesi sulla conducibilità assiale del pacco laminato rotorico. Queste ipotesi nascono dall'idea che a causa della tranciatura dei lamierini sul bordo della lamina tranciata si formino delle bave che in seguito alla pressatura del pacco rotorico pongono in cortocircuito le varie lamine. Le lamine del pacco così cortocircuitate costituiscono una gabbia additiva che durante le analisi a rotore bloccato e quindi durante la fase di avviamento del motore viene interessata da una circolazione di corrente non trascurabile. Le ipotesi analizzate sono due:

- a) La conducibilità assiale del pacco rotorico σ è stata fissata a 5 MS/m che è uguale a quella di una singola lamina di materiale ferro silicio. Questo valore di conducibilità sarebbe applicabile se il rotore fosse massiccio. Si è quindi implicitamente ipotizzato che lo strato d'isolante del lamierino, che nel caso della macchina in esame è solo uno strato di ossido depositato sulla sua superficie, sia non ideale e non riesca a opporsi al passaggio delle correnti indotte dalle variazioni di flusso concatenato. Questa ipotesi rappresenta ovviamente una condizione estrema che non identifica la realtà costruttiva del rotore.
- b) La conducibilità del pacco è stata fissata pari al valore ottenuto dalle misurazioni effettuate sul pacco rotorico della macchina campione prima che la gabbia rotorica in alluminio sia pressofusa al suo interno. Il valore della conducibilità ottenuto dalle misurazioni (Fig. 2.12) è pari a 0.021 MS/m

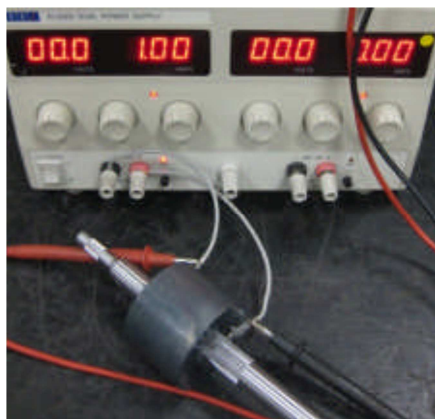


Fig. 2.12: Misurazione con metodo Volt-Amperometrico della resistenza del pacco rotorico prima dell'inserimento della gabbia rotorica.

Il valore effettivo della conducibilità del materiale ferromagnetico rotorico è incognito e dipende da molti fattori alcuni dei quali possono variare nel tempo come ad esempio l'affilatura del punzone o degli stampi blocco. Supporre una σ pari a 0.021 MS/m, come nel caso *b*, significa ipotizzare che la corrente che non circola nelle barre rotoriche in fase di avviamento si distribuisca uniformemente sulla sezione frontale del rotore. In realtà durante il funzionamento a rotore bloccato e durante le fasi di avviamento vi è un addensamento del campo nella zona periferica della lamina magnetica rotorica dovuta alla reazione della gabbia che tende a respingere il flusso statorico ed è proprio in questa zona prossima al traferro che si concentra la corrente che non circola nelle barre. In questa zona la conducibilità del materiale sarà più elevata rispetto a quella misurata a causa dei difetti prodotti durante la fase di tranciatura e punzonatura. In tale zona sarà più corretto ipotizzare una conducibilità prossima a 5 MS/m. Conseguentemente a causa di questa incertezza si è scelto di effettuare due diverse serie di simulazioni una con ipotesi *a* e l'altra con *b* ovvero assegnando al materiale magnetico di rotore rispettivamente una conducibilità di 5 MS/m e di 0.021 MS/m. Nelle condizioni di funzionamento reale si ipotizza che vi sarà una condizione di funzionamento intermedio tra questi due estremi.

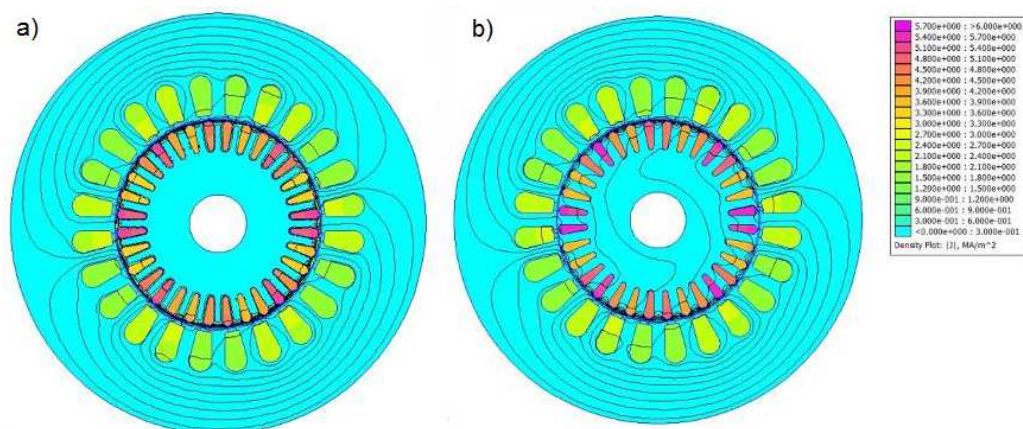


Fig. 2.13: Simulazioni tempo armoniche a rotore bloccato con frequenza di scorrimento pari alla frequenza nominale al variare della conducibilità del materiale ferromagnetico di rotore a) $\sigma=5$ MS/m b) $\sigma=0.021$ MS/m.

Le simulazioni tempo armoniche sono fortemente influenzate dal valore di conducibilità del materiale ferromagnetico di rotore come si può osservare dalla figura 2.13 nelle quali la corrente di alimentazione e la frequenza di scorrimento sono uguali.

Tuttavia, indipendentemente dalla conducibilità del circuito magnetico di rotore, si osserva che il contributo maggiore della reazione rotorica deriva dalla corrente indotta nella gabbia rotorica e quindi i parametri rotorici sono principalmente influenzati da quest'ultima.

Per la definizione della resistenza delle barre rotoriche Rr_bars si fa riferimento al circuito equivalente semplificato riportato in figura 2.14.

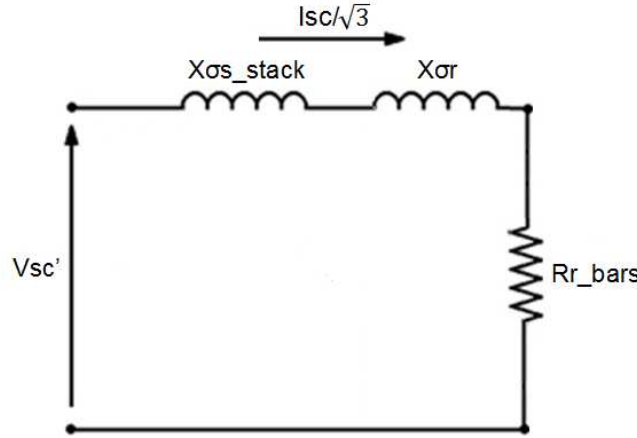


Fig. 2.14: Circuito equivalente utilizzato per le simulazioni a rotore bloccato.

Dove Isc è la corrente di corto circuito e la Vsc' è forza elettromotrice di fase in condizioni di rotore bloccato vista dallo statore, generata dal flusso complessivo al trasferimento esclusa la reattanza di dispersione delle testate degli avvolgimenti statorici.

Sono state condotte delle simulazioni FE per diversi valori di ampiezza delle correnti e delle frequenze, imponendo opportunamente le terne simmetriche di correnti nel modello, al fine di definire la dipendenza dei parametri rotorici da tali grandezze. Per ogni valore della corrente e della frequenza statorica si è definita la resistenza delle barre rotoriche riferita a statore attraverso la seguente formula:

$$Rr_bars = \frac{P_r}{3 \cdot (Isc/\sqrt{3})^2} \quad (2.30)$$

Dove P_r è la potenza dissipata dalle barre rotoriche ottenuta dall'analisi delle simulazioni tempo armoniche.

Per la stima della reattanza di dispersione rotorica riferita a rotore Xor si è valutato il flusso concatenato con la fase a Λ_a dello statore. Dalle simulazioni tempo armoniche si ottiene il flusso espresso vettorialmente. Si dispone quindi di modulo e fase di Λ_a come di seguito esposto:

$$\angle \Lambda_a = atan\left(\frac{Im(\Lambda_a)}{Re(\Lambda_a)}\right) \quad (2.31)$$

$$|\Lambda_a| = \sqrt{Re(\Lambda_a)^2 + Im(\Lambda_a)^2} \quad (2.32)$$

Dalle equazioni sopra riportate è immediatamente ricavabile il valore del modulo e della fase della tensione a rotore bloccato V_{sc}' (Fig. 2.13) di seguito riportati.

$$|V_{sc}'| = \omega \cdot |\Lambda_a| \quad (2.33)$$

$$\angle V_{sc}' = \angle \Lambda_a + \frac{\pi}{2} \quad (2.34)$$

Quindi i valori reali e immaginari che identificano il fasore complesso della tensione V_{sc}' sono definiti come:

$$Re(V_{sc}') = |V_{sc}'| \cdot \cos(\angle V_{sc}') \quad (2.35)$$

$$Im(V_{sc}') = |V_{sc}'| \cdot \sin(\angle V_{sc}') \quad (2.36)$$

Questa scomposizione consente di ottenere una via alternativa per definire la resistenza delle barre rotoriche Rr_bars .

$$Rr_bars = \frac{Re(V_{sc}')}{(I_{sc}/\sqrt{3})} \quad (2.37)$$

Attraverso questa formula è stato possibile verificare il valore ottenuto dalla 2.30 e viceversa.

Inoltre, attraverso il risultato ottenuto dalla 2.36, è stato possibile ricavare il valore della reattanza equivalente, che è definita come:

$$Xeq' = X\sigma s_stack + X\sigma r = \frac{Im(V_{sc}')}{I_{sc}/\sqrt{3}} \quad (2.38)$$

Dalla 2.10 è nota la reattanza di dispersione di statore è possibile quindi ottenere la reattanza di dispersione rotorica da 2.38 attraverso la seguente relazione:

$$X\sigma r = Xeq' - X\sigma s_stack \quad (2.39)$$

Al fine di completare la definizione dei parametri in condizioni di funzionamento a rotore bloccato è necessario completare lo studio inserendo il valore della resistenza dell'anello di cortocircuito rotorico Rr_ring . Tale grandezza non è definibile attraverso le simulazioni 2D implementate in questo algoritmo. Si è quindi scelto di calcolarla analiticamente. Per la definizione di questo parametro si è considerata la temperatura assoluta di funzionamento della gabbia costante. Tuttavia si sottolinea che la temperatura di funzionamento della gabbia rotorica è variabile in funzione dell'applicazione, della temperatura ambiente e del numero di avviamenti consecutivi. La resistività del materiale di cui sono costituiti gli anelli di rotore al variare della temperatura è definita come:

$$\rho = \rho_0 \left(1 + \alpha_0 (T_f - T_0) \right) \quad (2.40)$$

L'angolo elettrico tra le gabbie di rotore è definito dalla seguente relazione:

$$\alpha_b = \frac{2\pi p}{Z_r} \quad (2.41)$$

Dove Z_r è il numero delle barre rotoriche è quindi possibile definire la resistenza della porzione di anello compresa tra due barre rotoriche come in 2.42

$$R_a = \frac{\rho (D_3 - h_a)}{2 Z_r S_a \sin\left(\frac{\alpha_b}{2}\right)^2} \quad (2.42)$$

Dove D_3 è il diametro di alesatura dello statore, h_a è l'altezza dell'anello di cortocircuito e S_a è la sezione dell'anello di cortocircuito. Infine si è valutato il coefficiente di riporto delle grandezze da rotore a statore attraverso la seguente relazione.

$$m = \frac{2 \sqrt{3} N_s k_w}{\sqrt{Z_r}} \quad (2.43)$$

Si può quindi definire, attraverso il coefficiente m , il valore della resistenza dell'anello di cortocircuito rotorico vista da statore come:

$$R_{ring} = R_a m^2 \quad (2.44)$$

Si sono introdotti i calcoli dei parametri del circuito equivalente in condizione di funzionamento a rotore bloccato il passo successivo è la definizione della tensione di fase applicata ai morsetti di macchina (V_{sc}) in funzionamento a rotore bloccato al variare della corrente I_{sc} e al variare della frequenza di scorrimento f_s . Per tale calcolo si fa riferimento al circuito equivalente riportato in figura. 2.15.

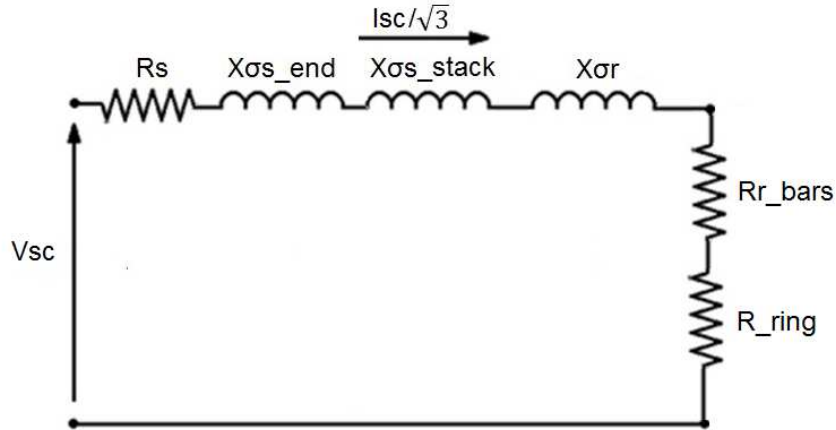


Fig. 2.15: Circuito equivalente utilizzato per le simulazioni e per le prove a rotore bloccato.

Nel circuito equivalente riportato in figura 2.15 la resistenza di rotore è data da:

$$R_r = R_{ring} + R_{r_bars} \quad (2.45)$$

e le resistenze e le reattanze equivalenti sono definite come segue:

$$R_{eqsc} = R_s + R_{ring} + R_{r_bars} \quad (2.46)$$

$$X_{eqsc} = \omega(L_{\sigma s_stack} + L_{\sigma s_end}) + \omega L_{\sigma r} \quad (2.47)$$

e quindi la tensione V_{sc} è definita come:

$$|V_{sc}| = |R_{eqsc} + jX_{eqsc}| \frac{I_{sc}}{\sqrt{3}} \quad (2.48)$$

Si è verificato sperimentalmente il valore ottenuto della resistenza e della reattanza equivalente in condizione di rotore bloccato per diversi valori di frequenza e

correnti. Durante le prove eseguite sul motore campione sono state rilevate le tensioni a rotore bloccato V_{sc} , la corrente assorbita a rotore bloccato I_{sc} e il fattore di potenza PF coerentemente con quanto riportato in figura 2.15.

Dai risultati delle prove sono stati in seguito calcolati i valori della impedenza, la resistenza e la reattanza equivalente in condizione di rotore bloccato, rispettivamente Z_{eqsc} , R_{eqsc} e X_{eqsc} , vista dai morsetti di alimentazione come di seguito esposto:

$$Z_{eqsc} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}/\sqrt{3}} \quad (2.49)$$

$$R_{eqsc} = Z_{eqsc} \cdot PF_{sc} \quad (2.50)$$

$$X_{eqsc} = Z_{eqsc} \cdot \sin(\arccos(PF_{sc})) \quad (2.51)$$

I dati ricavati dalle prove sono riportati nella tabella. 2.4. I valori P_{sc} e Q_{sc} riportati in tabella rappresentano rispettivamente la potenza attiva e reattiva assorbita dalla macchina durante le prove a rotore bloccato.

Tab. 2.4: Grandezze misurate e ricavate dalla prova a rotore bloccato ottenute per diversi valori di corrente e frequenza.

V_{sc}	I_{sc}	PF_{sc}	P_{sc}	Q_{sc}	Z_{eqsc}	R_{eqsc}	X_{eqsc}
[V]	[A]	[-]	[W]	[Var]	[Ω]	[Ω]	[Ω]
50 Hz							
11.3	0.64	0.76	9.6	8.2	30.7	23.4	19.9
16.4	1.00	0.82	23.2	16.4	28.6	23.3	16.5
21.2	1.30	0.83	39.8	26.4	28.2	23.5	15.6
31.0	1.95	0.87	90.8	51.9	27.6	23.9	13.7
100 Hz							
17.5	0.65	0.56	11.0	16.4	46.8	26.2	38.8
23.9	0.99	0.62	25.5	32.3	41.8	25.9	32.8
29.4	1.29	0.66	43.2	49.8	39.3	25.8	29.7
42.1	1.95	0.70	99.2	102.1	37.4	26.1	26.8
200 Hz							
30.5	0.67	0.38	13.5	32.5	79.4	30.5	73.3
39.5	0.99	0.43	29.2	61.3	69.1	29.7	62.3
48.2	1.31	0.46	50.5	96.9	64.0	29.6	56.7
65.6	1.94	0.51	112.1	190.8	58.4	29.6	50.4
300 Hz							
41.7	0.65	0.31	14.7	45.0	110.8	34.4	105.3
54.7	1.00	0.35	33.1	89.0	95.0	33.1	89.1
66.8	1.33	0.38	57.8	142.6	87.2	32.8	80.8
89.0	1.95	0.41	124.3	274.9	79.0	32.5	71.9

In figura 2.16 vengono riportati i confronti tra i valori ottenuti dalle prove e i risultati ottenuti dalle simulazioni agli elementi finiti.

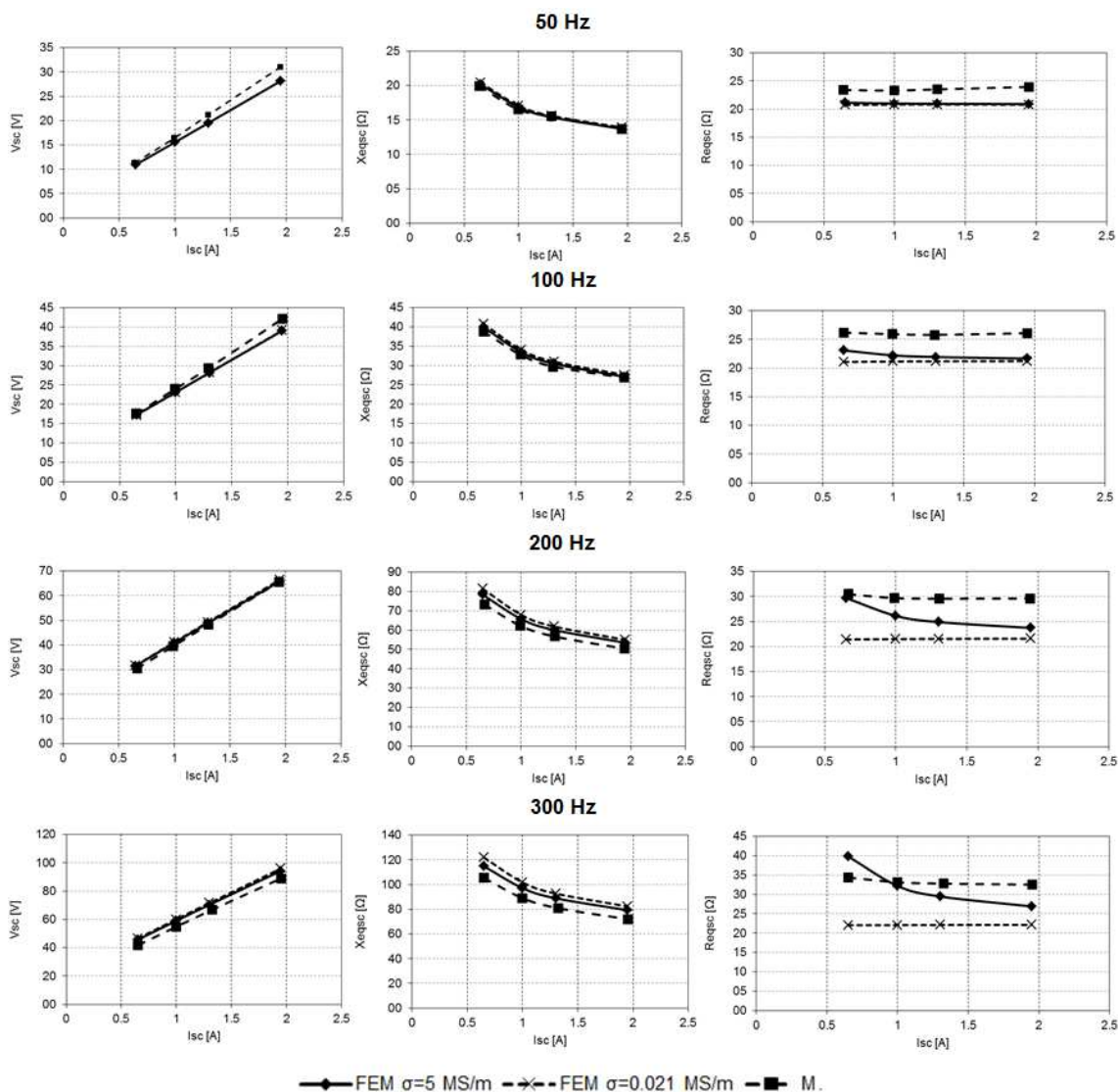


Fig. 2.16: Diagramma di confronto tra i valori calcolati e misurati di tensione a rotore bloccato V_{sc} , reattanza equivalente a rotore bloccato X_{eqsc} e Resistenza equivalente a rotore bloccato R_{eqsc} in funzione della corrente assorbita in condizioni di prova.

Dai confronti si può concludere che vi è una buona corrispondenza tra i valori della tensione di alimentazione calcolata e quelli misurati a parità di corrente e frequenza; vi è inoltre, nelle medesime ipotesi, una buona corrispondenza tra gli andamenti, misurati e calcolati, della reattanza equivalente a rotore bloccato X_{eqsc} .

Vi sono invece delle discrepanze tra i valori della resistenza rotorica equivalente a rotore bloccato misurati e calcolati. Per giustificare tale discrepanza che, aumenta al crescere della frequenza e diminuisce in ampiezza ipotizzando una conducibilità del circuito ferromagnetico di statore pari a 5 MS/m, si sono ipotizzate due ragioni: la prima è l'aver trascurato l'addensamento di corrente in condizioni di rotore bloccato nell'anello di cortocircuito rotorico la seconda è associata alla conducibilità imposta nel materiale ferromagnetico e i relativi effetti sullo spessore di penetrazione della corrente. L'addensamento della corrente negli anelli di cortocircuito rotorici è difficilmente stimabile attraverso delle simulazioni bidimensionali come quelle eseguite ed inoltre vi è un grande numero di fenomeni da cui esso è influenzato come la

vicinanza dell'anello al pacco rotorico, gli effetti dei flussi tridimensionali del pacco, l'influenza delle testate rotoriche per questa ragione in prima ipotesi tale fenomeno viene trascurato.

La variazione della resistenza rotorica al variare della corrente per alte frequenze e nel caso di conducibilità del circuito magnetico di rotore pari a 5 MS/m è giustificabile intuitivamente facendo riferimento allo spessore di penetrazione della corrente in conduttore cilindrico di materiale ferromagnetico caratterizzato una propria conducibilità. Lo spessore di penetrazione in un cilindro è descritto, per valori di frequenza al di sotto di 1 kHz, dalla seguente relazione:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (2.52)$$

Dove δ è lo spessore di penetrazione della corrente raffigurato in figura 2.17, ρ è la resistività del materiale espressa in Ωm e μ è la permeabilità del materiale.

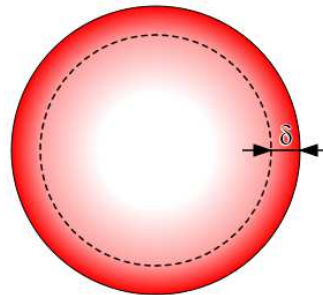


Fig. 2.17: Rappresentazione dello spessore di penetrazione.

Il materiale utilizzato per il rotore ha permeabilità variabile e conducibilità costante. Nel caso in esame, ipotizzando un rotore perfettamente cilindrico e costituito interamente da materiale ferromagnetico, lo spessore di penetrazione è rappresentato dalle caratteristiche riportate in figura 2.18 al variare della frequenza e delle amperspire.

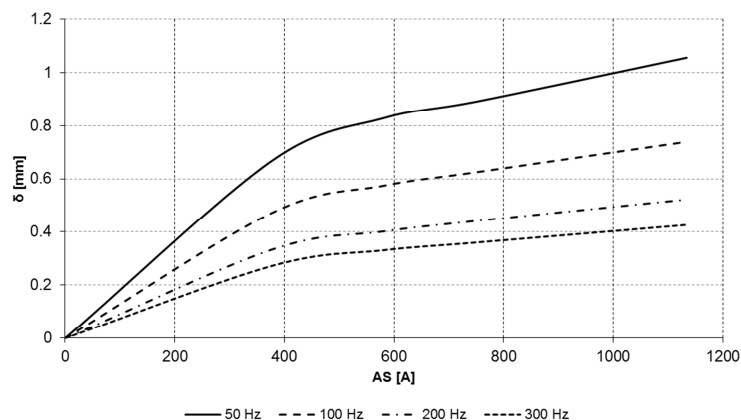


Fig. 2.18: Andamento dello spessore di penetrazione della corrente indotta in un cilindrico di materiale ferromagnetico al variare delle amperspire (permeabilità magnetica) e al variare della frequenza.

La corrente che si addensa maggiormente nella periferia esterna del rotore per bassi valori di amperspire e alti valori di frequenza, come si può notare dal grafico riportato in figura 2.18, genera un effetto schermante sulla gabbia rotorica. La densità di corrente all'interno di δ genera una impedenza maggiore rispetto alla impedenza associata alla sola gabbia rotorica. Al crescere delle amperspire l'effetto schermante si riduce e vi è quindi una maggiore concatenazione di flusso con la gabbia rotorica e conseguentemente il valore della resistenza rotorica dipende maggiormente dal valore della resistenza di gabbia.

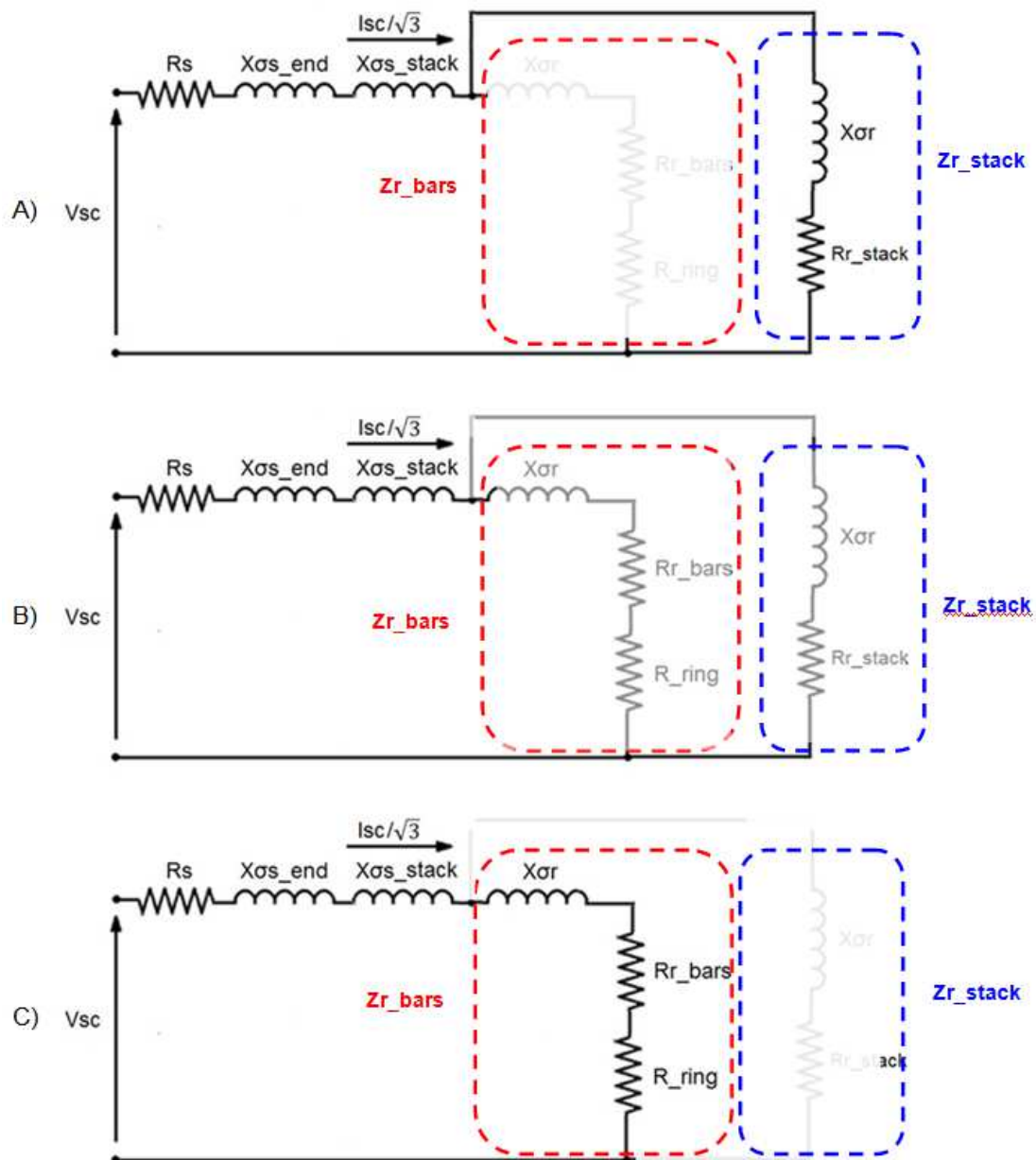


Fig. 2.19: Variazione intuitiva del valore della resistenza rotorica al variare delle amperspire e quindi dello spessore di penetrazione della corrente.

Intuitivamente si può descrivere questo fenomeno, facendo riferimento alla figura 2.19 come un parallelo variabile di due impedenze costituite rispettivamente

dalla impedenza della gabbia rotorica (Zr_bars) e dalla impedenza del materiale del circuito ferromagnetico di rotore (Zr_stack) entrambe variabili.

Considerando i casi contraddistinti da una frequenza di alimentazione più elevata si ha che per bassi valori di amperspire ed elevata frequenza (300 Hz) lo spessore di penetrazione è tale da schermare la gabbia e quindi nel parallelo delle due reattanze rotoriche si trascura Zr_bar e la resistenza di rotore Rr è dominata dal valore della resistenza Rr_stack (caso A) Fig. 2.19).

Al crescere delle amperspire lo spessore di penetrazione aumenta e l'effetto del materiale ferromagnetico si riduce e aumenta il flusso concatenato con la gabbia rotorica. In queste condizioni l'impedenza rotorica complessiva è data dal parallelo tra Zr_stack e Zr_bars (caso B) Fig. 2.19).

Infine per elevati valori di amperspire lo spessore di penetrazione è tale da consentire una buona concatenazione del flusso con la gabbia di rotore e quindi l'impedenza rotorica è dominata dalla Zr_bar . In queste condizioni il valore della resistenza di rotore Rr è associato prevalentemente al valore della resistenza delle barre rotoriche e da quello dell'anello di cortocircuito ($Rr_bars+Rr_ring$) (caso C) Fig. 2.19).

Confrontato quanto appena esposto con i risultati delle prove è evidente che la conducibilità del circuito magnetico rotorico è trascurabile. Il fenomeno che invece è bene considerare per una stima precisa della resistenza rotorica è l'addensamento della corrente nell'anello di cortocircuito in condizioni di rotore bloccato.

È inoltre da valutare, al fine di una stima più accurata, la temperatura di rotore che è stata ipotizzata in base a dati pregressi e alle normative ma non è stato possibile rilevare in fase di prova.

Nel proseguo della trattazione si farà riferimento prevalentemente a delle macchine a induzione alimentate ad una frequenza di 50-60 Hz e quindi l'errore sulla stima della resistenza rotorica in condizioni di funzionamento a rotore bloccato è contenuto è inferiore al 10%. Si conclude affermando che le approssimazioni sulla stima della resistenza rotorica sono accettabili.

2.6 Algoritmo per la definizione delle prestazioni della macchina a induzione

Nella prima parte si è descritta la metodologia per la definizione dei parametri del circuito equivalente di una macchina a induzione e si è verificato i risultati ottenuti dalle simulazioni magnetostatiche e tempo armoniche attraverso delle prove condotte su una macchina a induzione di piccole dimensioni. Il passaggio successivo è stato quello di estendere l'analisi precedentemente descritta ad una macchina a induzione di grossa taglia caratterizzata da un potenza nominale dell'ordine del megawatt.

Lo scopo principale è quello di sviluppare un nuovo algoritmo di verifica che riesca a fornire le prestazioni di una macchina a induzione valutando le non linearità dei materiali e gli effetti di addensamento delle correnti. Tale software deve essere inserito all'interno di un ciclo di ottimizzazione il cui schema principale è riportato in figura 2.20.

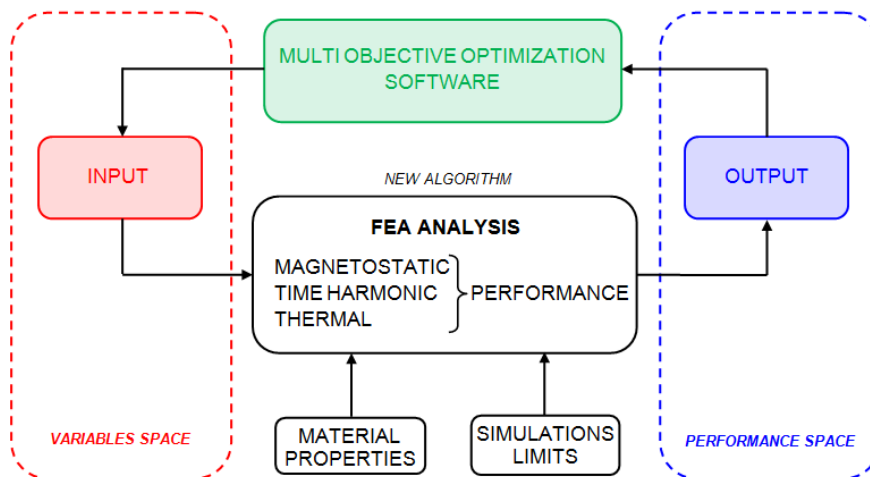


Fig. 2.20: Schema del ciclo di ottimizzazione per la nuova macchina a induzione.

L'algoritmo di verifica, che è stato implementato nel linguaggio di scripting Lua il quale si interfaccia con il software freeware per analisi FE femm 4.2, è stato nominato *IDAPHNE* ed è principalmente suddiviso in nove passi di seguito brevemente elencati:

1. Generazione del modello geometrico
2. Analisi magnetostatiche
3. Analisi tempo armoniche
4. Analisi e calcolo dei parametri costanti
5. Definizione delle prestazioni a vuoto
6. Definizione delle prestazioni a rotore bloccato
7. Definizione delle prestazioni per diversi valori di scorrimento
8. Definizione del punto di funzionamento nominale
9. Simulazioni termiche della macchina a induzione analizzata

Attraverso i vari punti sopra elencati è possibile definire le prestazioni di una macchina a induzione ed apprezzare nel dettaglio gli effetti delle soluzioni tecniche adottate nella progettazione come ad esempio il materiale di cui sono costituite le biette o l'introduzione di forme particolari per i canali di ventilazioni o delle cave. Di seguito verranno descritti i punti dall'1 al 9 e verrà dettagliata la struttura dell'algoritmo.

2.6.1 1) Generazione del modello geometrico

In questa fase viene generato il modello geometrico della macchina a induzione. Il modello consiste nella sezione frontale della macchina nel quale vengono imposti le caratteristiche dei materiali di cui essa è costituita, le condizioni al contorno per le soluzioni delle equazioni differenziali discretizzate, e le condizioni di periodicità del campo magnetico sui segmenti che costituiscono il perimetro del modello. Le condizioni al contorno vengono imposte sulla circonferenza esterna dello statore, esse sono principalmente le condizioni di potenziale vettore nullo, mentre le condizioni di periodicità risultano necessarie nel caso in cui si rappresenti una porzione ridotta della macchina elettrica. La scelta di rappresentare solo una porzione della macchina è finalizzata a minimizzare i tempi di calcolo. La generazione della sezione frontale avviene attraverso una serie di dati di input che sono raccolti in un file di testo. L'elenco dei principali input è raccolto in tabella 2.5.

Tab. 2.5: Elenco dei principali input dell'algoritmo *IDAPHNE*.

<i>Simbolo</i>	<i>Descrizione</i>
<i>PN</i>	Potenza nominale [kW]
<i>PLOSS</i>	Potenza persa dalla macchina escluse le perdite meccaniche [kW]
<i>N</i>	Numero di giri [rpm]
<i>VN</i>	Tensione nominale espresso in [V]
<i>NP</i>	Numero di poli
<i>D1</i>	Diametro esterno di statore [mm]
<i>D3</i>	Diametro di alesatura statore [mm]
<i>T</i>	Traferro magnetico [mm]
<i>D6</i>	Diametro dell'albero [mm]
<i>LAX</i>	Lunghezza assiale [mm]
<i>NC</i>	Numero delle cave di rotore
<i>HC</i>	Altezza delle cave di statore
<i>HT</i>	Spessore della precava [mm]
<i>HB</i>	Spessore della bietta [mm]
<i>WC</i>	Larghezza della cava di statore [mm]
<i>PAS</i>	Passo espresso in p.u della bobina
<i>NSB</i>	Numero delle spire bobina
<i>NCP</i>	Numero dei circuiti in parallelo di macchina
<i>NCEW</i>	Numero dei conduttori affiancati per spira
<i>NCEH</i>	Numero dei conduttori sovrapposti per spira
<i>NCR</i>	Numero delle cave di rotore
<i>HTR</i>	Altezza della precava di rotore [mm]
<i>WCR</i>	Larghezza della cava di rotore [mm]
<i>HCR</i>	Altezza della cava di rotore [mm]
<i>HBR</i>	Altezza della testa della barra di rotore [mm]
<i>WCR1</i>	Larghezza del ponticello della cava di rotore

Oltre ai dati riportati in 2.5 nel file di input sono raccolte altre informazioni sul modello come i tipi di materiali impiegati nella costruzione, la tipologia di canali di ventilazione e le dimensioni di questi ultimi. Nello stesso file possono essere imposti o la potenza nominale della macchina o la potenza che il suo sistema di raffreddamento è in grado di dissipare. Entrambe le potenze possono venire alternativamente utilizzate per definire le prestazioni nel punto di funzionamento nominale.

2.6.2 2) Analisi magnetostatiche

Il secondo passaggio è l'analisi magnetostatica eseguita per diversi valori di corrente magnetizzante. Il valore delle correnti magnetizzanti a cui eseguire le simulazioni è fissato prima dell'analisi ed è espresso in p.u della corrente nominale attesa. Tali valori variano dal 2% fino a circa l'800% (possibile valore della corrente di spunto del motore) della corrente nominale. Si evidenzia che, nelle simulazioni magnetostatiche, la corrente magnetizzante e la corrente a vuoto vengono ipotizzate uguali in ampiezza.

Dai risultati delle simulazioni vengono ottenuti i flussi concatenati con le fasi, l'induzione normale al traferro, il potenziale magnetico al traferro e il flusso per polo. Inoltre vengono valutate le dimensioni delle varie aeree della macchina e l'induzione nei vari punti del giogo e nei denti statorici, tali valori vengono utilizzati per calcolare puntualmente le perdite nel ferro attraverso l'equazione 2.1.

L'elaborazione dei dati raccolti avviene come esposto nel capitolo precedente e da essa si ottiene l'induttanza di dispersione $L_{\sigma s_stack}$ a cui viene sommata l'induttanza di dispersione delle testate statoriche $L_{\sigma s_end}$ calcolata analiticamente ottenendo così la $L_{\sigma s}$. L'induttanza magnetizzante L_m e la caduta di tensione ai capi della reattanza di magnetizzazione V_{Lm} in funzione della corrente magnetizzante. Tali valori vengono salvati all'interno dei file di testo.

In figura 2.21 viene riportato un esempio dei principali output ottenibili dalle simulazioni magnetostatiche condotte su una macchina a induzione, che sono la caduta di tensione ai capi dell'induttanza di magnetizzazione e il valore dell'induttanza di dispersione statorica in funzione della corrente a vuoto. Gli indicatori in figura 2.21 indicano i punti in cui è stata eseguita la simulazione.

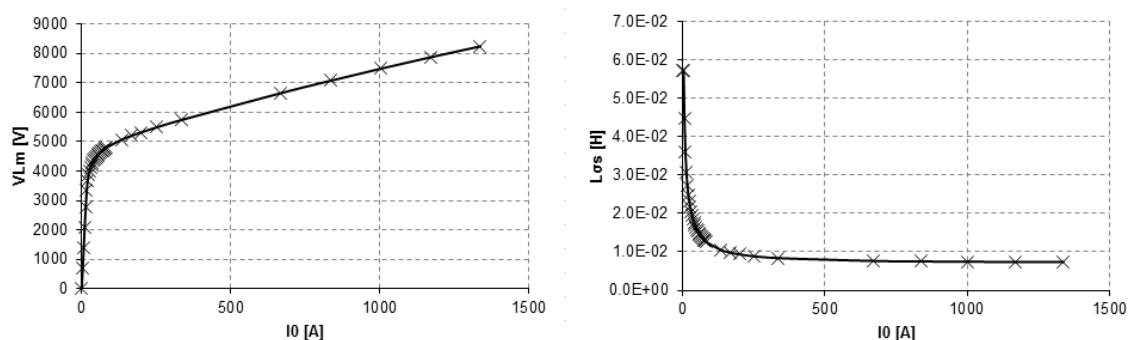


Fig. 2.21: Tensioni ai capi dell'induttanza di magnetizzazione e induttanza di dispersione statorica in funzione della corrente a vuoto.

2.6.3 3) Analisi tempo armoniche

Il terzo passaggio è la sequenza di simulazioni tempo armoniche eseguite per diversi valori di corrente e frequenze. Dalle simulazioni vengono valutati i flussi concatenati con le fasi, la potenza dissipata nelle barre e l'energia magnetica immagazzinata nel rotore. I dati raccolti vengono utilizzati per definire i valori reale e immaginario della tensione di fase rispettivamente ReV'_{FEM} e ImV'_{FEM} utilizzando le equazioni 2.33 e 2.34 (Fig. 2.22). Si osserva che le simulazioni vengono eseguite ipotizzando un avvolgimento costituito da un'unica spira e un'unica via in parallelo e facendo riferimento ad una macchina di lunghezza di 1000 mm. Le grandezze vengono successivamente riscalate alla lunghezza, al numero di spire bobina e alle vie in parallelo effettive che caratterizzano la macchina. Tale operazione viene eseguita nella parte di algoritmo che definisce le prestazioni della macchina.

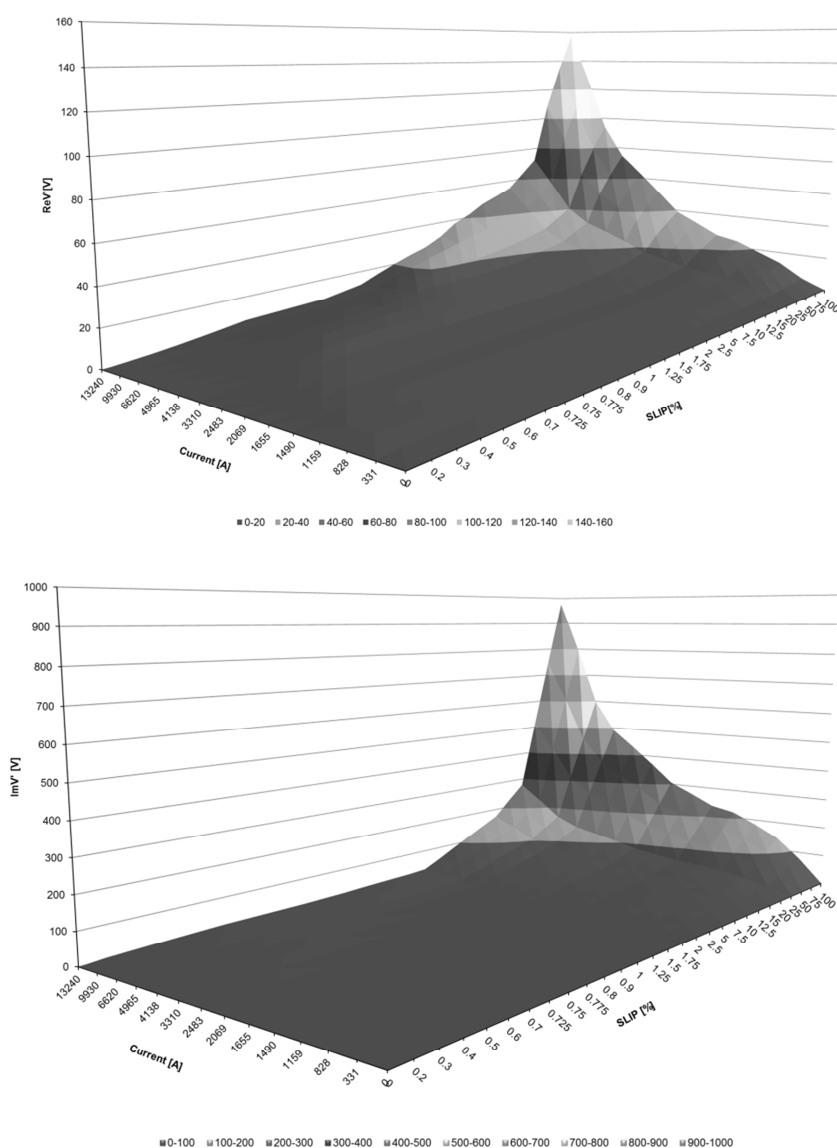


Fig. 2.22: Andamento della tensione reale e immaginaria nelle simulazioni agli elementi finiti tempo armoniche al variare della frequenza e della corrente.

2.6.4 4) Analisi parametri costanti

In questa fase vengono calcolati tutti parametri costanti come ad esempio le resistenze e le induttanze di dispersione degli avvolgimenti delle testate statoriche e rotoriche. Vengono valutati gli spessori degli strati di isolamento in cava al fine di definire le dimensioni delle piattine impiegate per la realizzazione dell'avvolgimento. La definizione del piano cava verrà così impiegata successivamente per le simulazioni termiche. In questa fase viene inoltre calcolato il valore della resistenza statorica in condizioni di funzionamento alternato utilizzando l'equazione 2.24.

2.6.5 5) Definizione delle prestazioni a vuoto

Per la valutazione del punto di funzionamento a vuoto è stato implementato un ciclo che, partendo da un valore di primo tentativo della caduta di tensione ai capi della reattanza di magnetizzazione VLm^* identifica il valore della corrente magnetizzante, (con l'asterisco vengono identificata valori temporanei) ad essa corrispondente. Tale valutazione avviene interpolando linearmente tra i valori che comprendono VLm^* all'interno della caratteristica VLm in funzione di I_0 (Fig. 2.21). Con la medesima strategia viene identificata la reattanza di dispersione statorica associata alla corrente magnetizzante definita al punto precedente. In seguito vengono definite le perdite meccaniche e nel ferro e conseguentemente le resistenze fittizie che le identificano.

Il passo successivo è il calcolo della tensione a vuoto $V0^*$ che avviene sommando alla VLm^* la caduta di tensione sull'impedenza $Z1$ ($R_s + jX_{\sigma s}$). Infine si stima dell'errore assoluto tra la tensione di alimentazione nominale e la $V0^*$. Se tale errore è al di sotto dello 0.05% il punto in analisi viene definito come punto di funzionamento a vuoto e i valori ad esso associati vengono salvati su dei file di testo terminando così l'analisi a vuoto. Nel caso in cui l'errore sia maggiore dello 0.05 % il valore della VLm^* viene corretto coerentemente col segno dell'errore. Quanto appena descritto viene esposto nel diagramma di flusso riportato in figura 2.24.

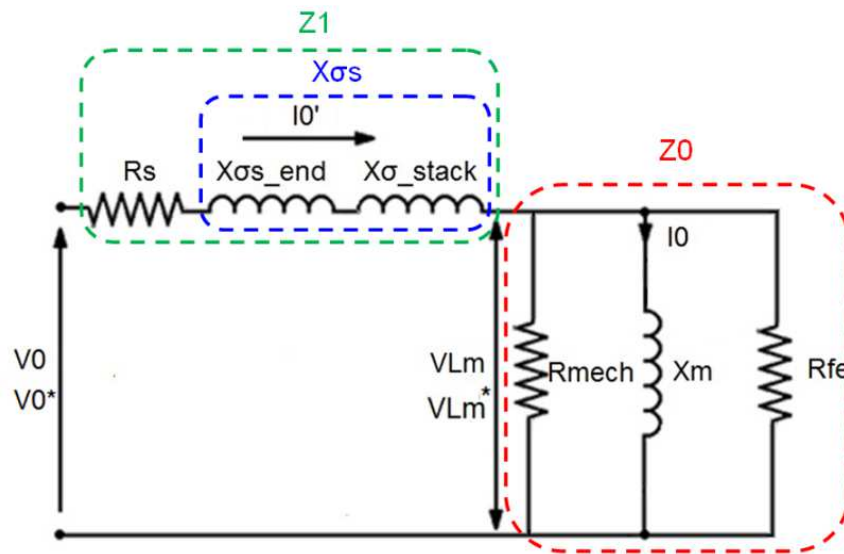


Fig. 2.23: Circuito equivalente per la definizione delle condizioni di funzionamento a vuoto nel nuovo algoritmo.

Il circuito a cui fare riferimento per l'analisi e l'identificazione del punto di funzionamento a vuoto è quello di figura. 2.23 in cui sono presenti i parametri fittizi e vengono evidenziati i parametri e la nomenclatura utilizzata nel nuovo algoritmo *IDAPHNE*.

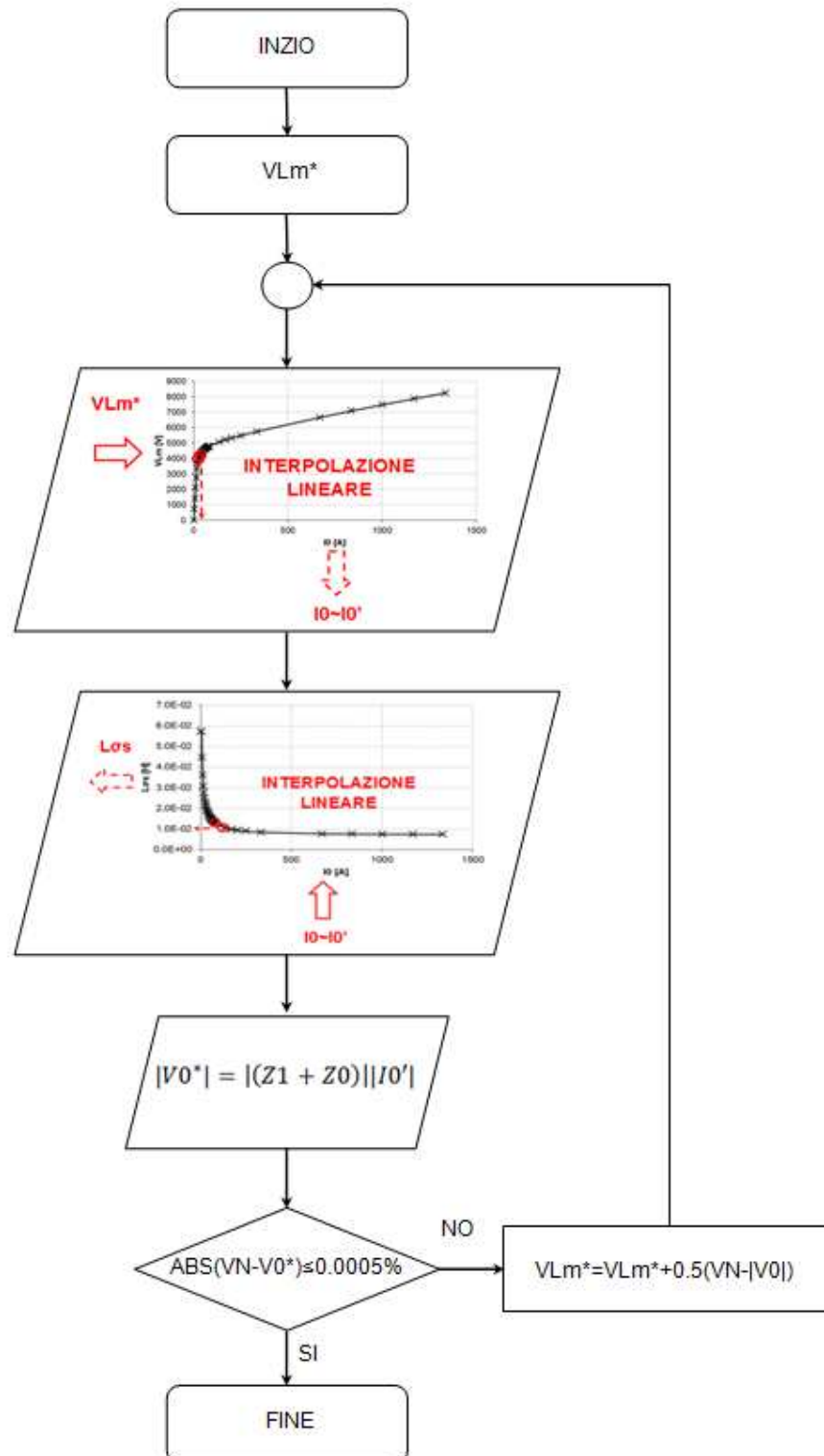


Fig. 2.24: Diagramma di flusso della parte di algoritmo relativa alla definizione del punto di funzionamento a vuoto.

2.6.6 6) Definizione delle prestazioni a rotore bloccato

L'analisi per la definizione delle prestazioni a rotore bloccato è stata condotta per diversi valori di tensione di alimentazione V_{sc} e a frequenza fissa pari a quella di scorrimento in condizioni di rotore bloccato. Queste simulazioni consentiranno di valutare le prestazioni della macchina all'avviamento anche a tensione ridotta.

In figura 2.25 viene riportato il circuito equivalente per la valutazione delle prestazioni a rotore bloccato e all'avviamento. In questa sezione dell'algoritmo la definizione delle prestazioni viene ottenuta attraverso un ciclo iterativo e la strategia è simile a quella descritta per il funzionamento a vuoto. Viene quindi fissata una caduta di tensione $V_{Lm_sc}^*$ di primo tentativo hai capi del ramo trasversale del circuito equivalente in condizioni di rotore bloccato e vengono ricalcolate le varie cadute di tensione sui parametri del circuito ottenendo la tensione di alimentazione di fase V_{sc}^* .

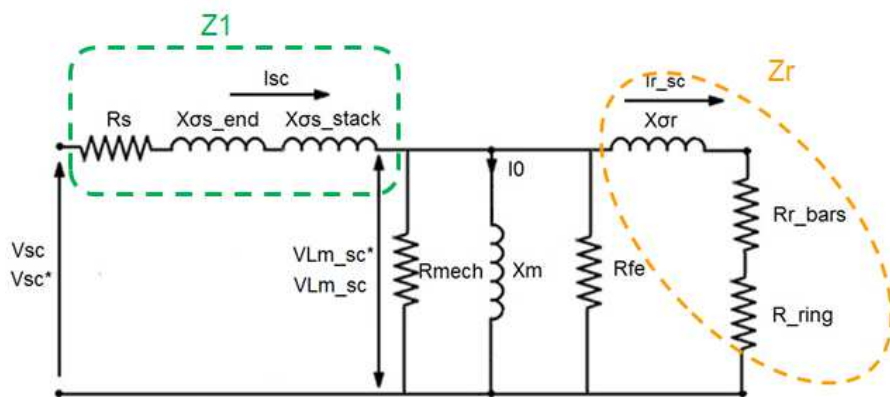


Fig. 2.25: Circuito equivalente utilizzato per le definizioni delle prestazioni a rotore bloccato al variare della tensione di alimentazione ai morsetti.

Sebbene, come evidenziato dai risultati ottenuti dalle prove sul motore di piccola taglia esposti nel sottocapitolo 2.5, i parametri del ramo trasversale possono essere trascurati in condizioni di funzionamento a rotore bloccato a tensione ridotta, essi sono stati valutati in questo algoritmo per avere una migliore approssimazione e generalizzazione e per permettere un'analisi precisa a piena tensione. Questa sezione dell'algoritmo può essere suddivisa principalmente in 5 parti.

Nella prima parte viene definita la corrente magnetizzante utilizzando il metodo esposto al punto 5 e i parametri del ramo trasversale del circuito equivalente.

Nella seconda parte vengono definiti per tutti i valori delle correnti analizzate, i parametri di rotore moltiplicando le tensioni reali ed immaginarie, ricavate dalle relative analisi tempo armoniche esposte in figura 2.22, per il numero di spire bobina, per le vie in parallelo e per il rapporto tra la lunghezza pacco che caratterizza la macchina in analisi e quella del modello simulato. In seguito, applicando le equazioni 2.37, 2.38 e 2.39, vengono stimati i parametri di rotore X_{or} e R_{r_bars} per tutte le correnti. Alla resistenza delle barre R_{r_bars} viene sommata la resistenza dell'anello di cortocircuito R_{ring} calcolata con le equazioni 2.42 e 2.44 nella sezione 2.4 e infine viene calcolato il valore di Z_r .

Nella terza fase viene definito, attraverso una serie di interpolazioni lineari simili a quelle descritte nella parte 2.6.5, la combinazione di impedenza di rotore Z_r e

corrente I_{r_sc} che consente di ottenere la $V_{Lm_sc^*}$. Ad ogni resistenza rotorica corrisponde una induttanza di dispersione rotorica e una corrente rotorica a rotore bloccato, fissando uno di questi parametri si può quindi ricavare immediatamente anche gli altri valori. Nel caso in esame è stata fissata la resistenza rotorica.

Nella quarta fase le correnti I_{r_sc} e I_0 vengono sommate vettorialmente ottenendo I_{sc} . Utilizzando il modulo di I_{sc} e sfruttando nuovamente la caratteristica $L_{\sigma s}$ in funzione di I_0 (Fig. 2.21) si ottiene il valore della induttanza di dispersione statorica per il dato valore della corrente assorbita in condizioni di rotore bloccato. La stima della $L_{\sigma s}$ avviene mediante interpolazione lineare. Si è scelto di valutare l'induttanza di dispersione statorica per ogni valore di corrente assorbita, e non ipotizzarla costante al variare della corrente come avviene nelle trattazioni classiche [1], [2], per apprezzare le piccole saturazioni localizzate nei denti statorici che si possono presentare in queste condizioni di funzionamento. Tuttavia si osserva che $L_{\sigma s}$, per alti valori di corrente risulta praticamente costante. Infine si ricava la reattanza di dispersione di statore $X_{\sigma s}$.

Si dispone dei valori della caduta di tensione sulla Z_1 e della $V_{Lm_sc^*}$ e quindi si può valutare vettorialmente la tensione ai morsetti della macchina attraverso la seguente relazione:

$$\overline{V_{sc^*}} = \overline{V_{Lm_sc^*}} + \overline{V_{Z1}} \quad (2.53)$$

dove V_{Z1} è uguale a

$$\overline{V_{Z1}} = \overline{Z_1} \cdot \overline{I_{sc}} \quad (2.54)$$

Il passaggio finale è il confronto tra i moduli V_{sc^*} e di V_{sc} . Se i due valori sono uguali a meno di un errore del 0.05% si ritiene ottenuta la convergenza dell'algoritmo e quindi vengono calcolate le perdite negli avvolgimenti statorici e rotorici, la coppia e il fattore di potenza in tali condizioni.

Il fattore di potenza viene calcolato attraverso la seguenti relazioni:

$$\overline{ZIM} = \frac{\overline{V_{sc}}}{\overline{I_{sc}}} \quad (2.55)$$

da cui:

$$\varphi = \arg(\overline{ZIM}) \quad (2.56)$$

e quindi

$$PF = \cos \varphi \quad (2.57)$$

Mentre la coppia elettromagnetica T_{em} viene ricavata attraverso la seguente equazione:

$$T_{em} = \frac{POUT}{\frac{2\pi n \left(1 - \frac{slip}{100}\right)}{60}} \quad (2.58)$$

Dove n è il numero di giri della macchina associato alla polarità e alla frequenza di alimentazione e $POUT$ è definita come:

$$POUT = 3 \left(\frac{R_r}{slip/100} \right) |I_{r_sc}|^2 \quad (2.59)$$

I dati così ottenuti vengono salvati su dei file di testo. In figura. 2.26 viene riportato il diagramma di flusso che schematizza questa parte dell'algoritmo.

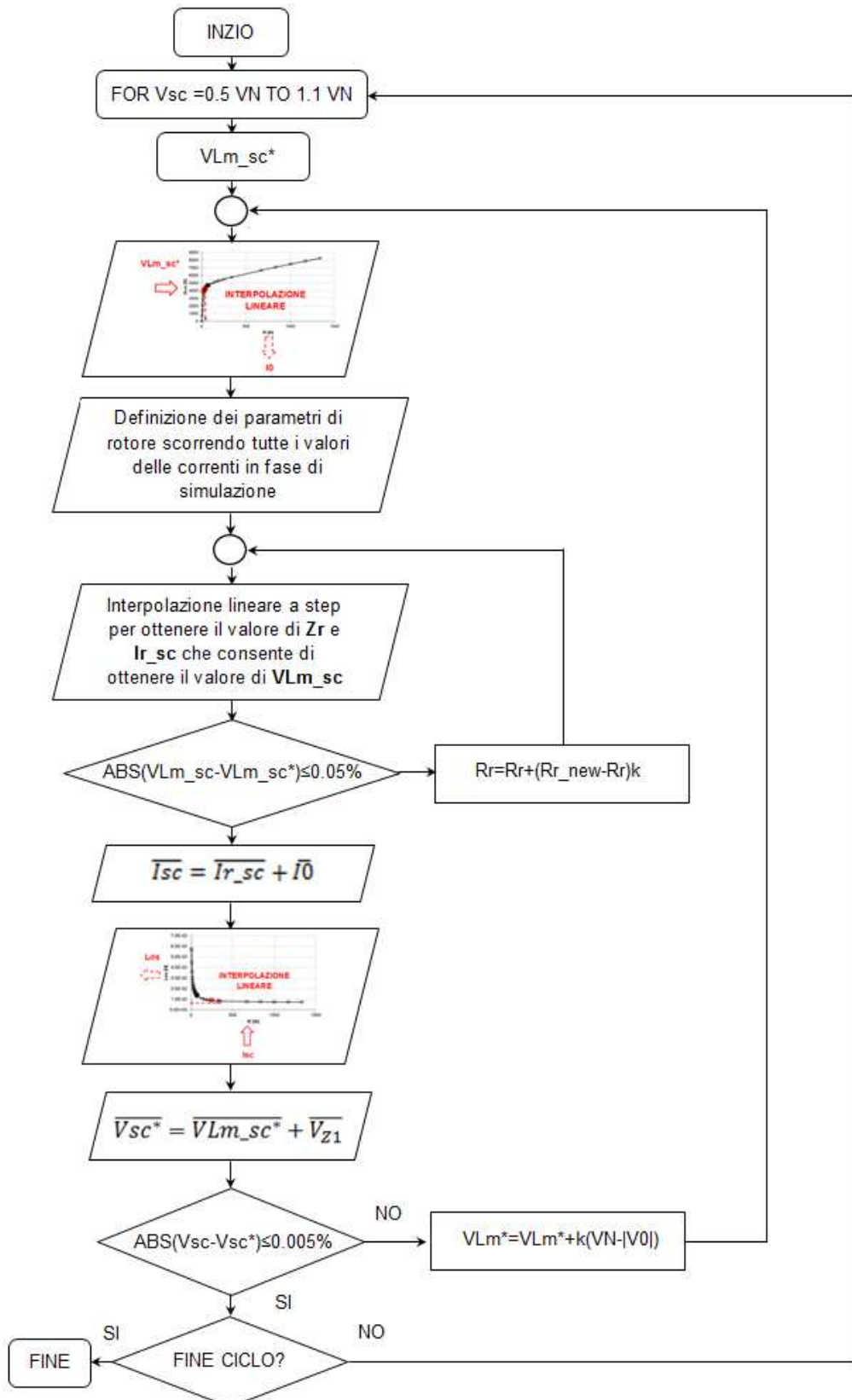


Fig. 2.26: Diagramma di flusso della parte di algoritmo dedicata alla valutazione delle prestazioni a rotore bloccato e durante l'avviamento.

2.6.7 7) Definizione delle prestazioni per diversi valori di scorrimento

La parte di algoritmo che stima le prestazioni della macchina al variare dello scorrimento è molto simile a quella descritta nel punto 2.6.6 la differenza principale è che in questa sezione non vi è l'iterazione sulla tensione di alimentazione, che rimane fissata al valore nominale, ma bensì sulla frequenza di scorrimento. Il circuito di riferimento in questo caso è quello riportato in figura 2.27.

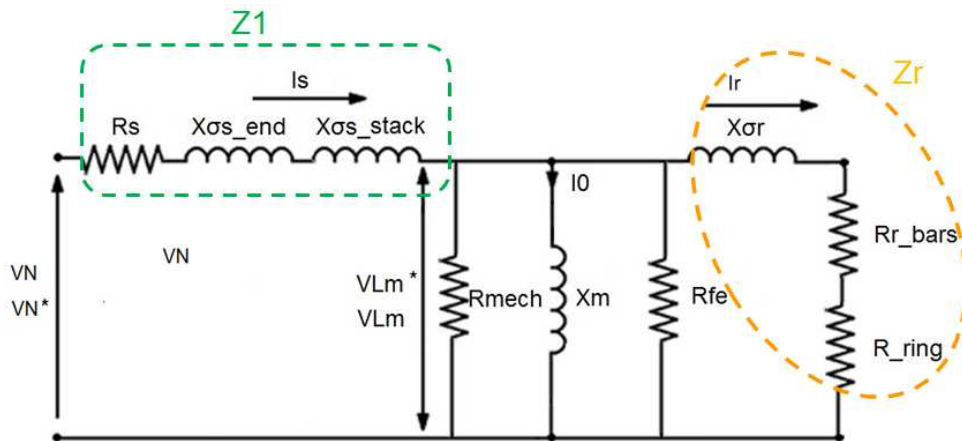


Fig. 2.27: Circuito equivalente utilizzato per la definizione del funzionamento a carico della macchina elettrica.

In figura 2.28 viene riportato il diagramma di flusso per la valutazione del comportamento della macchina al variare dello scorrimento e quindi viene valutato il suo funzionamento al variare del carico. Tutti i dati definiti durante questa analisi vengono salvati in una matrice costituita da vettori, ogni vettore identifica una grandezza di interesse calcolata a tensione nominale fissata.

2.6.8 8) Definizione del punto di funzionamento nominale

Questa è la parte dell'algoritmo dedicata all'identificazione del punto di funzionamento nominale della macchina a induzione. La procedura per identificarlo può essere differenziata, si può ottenere tale punto o imponendo la potenza nominale o, alternativamente, imponendo la potenza termica dissipabile. Tali valori sono entrambi impostabili nel file di input. La potenza termica dissipata ($P_{thermal}$) è data dalla somma delle perdite nel ferro, nel rame statore e rotore e dalla stima delle addizionali, in questo computo non vengono considerate le perdite meccaniche.

La potenza termica dissipabile viene fissata sulla base della capacità di smaltimento della carcassa che nel caso in esame viene calcolata attraverso una analisi termo fluidodinamica CFD, tuttavia è possibile stimare tale valore anche dai risultati delle prove termiche eseguite su una macchina costruita. L'imposizione della potenza dissipabile mediante analisi CFD è la strategia utilizzata per la definizione delle prestazioni a regime è quella utilizzata nel ciclo di ottimizzazione.

La definizione del punto nominale avviene attraverso una interpolazione lineare tra gli elementi dei vettori generati nell'analisi eseguita al punto 7.

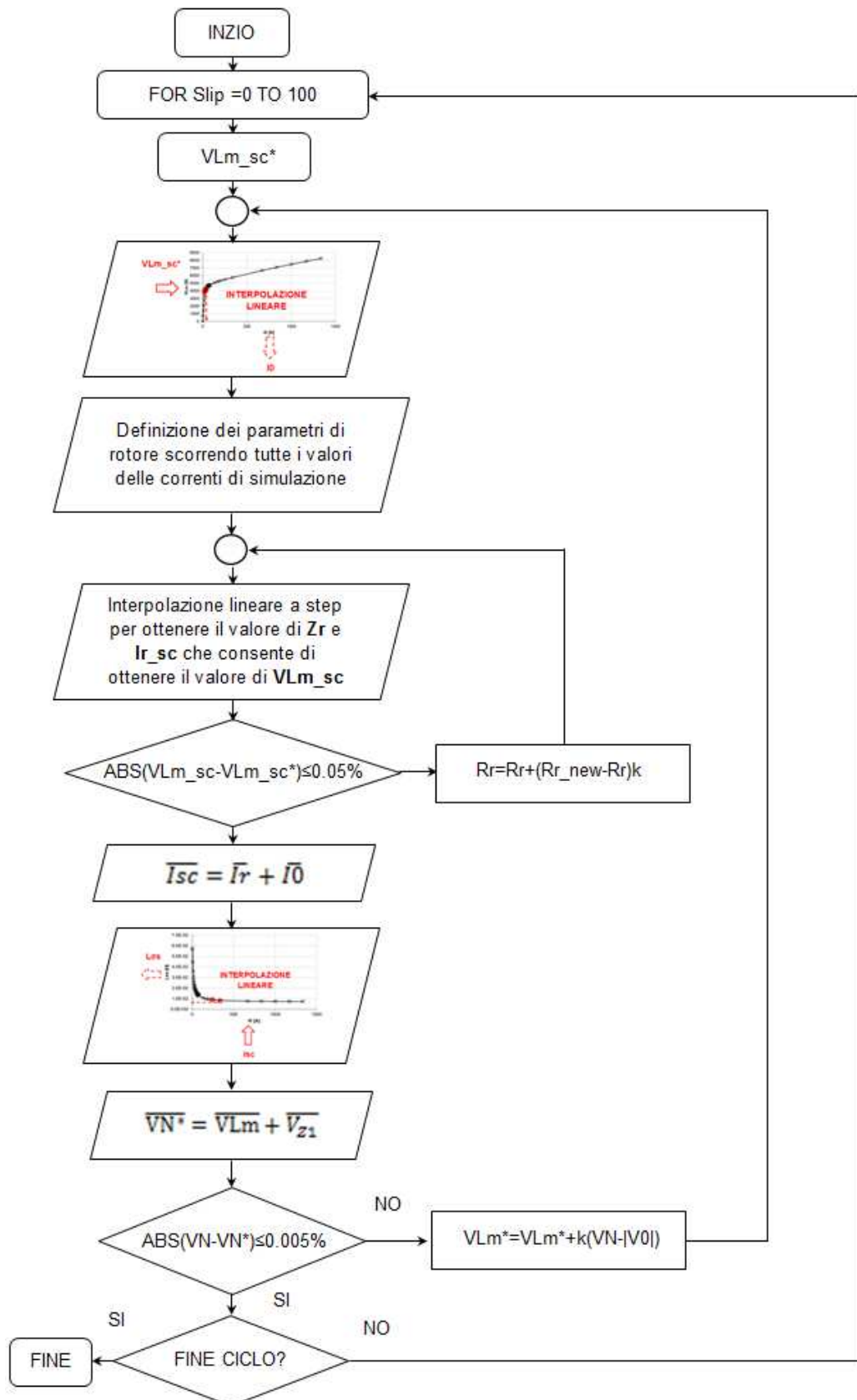


Fig. 2.28: Diagramma di flusso della parte di algoritmo dedicata alla valutazione delle prestazioni della macchina al variare dello scorrimento e quindi il suo funzionamento al variare del carico.

In figura 2.29 viene riportato un esempio di matrice di output fornita dall'algoritmo *IDAPHNE*. Tale matrice viene inoltre salvata su un file di testo.

L'interpolazione viene eseguita sul vettore della *Pthermal* (colonna evidenziata in rosso in Fig. 2.29) nel caso in cui la potenza fissata sia quella dissipabile viceversa, se si è fissata la potenza nominale, avverrà sul vettore della *POUT*. Si evidenzia ulteriormente che i vettori che costituiscono la matrice di output sono stati calcolati tutti per la medesima tensione corrispondente a quella di alimentazione nominale (colonna evidenziata in blu in Fig. 2.29)

Per la definizione degli altri valori relativi al punto di funzionamento nominale si prosegue con l'interpolazione tra i medesimi indici sugli altri vettori (righe evidenziate in azzurro in Fig. 2.28) che costituiscono la matrice di output. La riga relativa alle prestazioni nominali della macchina è stata evidenziata in giallo in figura 2.29.

Si conclude questa parte con una osservazione intuitiva ovvero: la stima del punto di funzionamento nominale sarà tanto più accurata quanto più vicini ai valori imposti, alternativamente *Pthermal* o *POUT*, sono gli estremi all'interno dei quali avviene l'interpolazione. La strategia utilizzata è stata quella di intensificare i punti di analisi intorno allo scorrimento nominale previsto e diradarli negli altri punti. La previsione del punto di scorrimento nominale è stata ottenuta sfruttando l'esperienza industriale pregressa sulle macchine di tipo TEFC e utilizzando la relazione 1.33 precedentemente definita. In questo modo si è ottenuto dei risultati precisi e attendibili riducendo l'onore computazionale.

slip	Rs	Xos	Xm	R0	Rr	Xor	Is	Im	Ia	I0	Ir	Prs	Pfe	Pmech	Padd	Prr	Pthermal	Pout	Pin	Qin	Ain	PF	Torque	Eta	V
[%]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[p.u]	[-]	[p.u]	[%]	[p.u]
0.0	0.01	0.20	4.79	51.89			0.20	0.20	0.02	0.20		0.00	0.005	0.012	0.000		0.01		0.02	0.20	0.20	0.09	0.00	1.00	
0.2	0.01	0.13	4.76	50.03	0.00	0.12	0.53	0.20	0.02	0.20	0.45	0.00	0.005	0.012	0.000	0.00	0.01	0.4	0.46	0.26	0.53	0.87	0.49	95.42	1.00
0.3	0.01	0.11	4.77	50.02	0.00	0.12	0.73	0.20	0.02	0.20	0.66	0.00	0.005	0.012	0.001	0.00	0.01	0.6	0.66	0.31	0.73	0.91	0.71	96.36	1.00
0.4	0.01	0.10	4.78	49.84	0.00	0.12	0.93	0.20	0.02	0.20	0.87	0.01	0.005	0.012	0.001	0.00	0.02	0.8	0.86	0.37	0.93	0.92	0.93	96.74	1.00
0.4	0.01	0.10	4.79	49.75	0.00	0.12	1.00	0.20	0.02	0.20	0.94	0.01	0.005	0.012	0.001	0.00	0.02	0.9	0.92	0.40	1.00	0.92	1.00	96.78	1.00
0.5	0.01	0.09	4.80	49.56	0.00	0.12	1.14	0.20	0.02	0.20	1.08	0.01	0.005	0.012	0.001	0.01	0.02	1.0	1.04	0.45	1.14	0.92	1.14	96.86	1.00
0.6	0.01	0.09	4.82	49.27	0.00	0.12	1.34	0.20	0.02	0.20	1.28	0.01	0.005	0.012	0.001	0.01	0.03	1.2	1.23	0.54	1.34	0.91	1.34	96.86	1.00
0.7	0.01	0.08	4.85	48.88	0.00	0.12	1.54	0.19	0.02	0.20	1.47	0.02	0.005	0.012	0.001	0.01	0.03	1.3	1.39	0.65	1.54	0.91	1.52	96.78	1.00
0.7	0.01	0.08	4.85	48.78	0.00	0.12	1.58	0.19	0.02	0.20	1.51	0.02	0.005	0.012	0.001	0.01	0.03	1.4	1.43	0.67	1.58	0.91	1.57	96.75	1.00
0.8	0.01	0.08	4.86	48.68	0.00	0.12	1.63	0.19	0.02	0.19	1.56	0.02	0.005	0.012	0.001	0.01	0.04	1.4	1.47	0.70	1.63	0.90	1.61	96.72	1.00
0.8	0.01	0.08	4.87	48.59	0.00	0.12	1.68	0.19	0.02	0.19	1.61	0.02	0.005	0.012	0.002	0.01	0.04	1.5	1.51	0.73	1.68	0.90	1.65	96.69	1.00
0.8	0.01	0.08	4.87	48.48	0.00	0.12	1.72	0.19	0.02	0.19	1.65	0.02	0.005	0.012	0.002	0.01	0.04	1.5	1.55	0.75	1.72	0.90	1.70	96.66	1.00
0.9	0.01	0.08	4.90	48.04	0.00	0.12	1.91	0.19	0.02	0.19	1.83	0.02	0.005	0.012	0.002	0.02	0.05	1.6	1.70	0.87	1.91	0.89	1.86	96.50	1.00
1.0	0.01	0.08	4.93	47.59	0.00	0.12	2.08	0.19	0.02	0.19	2.01	0.03	0.005	0.012	0.002	0.02	0.06	1.8	1.84	0.98	2.08	0.88	2.00	96.33	1.00
1.3	0.01	0.07	5.02	46.41	0.00	0.12	2.49	0.18	0.02	0.18	2.41	0.04	0.005	0.012	0.002	0.03	0.08	2.0	2.13	1.29	2.49	0.86	2.32	95.84	1.00
1.5	0.01	0.07	5.11	45.18	0.00	0.11	2.87	0.17	0.02	0.17	2.78	0.05	0.005	0.012	0.002	0.04	0.10	2.3	2.37	1.61	2.87	0.83	2.58	95.30	1.00
1.8	0.01	0.07	5.18	43.98	0.00	0.11	3.20	0.17	0.02	0.17	3.12	0.07	0.004	0.012	0.003	0.05	0.12	2.4	2.56	1.93	3.20	0.80	2.77	94.74	1.00
2.0	0.01	0.07	5.20	42.80	0.00	0.11	3.51	0.16	0.02	0.16	3.41	0.08	0.004	0.012	0.003	0.06	0.15	2.5	2.70	2.23	3.51	0.77	2.92	94.16	1.00
2.5	0.01	0.07	5.23	40.53	0.00	0.10	4.01	0.16	0.02	0.16	3.92	0.10	0.004	0.012	0.003	0.08	0.19	2.7	2.87	2.80	4.01	0.72	3.08	92.99	1.00
5.0	0.01	0.06	5.36	33.95	0.00	0.10	5.34	0.13	0.02	0.13	5.24	0.18	0.003	0.011	0.003	0.15	0.34	2.4	2.72	4.60	5.34	0.51	2.80	87.27	1.00
7.5	0.01	0.06	5.38	32.18	0.00	0.10	5.80	0.12	0.02	0.12	5.69	0.20	0.003	0.010	0.002	0.16	0.36	1.9	2.29	5.33	5.80	0.39	2.33	83.94	1.00
10.0	0.01	0.06	5.39	32.40	0.00	0.09	6.01	0.12	0.02	0.12	5.89	0.21	0.002	0.009	0.002	0.18	0.39	1.6	1.98	5.67	6.01	0.33	1.97	79.78	1.00
12.5	0.01	0.06	5.39	33.48	0.00	0.09	6.11	0.12	0.02	0.12	6.00	0.22	0.002	0.008	0.002	0.19	0.41	1.3	1.76	5.85	6.11	0.29	1.72	76.05	1.00
15.0	0.01	0.06	5.39	35.02	0.00	0.09	6.18	0.11	0.02	0.12	6.06	0.22	0.002	0.008	0.002	0.21	0.43	1.2	1.61	5.96	6.18	0.26	1.55	72.65	1.00
20.0	0.01	0.06	5.40	38.98	0.00	0.09	6.24	0.11	0.02	0.11	6.13	0.23	0.002	0.006	0.001	0.24	0.47	0.9	1.42	6.08	6.24	0.23	1.33	66.60	1.00
25.0	0.01	0.06	5.40	43.78	0.00	0.09	6.28	0.11	0.01	0.11	6.17	0.23	0.002	0.005	0.001	0.26	0.50	0.8	1.30	6.15	6.28	0.21	1.19	61.17	1.00
50.0	0.01	0.06	5.40	77.31	0.00	0.09	6.36	0.11	0.01	0.11	6.25	0.24	0.002	0.002	0.001	0.38	0.62	0.4	1.00	6.28	6.36	0.16	0.85	37.90	1.00
75.0	0.01	0.06	5.40	109.11	0.00	0.09	6.38	0.11	0.01	0.11	6.27	0.24	0.002	0.000	0.001	0.46	0.70	0.2	0.86	6.32	6.38	0.13	0.69	17.96	1.00
100	0.01	0.06	5.40	115.87	0.00	0.09	6.40	0.11	0.01	0.11	6.29	0.24	0.002	0.000	0.001	0.53	0.77	0.0	0.78	6.35	6.40	0.12	0.60	0.01	1.00

VETTORI CHE COSTITUISCONO LA MATRICE DI OUTPUT

INDICE DEI VETTORI TRA CUI AVVIENE L'INTERPOLAZIONE PER LA DEFINIZIONE DEL PUNTO DI LAVORO NOMINALE

VETTORI CHE COSTITUISCONO LA MATRICE DI OUTPUT

INDICE DEI VETTORI TRA CUI AVVIENE L'INTERPOLAZIONE PER LA DEFINIZIONE DEL PUNTO DI LAVORO NOMINALE

Fig. 2.29: Matrice di output fornita dell'algoritmo *IDAPHNE*.

Nell'immagine è evidenziata in giallo la riga relativa alle prestazioni nel punto nominale mentre in rosso e in blu sono evidenziate rispettivamente le colonne relative alla potenza termica dissipata e alla tensione nominale.

Dalla matrice riportata in figura 2.29 possono essere ricavate le caratteristiche principali che caratterizzano una macchina elettrica a induzione. Ovvero la caratteristica di coppia, della corrente assorbita e del fattore di potenza in funzione dello scorrimento. Questi andamenti sono stati riportati rispettivamente nelle figure 2.30, 2.31 e 2.32.

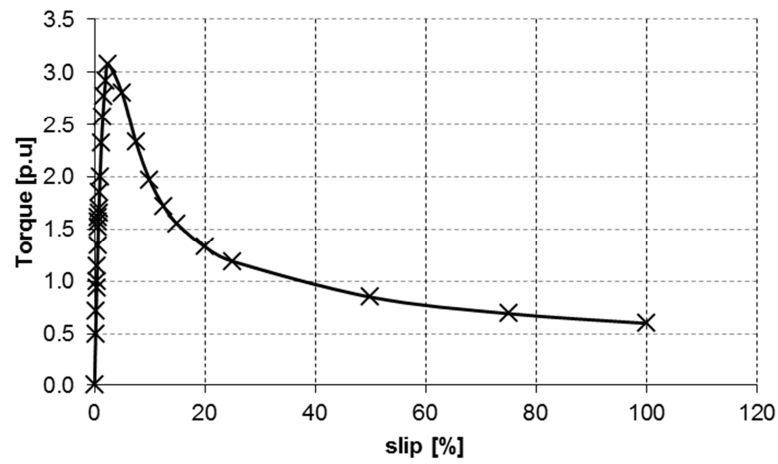


Fig. 2.30: Caratteristica coppia in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo *IDAPHNE*.

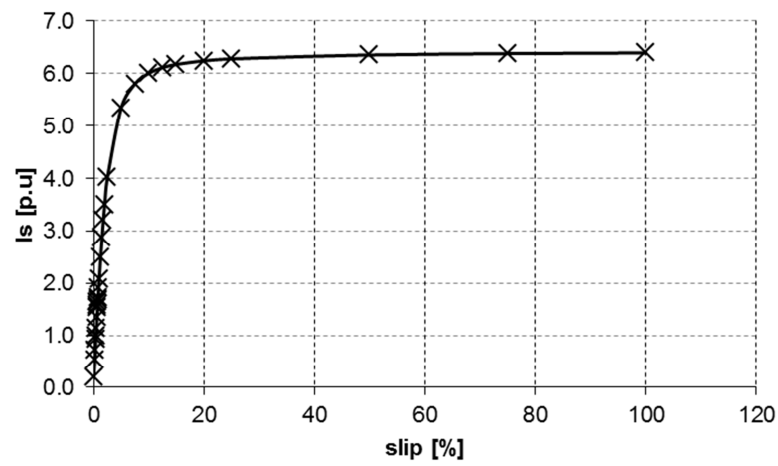


Fig. 2.31: Caratteristica corrente assorbita in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo *IDAPHNE*.

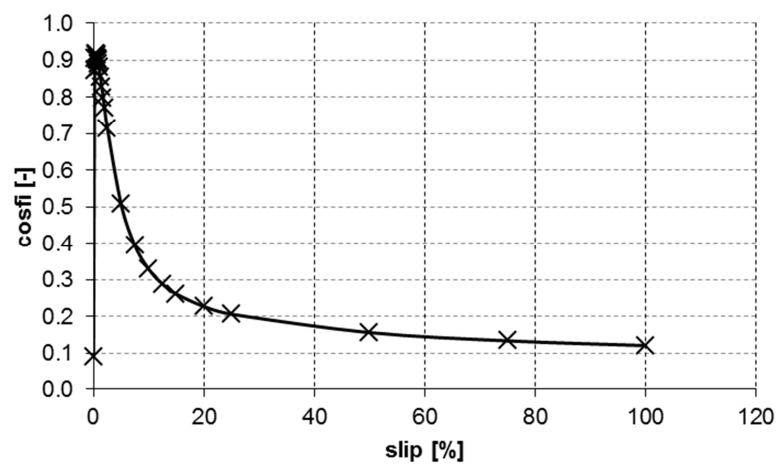


Fig. 2.32: Caratteristica del fattore di potenza in funzione dello scorrimento ottenuta dall'algoritmo *IDAPHNE*.

2.6.9 9) Simulazione termiche FEM della macchina a induzione analizzata

Le perdite associate al rame e al ferro statorico nel punto nominale vengono utilizzate per definire le perdite specifiche utilizzando le masse delle varie parti che costituiscono la macchina. Le perdite specifiche associate ad ogni spira e al circuito magnetico di statore vengono fissate nel modello termico agli elementi finiti di statore (Fig. 2.33).

In questa analisi viene valutata esclusivamente una porzione dello statore perché grazie al sistema di raffreddamento adottato le perdite prodotte dal rotore non influenzano la temperatura dello statore poichè vengono separatamente smaltite dal sistema di ventilazione interno.

Si può concludere che il modello termico che rappresenta una porzione di statore della macchina è una buona rappresentazione della realtà. Questa conclusione è stata dedotta assieme alla capacità di smaltimento della carcassa e quindi al coefficiente di scambio termico convettivo attraverso delle simulazioni CFD, che verranno esposte nel dettaglio nella sezione 2.7. In tale simulazione sono state simulate tutte le varie componenti che costituiscono la carcassa tra cui: alette, tubi di raffreddamento e ventole interne ed esterne il cui risultato è stata la definizione delle perdite complessive smaltibili dal nuovo sistema di raffreddamento e il coefficiente di scambio termico convettivo equivalente da imporre sul modello semplificato FE.

Il modello viene definito semplificato oltre che per le ipotesi fatte sulla dissipazione delle perdite di rotore anche per la sua rappresentazione. Infatti, come si può notare dalla figura 2.32, su di esso non state rappresentate le alette e i tubi che nella realtà sono installati sulla macchina e che sono stati valutati attraverso il coefficiente di scambio termico convettivo equivalente ottenuto dalle analisi CFD che valuta complessivamente i loro effetti. Si osserva inoltre che sul modello sono state impostate le condizioni al contorno di scambio termico adiabatico sulle superfici laterali e sulla circonferenza lato traferro (Fig. 2.33) in questo modo si è ipotizzato che ogni cava smaltisca le perdite da essa prodotta attraverso la porzione di circonferenza statorica di sua competenza. Ipotizzare che non vi sia scambio termico al traferro tra cava e l'aria che la lambisce è una condizione limitante e peggiorativa rispetto alle condizioni reali di funzionamento. Si è utilizzata questa ipotesi come margine di sicurezza sui calcoli CFD effettuati.

La temperatura media e massima fornite dalla simulazione FE consentono di determinare se la configurazione simulata rispetta o meno la classe termica di riferimento.

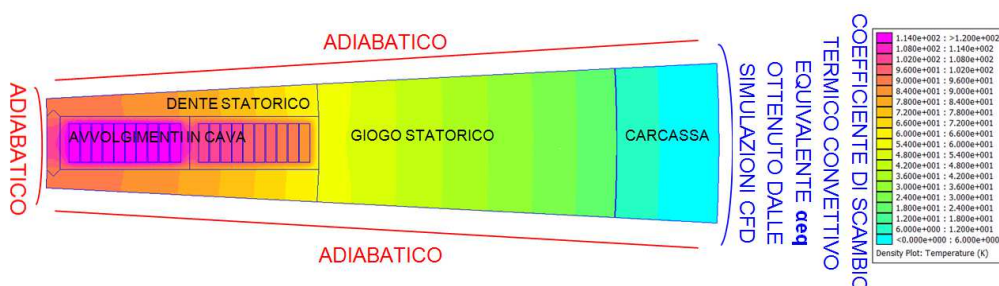


Fig. 2.33: Esempio di simulazione termica FE eseguita dall'algoritmo IDAPHNE.

2.7 Studio della configurazione di partenza del TEFC, proposte tecniche per l'incremento delle prestazioni, studi CFD associati e ottimizzazione

In questa sezione si esporranno le proposte tecniche pensate per superare i limiti prestazionali individuati sulla configurazione del TEFC di partenza e gli studi condotti per validare tali soluzioni. Inoltre verrà descritto il criterio di ottimizzazione adottato e i risultati che esso ha fornito. L'obiettivo dell'ottimizzazione è quello di minimizzare il costo specifico della potenza installata sulla macchina rispettando le normative internazionali che regolamentano il mercato Oil&Gas (API e Shell)

2.7.1 Definizione delle prestazioni della macchina a induzione campione punto di partenza dell'ottimizzazione

Il primo candidato per il processo di ottimizzazione è l'attuale TEFC 4 poli riportato in figura 2.34, aziendalemente nominato CA esso è caratterizzato da un'altezza d'asse di 500 mm e ha la gabbia realizzata in alluminio. I suoi principali dati di targa sono riportati in tabella 2.6.



Fig. 2.34: CA 500 L4 macchina a induzione campione da ottimizzare.

Tab. 2.6: Principali dati di targa del CA 500 L4.

<i>Potenza nominale</i>	1350 kW
<i>Tensione nominale</i>	6000 V
<i>Fattore di potenza</i>	0.85
<i>Rendimento</i>	97.1 %
<i>Frequenza di alimentazione</i>	50 Hz
<i>Scorrimento</i>	0.58 %
<i>Massa</i>	5500 kg

Il mercato Oil&Gas delle macchine elettriche riveste una quota molto importante delle vendite relative a macchine di media e alta potenza.

All'interno di tale mercato sono state sviluppate delle normative con lo scopo di garantire un elevato standard delle forniture. Tra le principali regolamentazioni vi sono le normative API [8] e Shell [9] e le principali imposizioni tecniche da esser fissate per macchine a 4 poli, alimentate in media tensione con potenza compresa nell'intorno di 1 MW sono riportate in tabella 2.7.

Si sottolinea che il CA 500 L4 non era stato sviluppato per rispettare tali normative e in tabella 2.7 vengono contrassegnati con un asterisco le prestazioni che non rispettano gli standard API e Shell.

Al fine di agevolare la rispondenza al rendimento esposto in tabella 2.7, il CA+, che sarà il nome con cui verrà identificato il nuovo TEFC frutto dell'ottimizzazione nel proseguo della trattazione, è stato realizzato con gabbia in rame.

La gabbia in rame consente di migliorare il rendimento della macchina e quindi di ridurre le perdite da smaltire in fase di funzionamento nominale ma penalizza le prestazioni in fase di avviamento a causa della resistività che lo contraddistingue.

Il processo con il quale il nuovo TEFC è stato ottimizzato viene di seguito brevemente riassunto:

- Progettazione meccanica del nuovo sistema di raffreddamento
- Definizione dei limiti rotodinamici associati alla macchina
- Stima della capacità di asporto termico del nuovo sistema di raffreddamento
- Ottimizzazione elettromagnetica al fine di rispettare le normative e contemporaneamente minimizzare il costo specifico della potenza
- Validazione della soluzione identificata attraverso un prototipo

Tab. 2.7: Principali imposizioni tecniche imposte dalle normative API & Shell.

<i>Minimo rendimento</i>	96.5%
<i>Fattore di potenza</i>	0.88*
<i>Massimo valore di corrente a rotore bloccato</i>	650%
<i>Valore minimo di coppia a rotore bloccato</i>	60%
<i>Valore minimo di coppia minima</i>	50%
<i>Minima coppia massima</i>	175%
<i>Rumore</i>	82dBA*
<i>Classe termica</i>	B
<i>Materiale della gabbia rotorica</i>	Rame
<i>Albero rigido e 125% margine di separazione dalla prima velocità critica.</i>	125%

2.7.2 Sistema di raffreddamento utilizzato sul CA

Al fine di comprendere il funzionamento del sistema di raffreddamento utilizzato sull'attuale CA e individuarne i relativi limiti al fine di incrementare la potenza specifica installata si fa riferimento alla figura 2.35 in cui vengono descritti i principali componenti strutturali del CA.

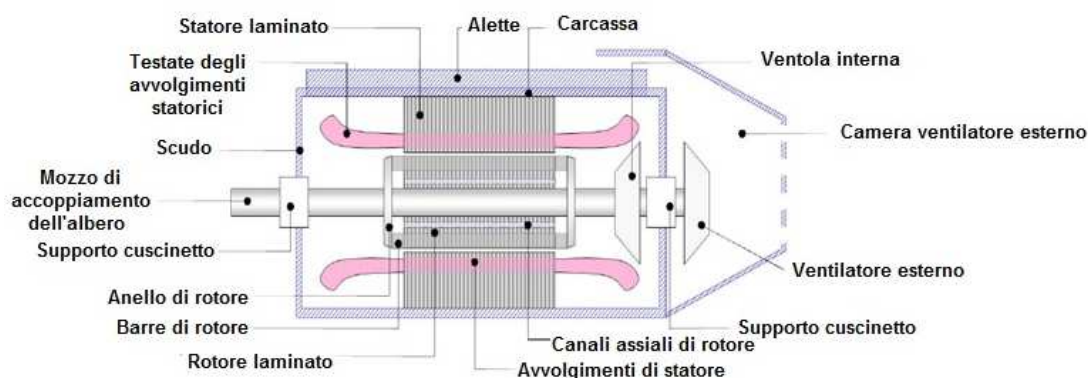


Fig. 2.35: Sezione longitudinale del CA (attuale TEFC).

La temperatura delle varie parti della macchina, in particolare degli avvolgimenti statorici è fissata dalla temperatura massima di classe.

Il principio su cui si base il sistema di raffreddamento del CA è quello di asportare il calore per convezione forzata di un fluido (aria) attraverso le alette saldate sulla carcassa. L'aria esterna viene forzata sulle alette attraverso un ventilatore esterno mentre il ricircolo dell'aria interna, completamente separata dall'aria esterna, è garantito dal ventilatore interno. La circolazione interna dell'aria nella carcassa avviene tramite i canali assiali di ventilazione rotorica e alle tasche di ricircolo entrambi raffigurati in figura 2.36. In figura 2.36 vengono inoltre descritti graficamente i flussi d'aria di raffreddamento.

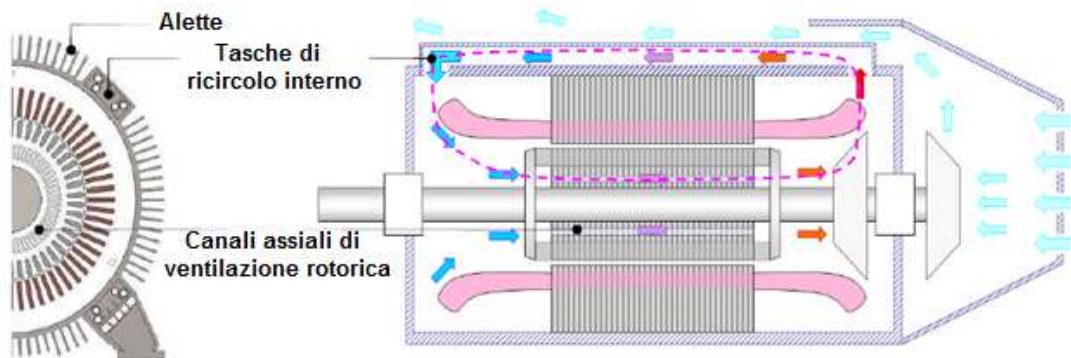


Fig. 2.36: Flussi d'aria di raffreddamento nel CA.

Le perdite statoriche vengono dissipate attraverso le alette poste sulla carcassa e lambite dall'aria spinta dal ventilatore esterno mentre le perdite di rotore, e parte di quelle delle testate statoriche, vengono dissipate principalmente attraverso l'aria interna che circola nelle tasche di ricircolo. Le tasche di ricircolo, come si può notare in figura 2.36, sono posizionate sulla carcassa tra le alette. Questa osservazione ci permette di concludere che la capacità di smaltimento termico convettivo complessivo della carcassa domina sia lo smaltimento delle perdite statoriche che quelle rotoriche.

La potenza nominale erogata dalla macchina e la sua densità di potenza è correlata allo sfruttamento elettromagnetico delle parti attive e la temperatura raggiunta dipende dalla capacità di smaltire tali perdite. La legge fondamentale della convezione è data da:

$$P = \alpha \Sigma \Delta\theta \quad (2.60)$$

Dove P è il flusso termico, α è il coefficiente di scambio termico convettivo W/m^2K , Σ è la superficie esposta attraverso la quale avviene lo scambio termico e $\Delta\theta$ è la differenza di temperatura tra il fluido e la superficie di scambio. Si può concludere che la massimizzazione della capacità di asporto termico passa attraverso la massimizzazione di ognuna delle tre grandezze riportate nell'equazione 2.60.

Vi sono ovviamente dei limiti alla massimizzazione di tali parametri. Le limitazioni su α sono associate a vincoli quali: le dimensioni della ventola esterna, le sue curve di capability e le emissioni rumorose di quest'ultima le quali aumentano generalmente con la portata elaborata; si sottolinea inoltre che α decresce all'aumentare della lunghezza della carcassa.

Σ della carcassa varia sostanzialmente con il numero e le dimensioni delle alette. I limiti in tal senso sono principalmente fissati dal numero delle alette, nel caso

in cui la carcassa sia ricavata per fusione, o dalla conducibilità termica nel caso in cui le alette siano saldate. In generale una carcassa saldata può avere un numero di alette maggiori rispetto ad una carcassa realizzata per fusione per contro la conducibilità termica sarà inferiore a causa della non perfetta omogeneità del materiale d'apporto necessario alla saldatura. È fondamentale trovare un compromesso tra il costo, la grandezza e il metodo realizzativo della carcassa. Tipicamente nel caso in cui si stia progettando una macchina elettrica destinata alla produzione in serie la carcassa sarà realizzata per fusione in modo da abbattere i costi relativi alla mano d'opera. Viceversa, nel caso in cui la macchina sia dedicata ad una commessa caratterizzata da richieste specifiche e vincoli prestazionali, è meglio realizzare la carcassa attraverso un processo di carpenteria in modo da risparmiare l'elevato costo iniziale dello stampo per la fusione. Quest'ultimo può avere un impatto considerevole sul costo del progetto.

Infine $\Delta\theta$ dipende dai limiti imposti dalla classe termica sulle temperature delle superfici esposte che dipendono dall'accoppiamento termico tra le parti attive e la carcassa.

Si conclude che la semplicità costruttiva del TEFC rappresenta da una parte il suo punto di forza perché è possibile contenerne i costi in fase realizzativa ma per contro la sua debolezza perché è molto complesso, con l'attuale forma costruttiva, raggiungere delle densità di potenza elevate.

2.7.3 Nuovo sistema di raffreddamento

Il nuovo sistema di raffreddamento (Brevetto europeo WO 2015/150100 A1) introdotto sul CA+ si basa sull'estensione estremizzata del concetto della separazione delle perdite di rotore e statore, presentato in 2.7.4. Nel nuovo sistema di raffreddamento vengono sostituite le tasche di ricircolo interno, che erano integrate alla superficie della carcassa, con una serie di tubi disposti a raggiera al di sopra delle alette e mandrinati alle estremità della carcassa. I tubi risultano immersi nel flusso d'aria spinto dalla ventola esterna ma, diversamente del CA, sono contemporaneamente fisicamente separati dalla superficie della carcassa. In questo modo si riesce ad aumentare la superficie di scambio complessiva e a separare nitidamente i flussi termici provenienti dallo statore e rotore. In figura 2.37 e 2.38 vengono esposti i dettagli del sistema di raffreddamento introdotto

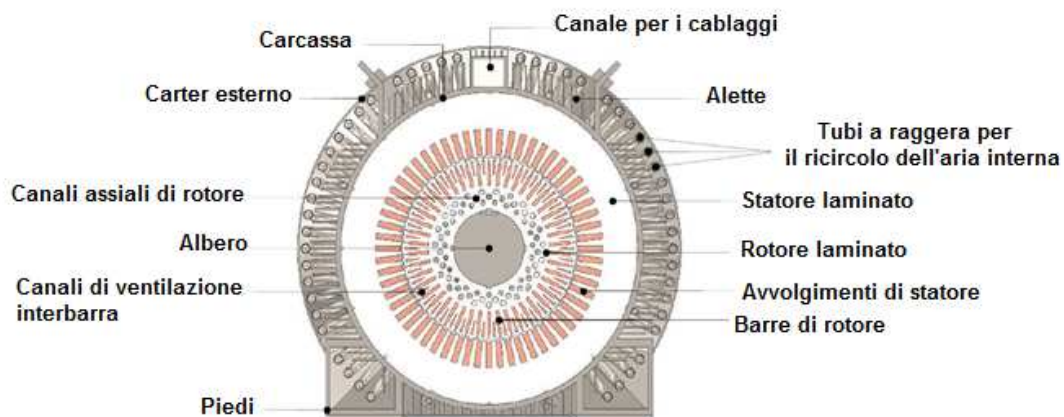


Fig. 2.37: Sezione frontale del CA+ con evidenza del nuovo sistema di raffreddamento.

I tubi di ricircolo interno sono meccanicamente protetti da dei carter cilindrici che evitano l'accesso dall'esterno permettendo così di rispettare i vincoli sulle temperature delle parti a diretto contatto con l'esterno. Inoltre, per ottenere una maggiore portata d'aria, è stata introdotta una ventola esterna di maggiore potenza rispetto al CA e caratterizzata da un profilo della pala appositamente studiato dal fornitore per aumentarne l'efficienza e ridurre la rumorosità. Il rumore da essa emesso viene inoltre mitigato dalla presenza dei carter. La soluzione descritta consente di predisporre un elevato numero di alette sulla carcassa, infatti la porzione di superficie occupata nel CA dalle tasche di ricircolo, può ora essere occupata da delle alette aggiuntive.

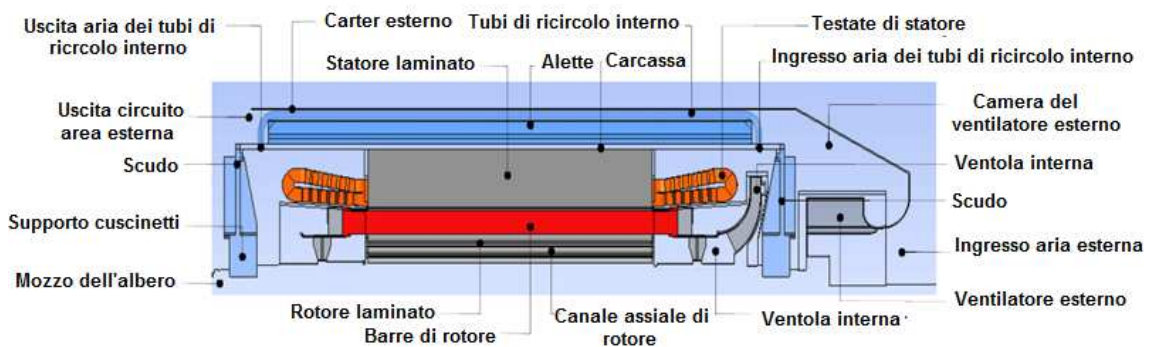


Fig. 2.38: Sezione laterale del sistema di raffreddamento del CA+.

2.7.4 Definizione dei limiti rotodinamici

Per massimizzare la potenza installata sulla macchina mantenendo invariati diametri caratteristici il primo passo da compiere è l'allungamento delle parti attive fino ai limiti consentiti dalle normative API & Shell.

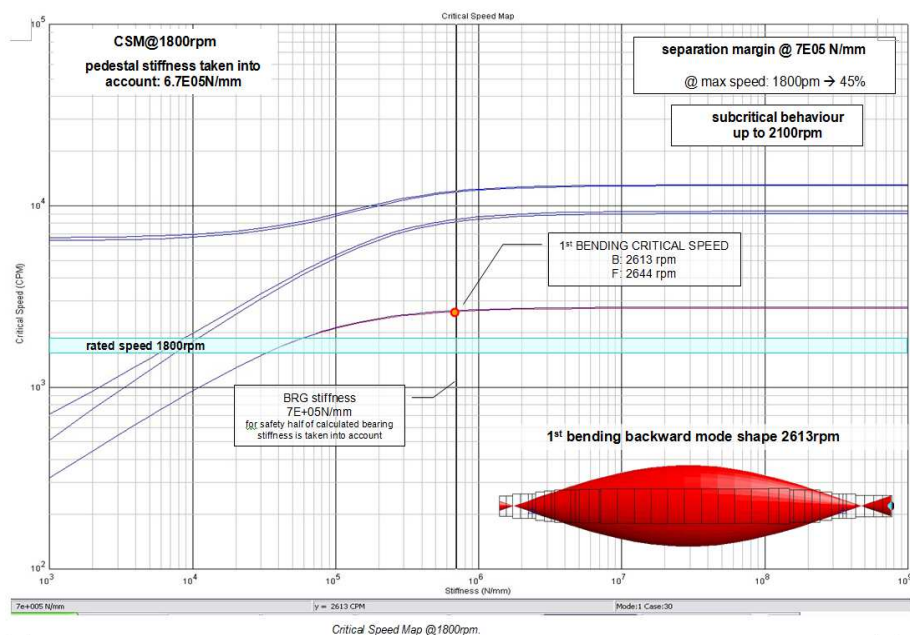


Fig. 2.39: Mappa delle velocità critiche per una velocità di rotazione di 1800 rpm.

Tali normative prevedono che la macchina elettrica a induzione rispetti i seguenti vincoli rotodinamici:

- La macchina deve avere un comportamento subcritico per velocità di rotazione inferiori a 2100 rpm
- Il comportamento del rotore deve essere rigido nello speed range di funzionamento
- Vi deve essere il 45% di margine di separazione tra la prima velocità critica e la velocità di funzionamento nominale.

Lo studio è stato condotto per una velocità nominale pari a 1800 rpm in modo tale da utilizzare la sezione di macchina ottenuta dall'ottimizzata, con qualche modificata associata al numero di spire bobina e al numero di vie in parallelo, anche per una frequenza di alimentazione di 60 Hz.

In base ad una prima stima della sezione frontale e alla rigidità dei cuscinetti calcolata attraverso il software dato in dotazione dal fornitore si è potuto allungare le parti attive della macchina da 840 mm (lunghezza delle parti attive del CA) a 1000 mm (lunghezza delle parti attive del CA+) con una massa rotorica di circa 1300 kg rispettando i vincoli sopra elencati (Fig. 2.39). All'interno del ciclo di ottimizzazione è stato previsto un controllo nel caso in cui la macchina definita dovesse eccedere i limiti di peso utilizzati per l'analisi rotodinamica e la lunghezza delle parti attive è stata fissata come input invariante durante tutta l'ottimizzazione.

2.7.5 Studio del nuovo sistema di raffreddamento

Lo scopo della analisi termica, come ampiamente evidenziato, è la determinazione delle perdite smaltibili dal nuovo sistema di raffreddamento dalle quali poi ricavare il coefficiente di scambio termico convettivo equivalente da applicare sulle simulazioni FE realizzate da *IDAPHNE*. Al fine di definire tali perdite è stata eseguita una simulazione CHT (Conjugate Heat Transfer) a regime turbolento attraverso il software commerciale ANSYS CFX con lo scopo analizzare il comportamento termico dei domini solidi e fluidi. Le simulazioni CHT sono utilizzate per stimare il comportamento di sistemi in cui l'asporto termico per convezione è dominante. È stata selezionata per il dominio di calcolo una porzione che identifica la minima periodicità della macchina al fine di limitare la dimensione del modello e quindi della mesh e così limitare il tempo di calcolo (Fig. 2.40 e Fig. 2.41). Il dominio fluido esterno è stato modellizzato come una 'scatola aperta' imponendo sulle sue superfici periferiche delle condizioni al contorno di tipo aperto (con una temperatura dell'aria di riferimento pari a 40°C): in questo modo i flussi d'aria sono il risultato della rotazione delle ventole interne ed esterne.

I risultati dell'analisi CFD vengono riportati in 2.42, 2.43 e 2.44.

Dalle analisi condotte si è ricavato che, rispettando la classe termica B, che impone una temperatura media raggiunta delle parti più calde della macchina pari a +80 K e una temperatura massima raggiunta dalle parti più calde della macchina pari a +90 K entrambe rispetto alla temperatura di ingresso dell'aria di raffreddamento, la potenza dissipabile dalla nuova carcassa utilizzata per il CA+ 500 L4 è pari a 37 kW.

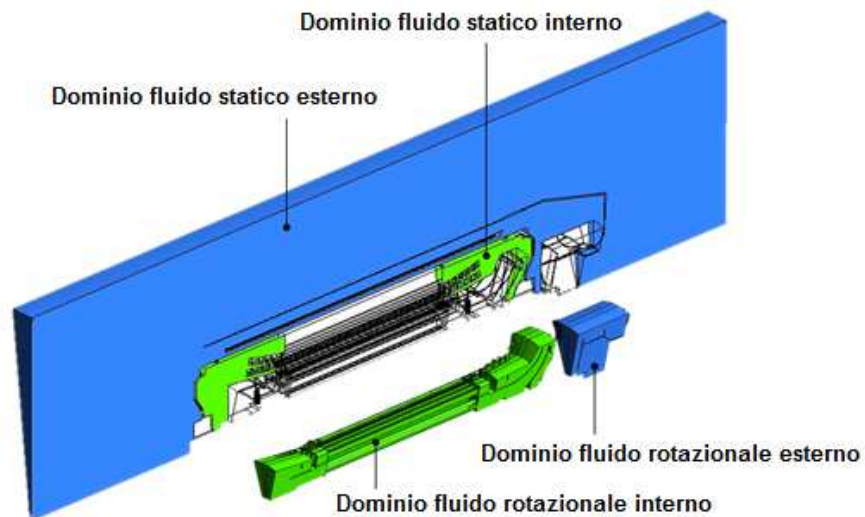


Fig. 2.40: Suddivisione dei domini fluidi nell'analisi CFD.

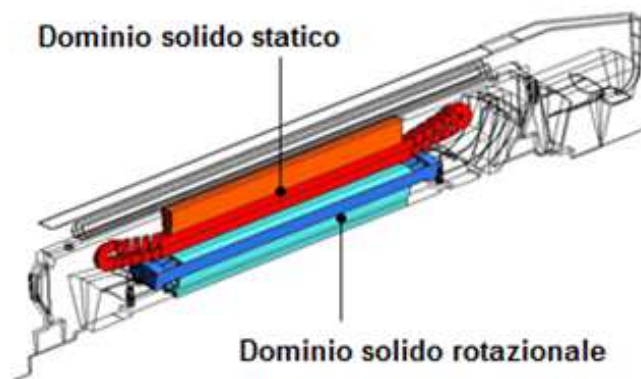


Fig. 2.41: Suddivisione dei domini solidi nell'analisi CFD.

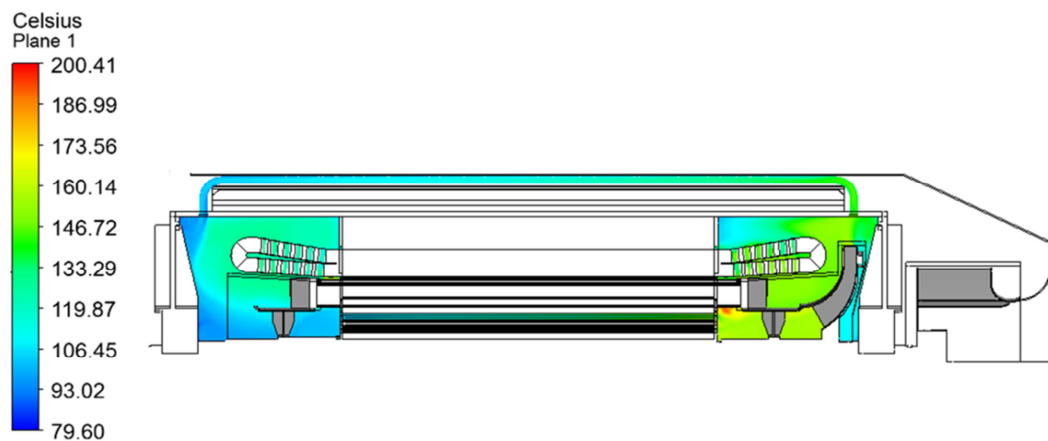


Fig. 2.42: Distribuzione della temperatura del fluido di raffreddamento interno derivanti dalla CFD.

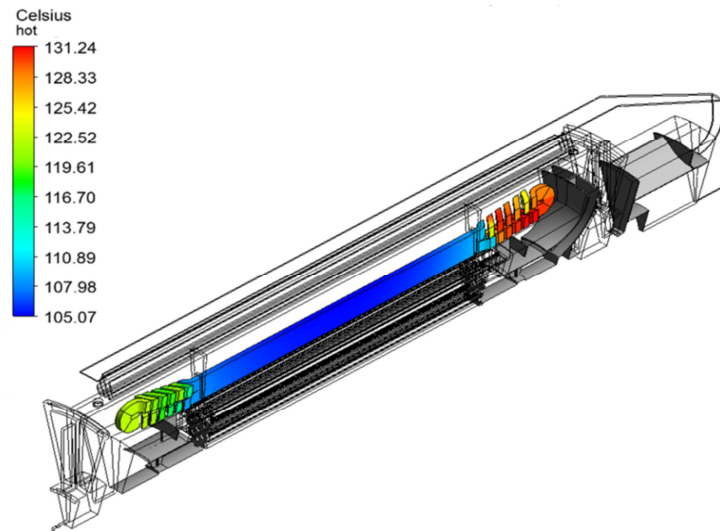


Fig. 2.43: Distribuzione della temperatura nell'avvolgimento di statore derivanti dall'analisi CFD.

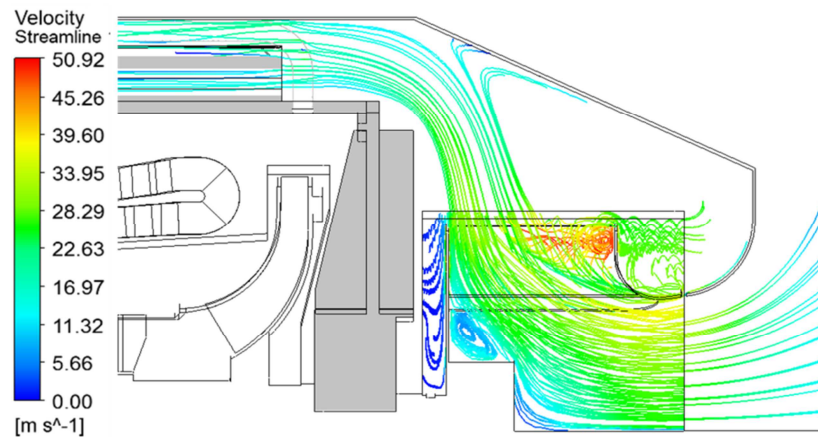


Fig. 2.44: Dettaglio delle linee di flusso attraverso il ventilatore esterno.

2.7.5 Ciclo di ottimizzazione

L'ottimizzazione della macchina è stata eseguita integrando all'interno del software di ottimizzazione genetica modeFrontier® l'algoritmo *IDAPHNE* esposto nella sezione 2.6. In particolare ai fini dell'ottimizzazione, è stato scelto l'algoritmo denominato *MOGA* (Multi-Objective Genetic Algorithm). La scelta è stata fatta sulla base del numero di obiettivi in ingresso e sul numero di vincoli necessari. Questo approccio stocastico è risultato industrialmente robusto come evidenziato in [10], [11]. Il ciclo di ottimizzazione seleziona la sezione frontale delle parti attive di macchina. La lunghezza massima delle parti attive è fissata sulla scorta dei risultati ottenuti dell'analisi rotodinamica esposti nella sezione 2.7.4, essa viene verificata in base al peso delle parti attive ricavate dall'algoritmo. *IDAPHNE* definisce le prestazioni associate ad ogni configurazione analizzata e, in base ai risultati raccolti, l'ottimizzatore genera le nuove generazioni dei valori di input in modo tale da

massimizzare/minimizzare gli obiettivi e soddisfare contemporaneamente i vincoli imposti.

Tecnicamente l'obiettivo dell'ottimizzazione è l'incremento della densità di potenza sulla stessa altezza d'asse di macchina rispettando i vincoli esposti in tabella 2.7. Al fine di ottenere una maggiore competitività sul mercato l'obiettivo principale è l'aumento della potenza specifica a parità di dimensioni di macchina. L'incremento della capacità di smaltimento delle perdite consente di incrementare la densità di potenza della macchina (kW/kg) e conseguentemente di ridurre il costo specifico della potenza (€/kW). Al fine di definire il costo delle parti attive di macchina sono stati fissati i prezzi specifici (€/kg) dei materiali che la costituiscono quali ad esempio lamierini, biette, rame avvolgimenti statore e rotore. In questa fase i componenti caratterizzati da un prezzo fisso quali ad esempio carcassa, cuscinetti, morsettiera tubi sono stati trascurati perché impattano in modo costante sul costo del progetto finale.

Ai fini dell'ottimizzazione gli obiettivi fissati sono 2:

- Obiettivo 1: Minimizzazione del rapporto prezzo potenza.
- Obiettivo 2: Minimizzazione della temperatura media degli avvolgimenti del circuito statorico.

Durante le prime fasi dell'ottimizzazione si è osservato che al fine di minimizzare il pericolo di incorrere in minimi locali e di massimizzare il numero di design che apportano informazioni utili all'ottimizzazione la scelta migliore è quella di fissare due obiettivi che siano in contrasto tra loro ed entrambi da minimizzare. In questo modo il software di ottimizzazione è spinto a identificare configurazioni che sono caratterizzate da potenze nominali sempre maggiori sfruttando al massimo la capacità di smaltimento del nuovo sistema di raffreddamento e quindi i materiali impiegati nella costruzione.

Come evidenziato precedentemente l'algoritmo *IDAPHNE* si basa su un insieme di dati di input che sono stati elencati in tabella. 2.5. Alcuni dei dati in essa riportati vengono gestiti direttamente dal software di ottimizzazione e questi sono riportati con i relativi limiti e incrementi in tabella 2.8.

Tab. 2.8: Input gestiti dal software di ottimizzazione.

<i>Variable</i>	<i>Name</i>	<i>min</i>	<i>max</i>	<i>step</i>
<i>Spessore delle biette</i>	HB	2	3	0.25
<i>Larghezza del ponticello delle cave di rotore</i>	WCR1	1	2	0.1
<i>Diametro di alesatura di statore</i>	D3	495	505	1
<i>Altezza delle cave statore</i>	HC	81	91	1
<i>Larghezza delle cave statore</i>	WC	14	19	0.5
<i>Numero delle spire bobina</i>	NSB	9	11	1
<i>Altezza del ponticello delle cave rotore</i>	HTR	1.75	2.25	0.25
<i>Altezza delle cave rotore</i>	HCR	52	62	1
<i>Larghezza delle cave di rotore</i>	WCR	9	12	0.25

L'intervallo di variazione dei variabili di input è stato scelto sulla base dell'esperienza aziendale e delle precedenti campagne di ottimizzazione. Le altre grandezze riportate in tabella 2.8 come ad esempio: diametro esterno di statore, numero di cave statore e rotore e diametro d'albero di rotore vengono mantenuti costanti. Tale scelta è giustificata per ragioni associate in parte alla tipologia di

attrezzatura già presente in azienda (diametro dell'albero e diametro esterno di statore) e in parte alle prestazioni della macchina. Infatti, come già evidenziato nel capitolo 1, il rapporto tra il numero di cave di statore e il numero di cave di rotore è fondamentale al fine di evitare problemi di ondulazione di coppia, coppie armoniche, coppie di impuntamento e vibrazioni. Per evitare l'insorgere dei problemi descritti si è deciso di mantenere invariato tale rapporto in quanto già ampiamente testato sulle macchine costruite in azienda.

I vincoli imposti nell'ottimizzazione sono stati sostanzialmente dedotti dalla potenza erogata dall'attuale CA e dalle normative API & Shell che sono riportati rispettivamente in tabella. 2.6 e 2.7 e riassunti in tabella 2.9.

Tab. 2.9: Vincoli imposti nel ciclo di ottimizzazione.

Variabile	Simbolo
Fattore di potenza	≥ 0.88
Corrente di avviamento	$\leq 600 \%$
Coppia di spunto	$> 60 \%$
Potenza minima di uscita	$> 1350 \text{ kW}$

Il workflow del software di ottimizzazione modeFrontier® è riportato in figura. 2.45 al suo interno vengono evidenziati i vari passi che costituiscono l'ottimizzazione precedentemente discussi. Nell'immagine in verde sono evidenziati le grandezze di input, in blu le grandezze di output, in giallo i vincoli e in fucsia gli obiettivi.

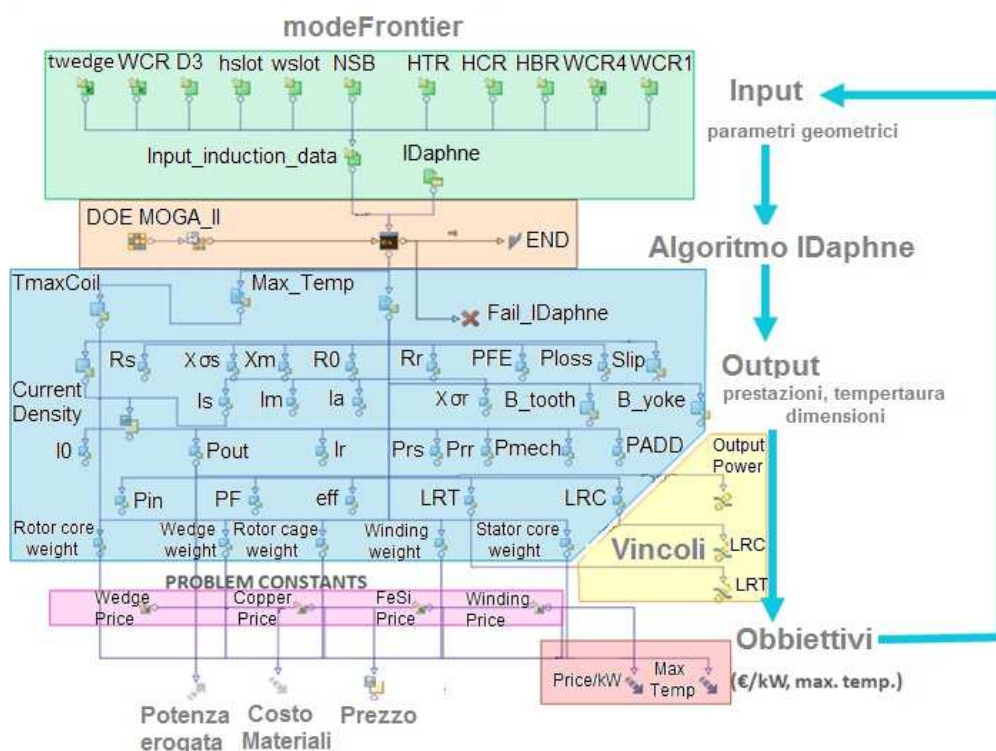


Fig. 2.45: Workflow del software commerciale modeFrontier®.

È stata generata una sequenza di 24 configurazioni che costituisce il DOE (Design Of Experiment) tali configurazioni sono state generate attraverso un apposito

algoritmo pseudo casuale *SOBOL*² al fine di avere una distribuzione uniforme delle variabili di ingresso all'interno dei limiti fissati relativamente allo spazio delle variabili di ingresso dell'algoritmo. L'ottimizzazione si è conclusa dopo 20 generazioni le quali hanno fornito circa 200 configurazioni che soddisfano i vincoli imposti. Queste generazioni disposte in un piano in cui in ascissa e in ordinata sono riportati gli obbiettivi costituiscono i punti non dominanti che tracciano il tipico fronte di Pareto figura 2.46.

Nel fronte di Pareto (Fig. 2.46) tutti gli elementi che soddisfano i vincoli imposti sono rappresentati da una bolla il cui colore rappresenta l'ampiezza della coppia di spunto e il diametro la potenza erogata. L'area evidenziata in azzurro rappresenta l'area oltre la quale la temperatura media risulta eccedere i limiti imposti dalla classe termica B.

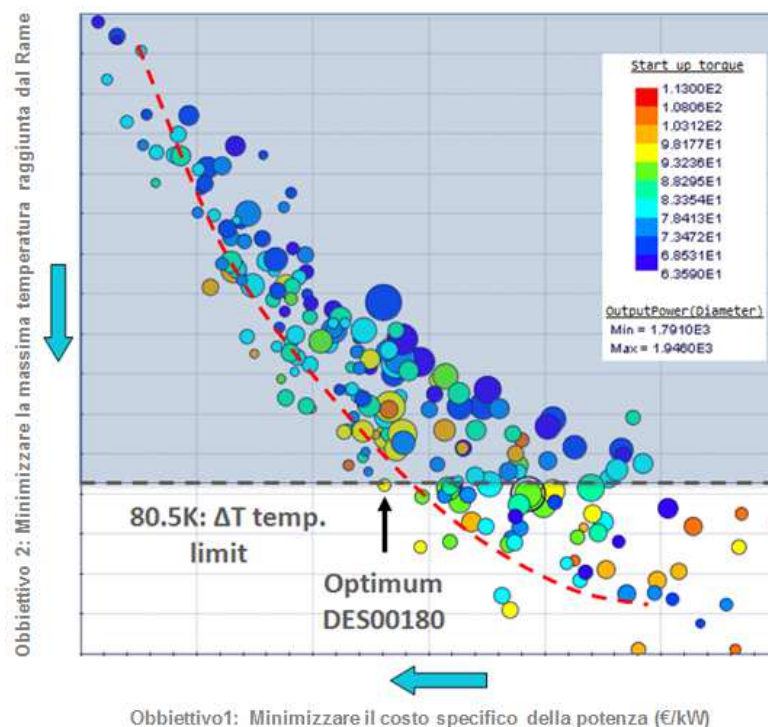


Fig. 2.46: Fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione.

Ognuna delle configurazioni che costituisce il fronte di Pareto è caratterizzata da un insieme unico di dati di input e di output si deduce quindi che non esiste un ottimo assoluto ma bensì un insieme di configurazioni ottime.

Hai fini industriali è necessario individuare un'unica configurazione da costruire e quindi da commercializzare tale scelta è stata effettuata basandosi principalmente sui limiti termici imposti dalla classe termica e ricercando un compromesso tra le prestazioni e i vincoli costruttivi aziendali basati sull'esperienza pregressa. La configurazione scelta è evidenziata in figura 2.46 ed è la numero 180.

² Dal nome del matematico Russo M. Sobol 1967 quest' algoritmo consente di distribuire in modo causale ma uniforme le variabili all'interno dello spazio delle variabili. In questo modo si evitano le possibili concentrazioni all'interno dello spazio delle variabili che si possono originare utilizzando un algoritmo di tipo random.

2.7.6 Risultati ottenuti dall'ottimizzazione e confronto con il CA

La configurazione del CA+ ricavata dall'ottimizzazione è contraddistinta da una potenza erogata superiore rispetto al CA e da delle prestazioni migliori le cui variazioni sono riportate in tabella 2.10. I confronti elencati in tabella 2.10 sono espressi percentualmente rispetto alla configurazione CA di riferimento.

Tab. 2.10: Confronti prestazionali tra la configurazione del CA di partenza e il nuovo CA+.

<i>Quantità</i>	<i>Variazione [%]</i>
<i>Potenza nominale</i>	+33
<i>Volume parti attive</i>	+19
<i>Massa</i>	+23
<i>Potenza specifica (kW/kg)</i>	+17
<i>Potenza specifica (kW/m³)</i>	+21
<i>Scorrimento nominale</i>	+0.24
<i>Corrente nominale</i>	+6%
<i>Rendimento</i>	+0.1
<i>Corrente a rotore bloccato</i>	-10
<i>Coppia a rotore bloccato</i>	+36

I confronti tra le principali prestazioni, tra cui corrente, coppia e fattore di potenza in funzione della velocità, tra il CA e il CA+ (configurazione ottimizzata) sono riportati nelle figure 2.47-2.49. In questi confronti le prestazioni sono riportate percentualmente in funzione del punto di funzionamento nominale del CA.

Dalla figura 2.47 emerge come il CA+ confrontato con il CA ha una corrente di spunto più bassa e, anche al crescere della velocità, la corrente assorbita si mantiene costantemente al di sotto della caratteristica associata al CA. In condizioni di funzionamento nominale la differenza della corrente assorbita tra le due configurazioni si stanZIA attorno al 6%. La minor corrente di spunto a carico consente di avere una minore caduta di tensione in fase di avviamento diretto dalla rete e quindi rende l'utilizzo del CA+ più adatto a zone in cui la rete è debole e poco magliata. Le reti elettriche deboli sono tipiche dei luoghi nei quali vengono realizzati gli impianti di estrazione petrolifera e le raffinerie, impianti a cui questa macchina è dedicata.

Dalla figura 2.47 viene evidenziato che il CA+ è più potente del CA in tutto il l'intervallo (0-100%) di velocità questo indica che può azionare una macchina operatrice caratterizzata da una potenza nominale maggiore o che può, a parità di carico, accelerarlo più rapidamente e contemporaneamente evitare possibili stalli.

Dalla figura 2.48 emerge che il CA+ ha un fattore di potenza migliore a parità di velocità questo indica che il circuito magnetico della nuova macchina è stato ottimizzato con successo e che necessita di una corrente minore per essere magnetizzato. Inoltre, pur avendo utilizzato delle biette magnetiche che peggiorano l'induttanza di dispersione e quindi il fattore di potenza, si è dimostrato che ottimizzando il rapporto di forma delle cava (altezza e larghezza) è possibile sopperire agli effetti indesiderati derivati dall'utilizzo delle biette magnetiche. Questa considerazione si collega ai risultati ottenuti ed esposti nel capitolo 3.

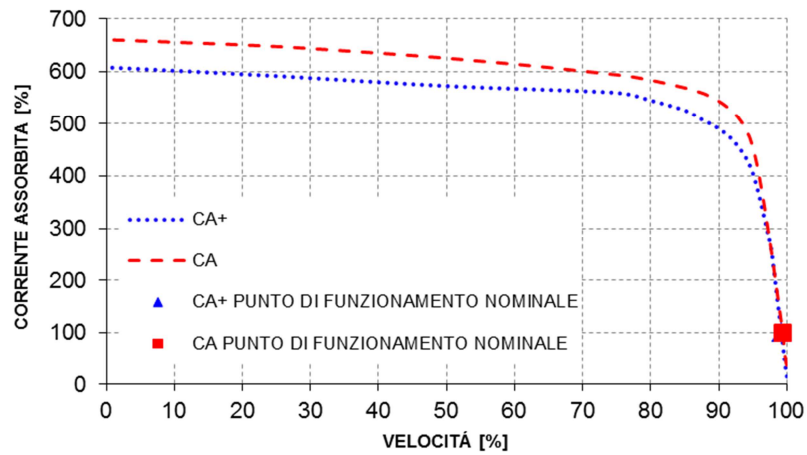


Fig. 2.47: Confronto tra la corrente assorbita dal CA e dal CA+ in funzione della velocità di rotazione.

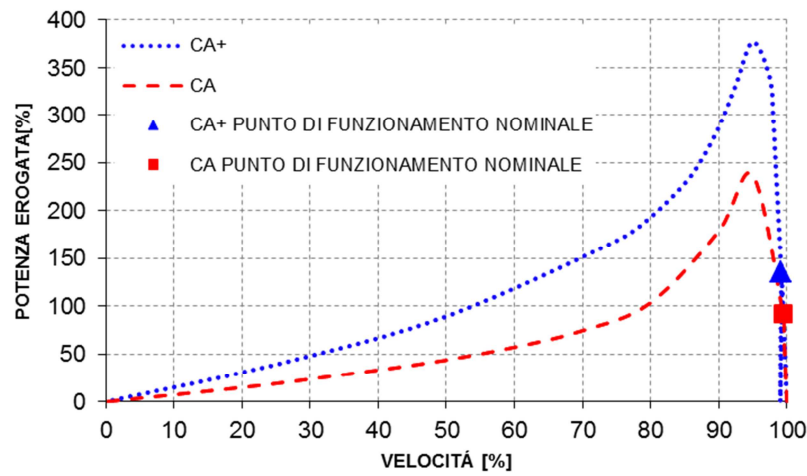


Fig. 2.48: Confronto tra la potenza erogata dal CA e dal CA+ in funzione della velocità di rotazione.

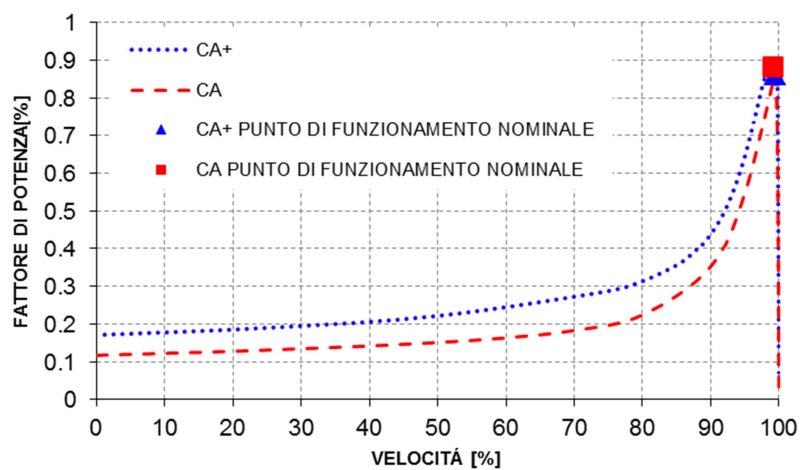


Fig. 2.49: Confronto tra il fattore di potenza del CA e del CA+ in funzione della velocità di rotazione.

Il confronto tra le analisi termiche delle sezioni frontali delle cave statoriche tra il CA e il CA+ sono riportate in figura 2.50. Considerando una temperatura ambiente di 313.15K la temperatura media raggiunta da entrambe configurazioni in condizioni di funzionamento nominale è di 393.15K. Questo significa che entrambe le configurazioni sono state progettate per sfruttare al massimo le proprietà dei materiali con cui sono realizzate rispettando le regole relative alla classe termica. Si osserva che il valore del coefficiente convettivo equivalente imposto sul modello termico del CA è stato ottenuto dalle prove termiche su di esso effettuate.

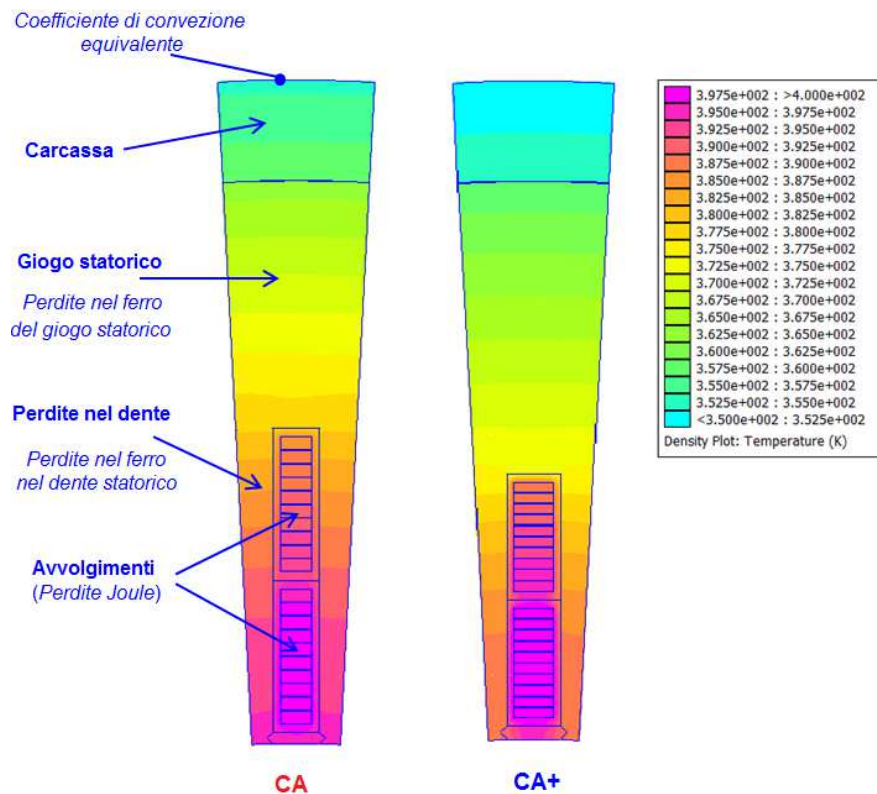


Fig. 2.50: Confronto delle analisi termiche effettuate tra CA e CA+.

L'obiettivo fondamentale del lavoro era quello di individuare la configurazione di macchina che, rispettando i vincoli prestazionali forniti dalla normative API & Shell, riuscisse a minimizzare il prezzo specifico (€/kW) della potenza.

La riduzione di costo delle parti attive ottenuta con il processo di ottimizzazione sul CA+ può essere considerata proporzionale al costo specifico della potenza, che risulta essere ridotto del 17% (€/kW) rispetto al CA. Ciò significa che per fornire una data potenza con il CA+ ottimizzato si necessita del 17% in meno di parti attive rispetto al progetto esistente. Le soluzioni tecniche adottate e l'ottimizzazione combinata con il nuovo algoritmo sviluppato per la stima delle prestazioni hanno consentito di raggiungere l'obiettivo fissato ovvero la riduzione del costo specifico della potenza garantendo al contempo la rispondenza alle normative API & Shell.

2.8 Costruzione del prototipo e validazione dei risultati attraverso le prove in laboratorio

Al fine di validare le prestazioni ottenute dal calcolo e con esse l'efficacia delle soluzioni tecniche adottate e del nuovo algoritmo di calcolo (*IDAPHNE*) si è progettato e costruito un prototipo e su di esso si sono eseguite una serie di prove. Nelle figure 2.51, 2.52 e 2.53 viene riportato da diverse visuali il prototipo durante le fasi di prova



Fig. 2.51: Vista laterale del CA+ 500 L4 in fase di prova.



Fig. 2.52: Vista lato accoppiamento della macchina in fase di prova.



Fig. 2.53: Vista lato opposto accoppiamento della macchina in fase di prova.

Le principali prove eseguite sul prototipo sono state:

- Misura della resistenza del circuito statorico mediante metodo volt-amperometrico
- Prove a vuoto alla frequenza nominale
- Prove a rotore bloccato
- Valutazione della temperatura dell'avvolgimento mediante misurazione della resistenza
- Prova a carico nominale
- Prova termica

In questo capitolo verranno descritti i risultati ottenuti dalle prove sopra elencate e verranno confrontati i risultati ottenuti con quelli fornito dai calcoli.

2.8.1 Misura della resistenza rotorica mediante metodo volt-amperometrico

Al fine di valutare il valore della resistenza degli avvolgimenti statorici si è scelto di utilizzare il metodo volt-amperometrico schematizzato come in figura 2.54 tale metodo è descritto dalle normative [3] . La misurazione consiste nell'alimentare due capi dell'avvolgimento trifase con una tensione continua e rilevare la corrente che in essi circola dal rapporto della tensione e della corrente si ottiene il valore della resistenza in corrente continua in corrispondenza della temperatura ambiente rilevata. La misura avviene alimentando a coppie tutti i morsetti.

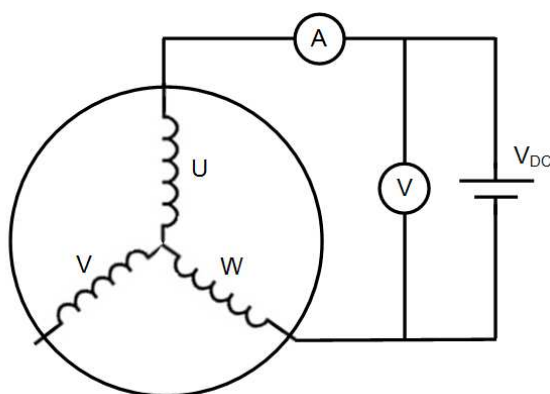


Fig. 2.54: Schema del metodo volt-amperometrico per la misura della resistenza degli avvolgimenti statorici.

Dalle misure eseguite in sala prove si sono ottenuti i valori riportati in tabella 2.11.

Tab. 2.11: Misurazioni con il metodo volt amperometrico della resistenza statorica.

MORS	RAVV	TAVV
	[Ω]	[$^{\circ}\text{C}$]
UW	0.18243	24.1246
UV	0.18122	24.1246
VW	0.18336	24.1246

Eseguendo la media dei valori ottenuti si ottiene il valore più attendibile della resistenza in serie di due avvolgimenti. Si ha quindi che il valore della resistenza del singolo avvolgimento è data da:

$$\frac{RAVV_{MED}}{2} = \frac{0.1823}{2} = 0.0911 \, \Omega \quad (2.61)$$

Il valore stimato della resistenza in condizioni di funzionamento in corrente continua alla temperatura di 24.1 °C attraverso le formule implementate nell'algoritmo è pari a:

$$R_s = 0.089 \, \Omega \quad (2.62)$$

Attraverso le formule implementate si è quindi sottostimato del circa il 2% il valore della resistenza di una fase statorica. L'errore è dovuto principalmente alle approssimazione compiuta nella modellizzazione delle testate che costituiscono la richiusura della bobina.

2.8.2 Prova a vuoto alla frequenza nominale

La prova a vuoto consente di valutare le perdite meccaniche, nel ferro e di valutare la corrente magnetizzante. Tale corrente è la corrente necessaria a magnetizzare la macchina e a sostenere il campo magnetico. Indicativamente, se i risultati ottenuti dalla prova a vuoto coincidono con quelli del calcolo, si può concludere che il dimensionamento del circuito magnetico della macchina è stato ben eseguito.

I dati misurati o ottenuti dalla prova a vuoto sono la potenza assorbita a vuoto P_0 , la corrente assorbita a vuoto I_0 , il fattore di potenza a vuoto PF_0 e la tensione ai morsetti V_0 . Lo schema di prova è riportato in figura 2.55.

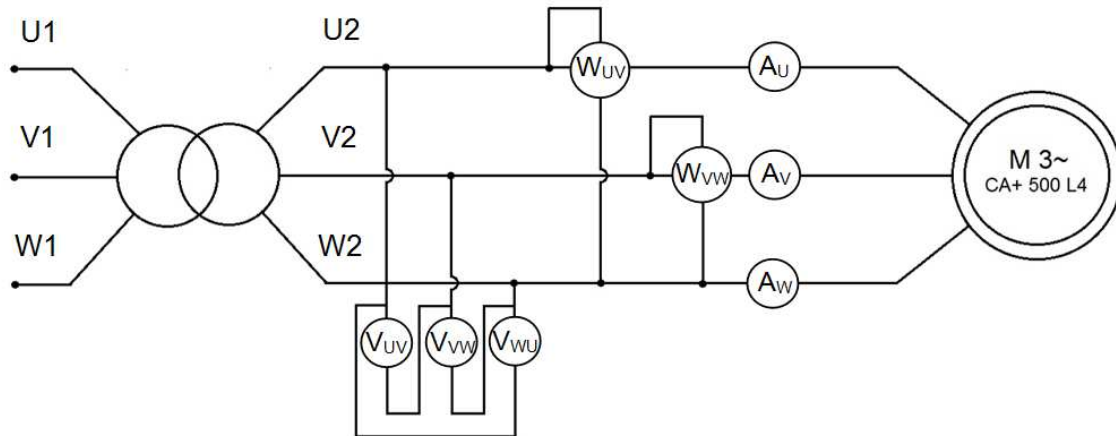


Fig. 2.55: Schema della prova a vuoto.

I valori della V_0 e della I_0 esposti in tabella sono il risultato della media delle 3 tensioni concatenate e delle 3 correnti di linea rilevate rispettivamente con i tre voltmetri e i 3 amperometri. Dai risultati delle prove si è valutata la somma delle perdite nel ferro e delle meccaniche sottraendo dalla potenza assorbita a vuoto P_0 le perdite associate alle perdite dissipate per effetto Joule negli avvolgimenti di statore a vuoto. Si è inoltre valutata la potenza reattiva e da essa la reattanza equivalente in condizioni di funzionamento a vuoto attraverso la seguente relazione:

$$XEQ0 = X_m + X_{\sigma s} = \frac{Q_0}{3 I_0^2} \quad (2.63)$$

Si sottolinea che il circuito equivalente in condizioni di funzionamento a vuoto è quello riportato in figura 2.56. Attraverso la prova a vuoto non è possibile identificare e scorporare i singoli parametri del circuito equivalente ed è quindi necessario valutarli globalmente.

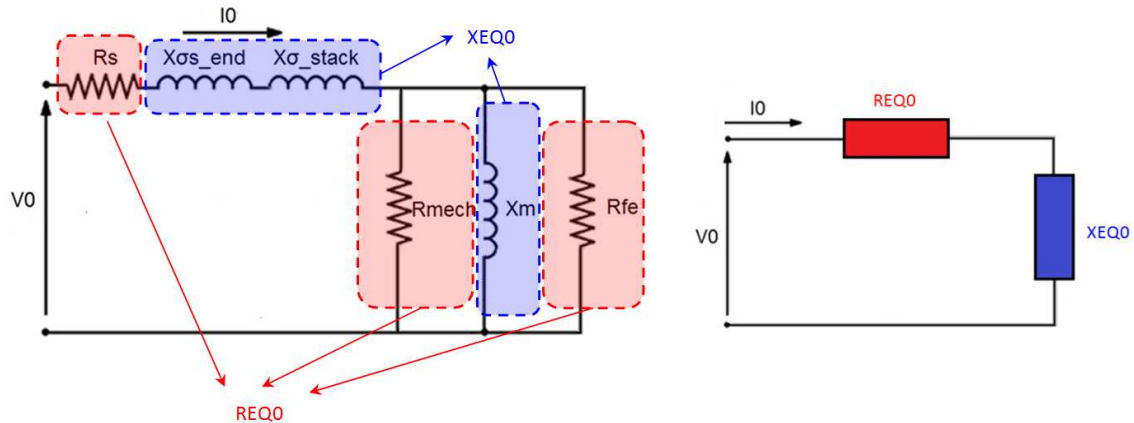


Fig. 2.56: Circuito equivalente per la rielaborazione delle prove a vuoto.

In tabella 2.12 sono riportati i risultati delle prove a vuoto e la loro elaborazione.

Tab. 2.12: Risultati delle prove a vuoto e loro elaborazioni.

F	I_0	V_0	P_0	PF	Q_0	$XEQ0$	$PR0$	$PFE+PMECH$
[Hz]	[A]	[V]	[kW]	[-]	[kVar]	[Ω]	[W]	[kW]
50	40.0	8050	23.7	0.04	557	116.0	431	23.3
50	32.1	7299	20.6	0.05	405	131.0	278	20.6
50	26.6	6592	18.2	0.06	303	143.0	190	18.2
50	22.0	5802	16.8	0.08	221	151.6	131	16.8
50	18.3	4943	15.2	0.10	156	155.2	90	15.2
50	15.1	4086	14.0	0.13	106	154.9	61	14.0
50	10.9	3008	12.4	0.22	56	154.9	32	12.4
50	9.0	2334	12.1	0.33	34	140.7	22	12.1
50	7.1	1493	10.8	0.59	15	98.2	14	10.8

Nel grafico raffigurato in figura 2.57 viene riportato l'andamento della somma delle perdite meccaniche e nel ferro in funzione del quadrato della tensione di alimentazione espresso in p.u.

Attraverso il grafico di figura 2.57 è possibile estrapolare le perdite meccaniche caratteristiche del motore in analisi. Le perdite meccaniche sono identificate dal valore che assume la caratteristica in corrispondenza della tensione nulla.

Dall'estrapolazione emerge che le perdite meccaniche della macchina corrispondono a:

$$PMECH = 10.9 \text{ kW} \quad (2.64)$$

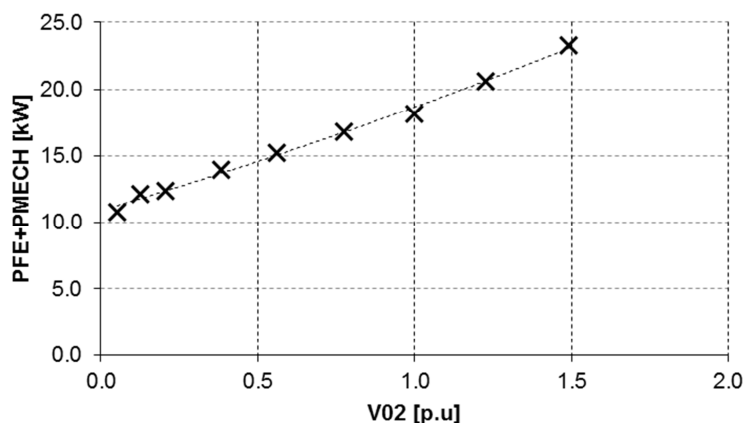


Fig. 2.57: Andamento della somma delle perdite meccaniche e nel ferro in funzione del quadrato della tensione di alimentazione.

Si osserva che le *PMECH* si possono ritenere costanti dal passaggio da funzionamento a vuoto a carico. È possibile infine ottenere le perdite nel ferro al variare della tensione di alimentazione sottraendo le *PMECH* alla somma *PMECH+PFE*.

Il passaggio successivo è il confronto tra le caratteristiche a vuoto ottenute dalle prove con quella ricavata attraverso l'algoritmo *IDAPHNE*. Tale confronto viene riportato in figura 2.58.

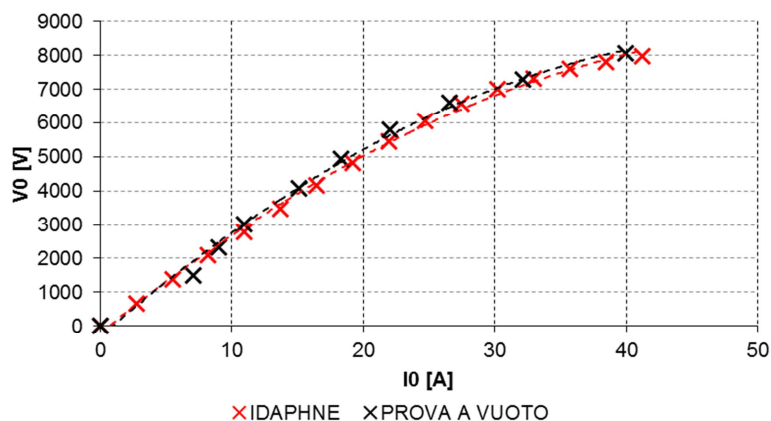


Fig. 2.58: Confronto tra l'andamento a vuoto della caratteristica ottenuta dalle prove e ricavata dall'algoritmo *IDAPHNE*. In rosso la caratteristica ottenuta con *IDAPHNE* mentre in nero quella ottenuta attraverso prova sperimentale.

Si può inoltre confrontare l'andamento della reattanza a vuoto equivalente definita con l'algoritmo e quella rilevata con le prove a vuoto figura 2.59.

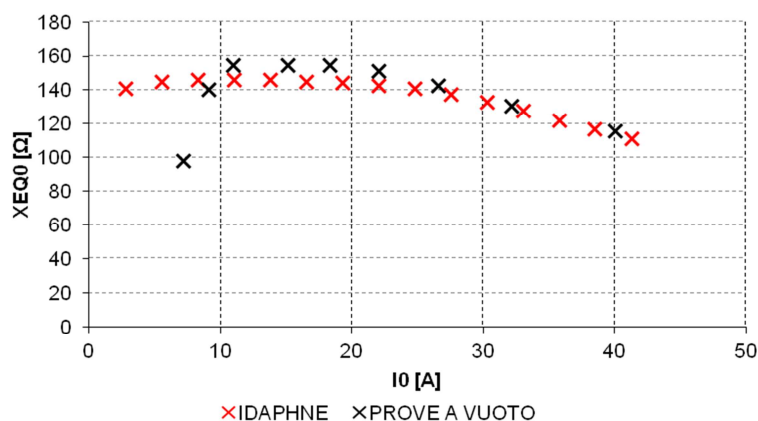


Fig. 2.59: Confronto tra l'andamento a vuoto della caratteristica ottenuta dalle prove e ricavata dall'algoritmo *IDAPHNE*. In rosso la caratteristica ottenuta con *IDAPHNE* mentre in nero quella ottenuta attraverso prova sperimentale.

Il punto, relativo all'elaborazione delle prove a vuoto che risulta essere non in linea con l'andamento atteso della caratteristica è giustificato dalla bassa corrente assorbita e soprattutto dal basso valore del fattore di potenza. Le misure con basso valore del fattore di potenza risultano molto complesse da eseguire e sono soggette ad errori considerevoli in particolar modo con misure di tipo industriale. Ai fini del confronto tale valore va quindi escluso.

Si sono confrontati i principali andamenti ricavabili dalle prove a vuoto con i risultati derivati dall'algoritmo e si può concludere che vi è una buona corrispondenza tra valori calcolati e misurati. Nella tabella 2.13 vengono riportati gli errori relativi a delle grandezze puntuali riferite al punto di funzionamento nominale a vuoto (tale punto è identificato dalla tensione di alimentazione nominale).

Dai risultati esposti nella tabella 2.13 si evince che il circuito magnetico è stato dimensionato correttamente in quanto gli errori relativi alla corrente magnetizzante e alla reattanza a vuoto si stanziano al di sotto del 4%, le perdite meccaniche sono state stimate con un buon grado di accuratezza in quanto lo scarto individuato è al di sotto dell'1%. L'errore maggiore tra valore misurato e calcolato è quello relativo alle perdite nel ferro che è dovuto ad una sovrastima del coefficiente di lavorazione. La sovrastima di tale coefficiente è giustificabile in quanto i punzoni utilizzati erano al loro primo impiego e quindi presentavano una ottima affilatura ed inoltre il lamierino magnetico impiegato è di alta qualità.

Tab. 2.13: Confronto dei valori puntuali relativi al punto nominale a vuoto.

Grandezza	I_0 [A]	X_m [Ω]	$X_{\sigma s}$ [Ω]	X_{EQ0} [Ω]	P_{MECH} [kW]	P_{FE} [kW]
Misurata	26.6	-	-	143	10.9	7.3
Stimata	27.7	134	3.5	137.5	11	8.5
Errore	4%	-	-	3.9%	1%	16%

2.8.3 Prova a rotore bloccato

Classicamente, secondo normativa [3], la prova a rotore bloccato serve a identificare il valore dei parametri longitudinali di rotore del circuito equivalente a T in fase di avviamento, la corrente e la coppia di spunto. Tuttavia questo approccio è a mio avviso discutibile in quanto la prova a rotore bloccato è una prova a tensione ridotta e quindi il motore non si trova nelle condizioni di saturazione che lo caratterizzano durante funzionamento in condizioni nominali e durante l'avviamento. In questa trattazione si effettuerà il confronto tra i risultati delle prove a rotore e i risultati ottenuti dal calcolo in corrispondenza delle tensioni e delle correnti per le quali si è effettuata la prova.

Lo schema della prova è il medesimo di quello riportato in figura 2.54. L'unica differenza tra le due prove consiste nel bloccaggio dell'albero attraverso un apposito dispositivo di bloccaggio.

Durante la prova a rotore bloccato vengono misurate la corrente di alimentazione ISC , la tensione di alimentazione VSC , la potenza assorbita PSC e viene ricavato il fattore di potenza $PFSC$. Come nella prova a vuoto vengono rilevate tutte e tre le tensioni concatenate e tutte e tre le correnti di fase e di queste vengono eseguite le medie. In seguito alle misurazioni si sono elaborate le prove ipotizzando un circuito equivalente come quello riportato in figura 2.60 sono stati ricavati la resistenza equivalente in condizioni di rotore bloccato $REQSC$ e il valore reattanza equivalente a rotore bloccato $XEQSC$.

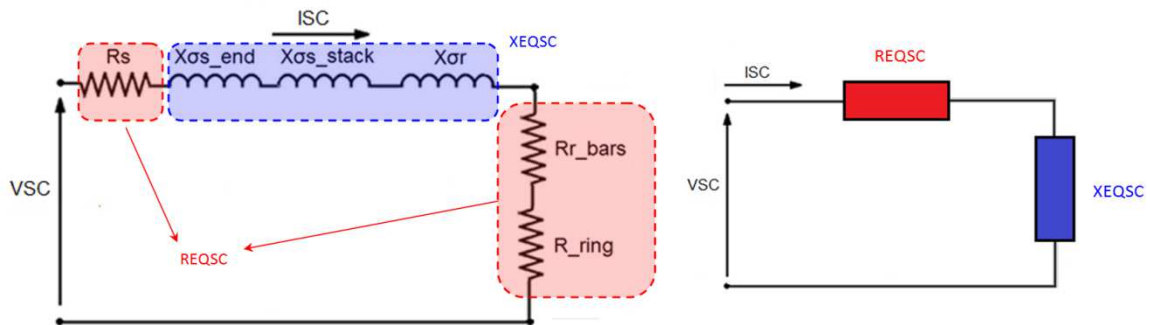


Fig. 2.60: Circuito equivalente per la rielaborazione delle prove a rotore bloccato.

Le relazioni utilizzate per definire queste grandezze vengono di seguito riportate:

$$REQSC = R_s + R_r = \frac{P_0}{3ISC^2} \quad (2.65)$$

e

$$XEQSC = X_{os} + X_{or} = \frac{Q_0}{3ISC^2} \quad (2.66)$$

Con questa modellizzazione si trascura la reattanza di magnetizzazione ma, nelle condizioni in cui si è eseguita la prova, è una approssimazione accettabile in quanto è una prova eseguita a tensione ridotta e la macchina risulta particolarmente scarica magneticamente.

Attraverso le prove a rotore bloccato non è possibile scomporre i singoli contributi ma si può valutare esclusivamente dei parametri complessivi identificati dalla resistenza e dalla reattanza a rotore bloccato equivalenti. In tabella 2.14 vengono riportati i valori ottenuti dalle rilevazioni e dalle elaborazioni delle prove a rotore bloccato.

Tab. 2.14: Risultati derivati dall'elaborazione delle prove a rotore bloccato.

F	ISC	VSC	PSC	PF	QSC	$X\sigma_s + X\sigma_r$	$R_r + R_s$	$ZEQSC$
[Hz]	[A]	[V]	[kW]	[-]	[kVar]	[Ω]	[Ω]	[Ω]
50	0	0	0.0	0.00	0	0.0	0.00	0.0
50	119	1384	33.4	0.12	284	6.64	0.78	6.7
50	157	1679	57.7	0.13	454	6.11	0.78	6.2
50	211	2038	100.5	0.14	737	5.54	0.76	5.6
50	241	2246	131.4	0.14	927	5.33	0.76	5.4

In figura. 2.61 viene confrontato l'andamento tra la corrente e la tensione a rotore bloccato ottenuto rispettivamente dai risultati delle prove e dai calcoli eseguiti con *IDAPHNE*.

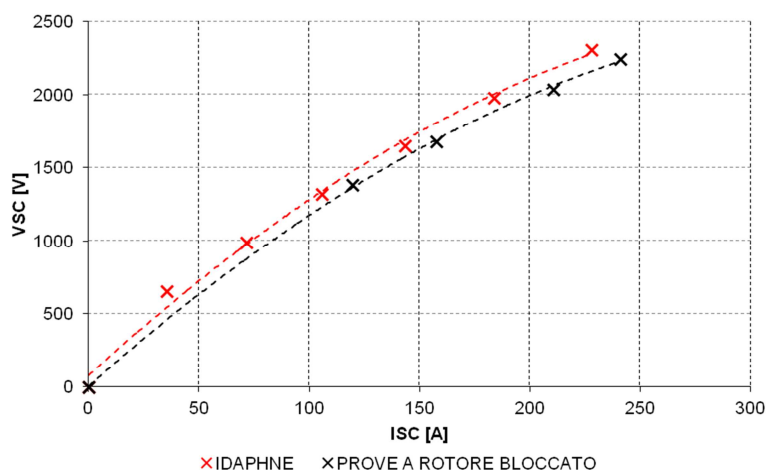


Fig. 2.61: Confronto tra la caratteristica corrente tensione a rotore bloccato ottenute dalle prove (nero) e calcolo con *IDAPHNE* (rosso).

Un'altra caratteristica che comunemente ottenuta dalle prove a rotore bloccato è quella tra potenza e corrente assorbita in condizione di rotore bloccato. Il confronto tra i risultati ottenuti dalle prove e dal calcolo viene riportato in figura 2.62.

Si possono inoltre confrontare le caratteristiche della reattanza a rotore bloccato equivalenti, della resistenza a rotore bloccato equivalente e del fattore di potenza a rotore bloccato in funzione della corrente assorbita nelle condizioni di funzionamento di prova. Tali caratteristiche sono rispettivamente riportate nelle figure 2.63, 2.64 e 2.65.

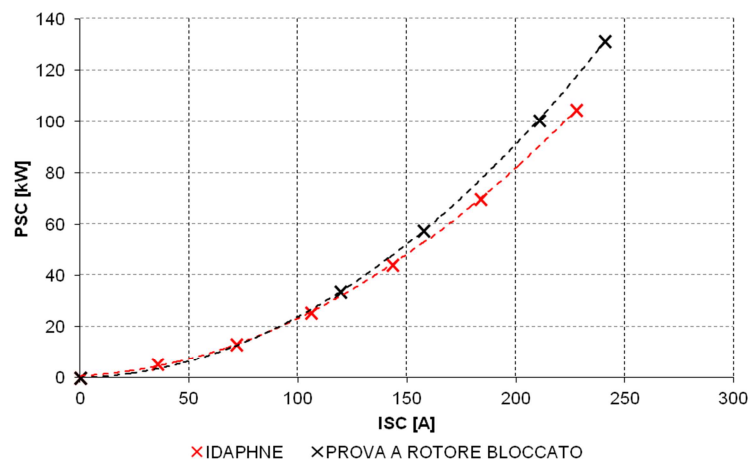


Fig. 2.62: Confronto tra la caratteristica corrente potenza assorbita a rotore bloccato ottenute dalle prove (nero) e calcolo con *IDAPHNE* (rosso).

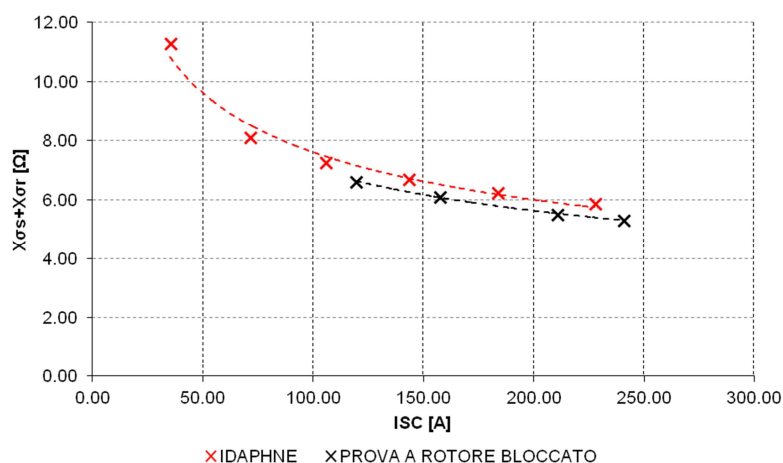


Fig. 2.63: Reattanza equivalente X_{EQSC} ($X_{os}+X_{or}$) a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurate (nero) e ottenute dall'algoritmo *IDAPHNE* (rosso).

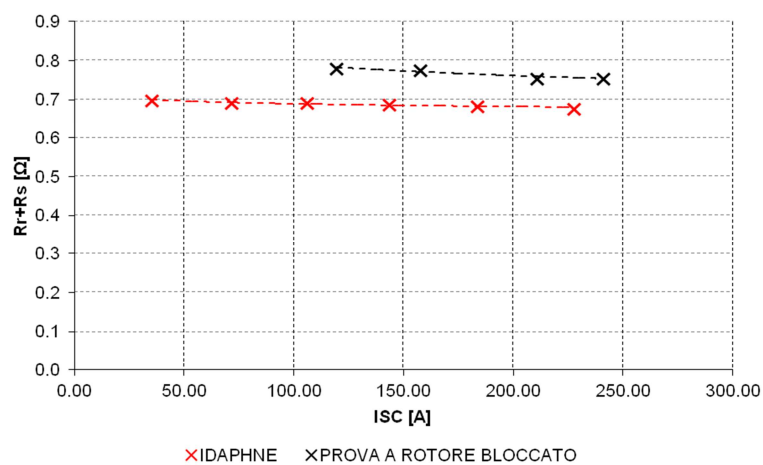


Fig. 2.64: Resistenza equivalente R_{EQSC} (R_s+R_r) a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurate (nero) e ottenute dall'algoritmo *IDAPHNE* (rosso).

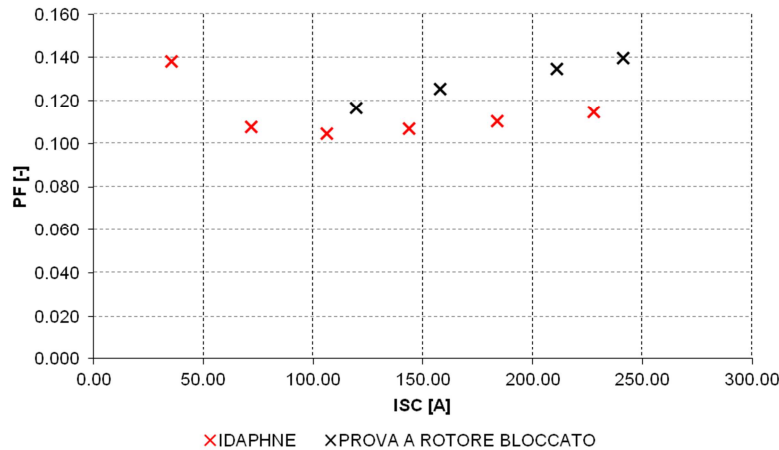


Fig. 2.65: Fattore di potenza a rotore bloccato in funzione della corrente a rotore bloccato assorbita misurato (nero) e ottenute dall'algoritmo IDAPHNE (rosso).

Dal confronto delle caratteristiche risulta che le differenze maggiori tra gli andamenti calcolati e misurati si hanno per le reattanze e le resistenze equivalenti a rotore bloccato e conseguentemente, tale errore, si ripercuote sul fattore di potenza. Le piccole discrepanze associate alla reattanza equivalente a rotore bloccato possono essere dovute alla stima delle reattanze di dispersione delle testate statoriche e agli anelli rotorici. Tali grandezze sono state calcolate attraverso delle formule analitiche caratterizzate da dei coefficienti empirici i cui risultati sono necessariamente approssimati.

Per quanto riguarda la valutazione della resistenza equivalente a rotore bloccato la discrepanza che caratterizza tale confronto è da attribuire principalmente alla stima della resistenza dell'anello rotorico che, come più volte sottolineato, non valuta l'addensamento di corrente e l'aumento di potenza dissipata che ne consegue. Tale incremento di potenza può essere considerato attraverso un aumento della resistenza.

Al fine di giustificare tale differenza si procede al confronto tra la potenza dissipata in condizioni di funzionamento a frequenza di scorrimento nullo per la quale la resistenza dell'anello rotorico è calcolata e la frequenza di scorrimento pari a 50 Hz (funzionamento in condizioni a rotore bloccato). Al fine di giustificare tale ipotesi si procede ad una simulazioni assiale simmetrica agli elementi finiti a frequenza nulla e successivamente alla frequenza di scorrimento pari a 50 Hz. Dal rapporto tra le potenze dissipate nella porzione di anello verrà valutato il coefficiente di addensamento KFS della corrente che verrà direttamente applicato alla resistenza.

$$KFS = \frac{PA_{50Hz}}{PA_{0Hz}} \quad (2.67)$$

Nel modello geometrico vengono valutati il pacco statorico e rotorico, l'albero e la carcassa vengono invece trascurate le testate degli avvolgimenti statorici e i campi da esse generate che, nel funzionamento reale, influenzano parzialmente il campo magnetico all'interno dell'anello e quindi l'addensamento della corrente. Si fa riferimento al punto di funzionamento rilevato nella prova a rotore bloccato con corrente nominale assorbita pari a 157 A in tali condizioni si ha una corrente di anello

pari circa a 445 A (valore efficace) e 631 A (Valore di picco). Il valore della resistenza di anello riportato a statore è pari a:

$$RA_{0Hz} = 0.0313 \, \Omega \quad (2.68)$$

facendo un confronto puntuale tra i dati ottenuti dalle prove e da *IDAPHNE*, nel punto di funzionamento considerato, si ottiene quanto riportato in tabella 2.15:

Tab. 2.15: Confronto dei principali valori puntuali ottenuti dalle prove a rotore bloccato.

Grandezza	ISC [A]	VSC [V]	REQSC [Ω]	XEQSC[Ω]
Misurata	157	1679	0.78	6.1
Stimata	157	1758	0.69	6.6
Errore	[-]	4.5%	13%	7.6%

Nella figura 2.66 a) e b) vengono riportati i confronti delle due simulazioni assial simmetriche eseguite ad una frequenza di scorrimento nulla e una pari a 50 Hz in tali analisi viene evidenziata la distribuzione della corrente nell'anello rotorico e quindi il relativo addensamento.

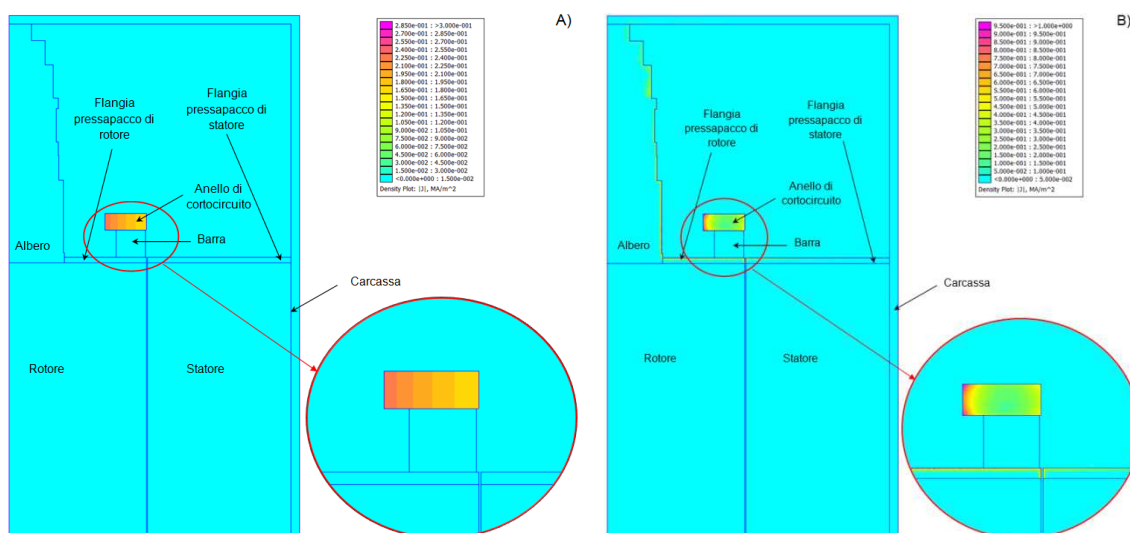


Fig. 2.66: Visualizzazione dell'addensamento della corrente nell'anello di cortocircuito rotorico durante il funzionamento a frequenza di scorrimento nulla A) durante il funzionamento a frequenza di scorrimento pari a 50Hz B) attraverso simulazione FE assialsimmetrica.

Si puntualizza che la diversa distribuzione della corrente nell'anello di cortocircuito rotorico rappresentato in figura 2.66 è dovuto esclusivamente a dei fenomeni dimensionali associati al modello. Tali fenomeni sono dovuti alla distribuzione di campo magnetico in un circuito di forma toroidale il quale influenza l'addensamento di corrente anche in condizioni di frequenza nulla.

Valutando il rapporto delle potenze nelle due condizioni di funzionamento si ottiene il seguente coefficiente maggiorativo:

$$KFS = \frac{PA_{50Hz}}{PA_{0Hz}} = 1.56 \quad (2.69)$$

Si ha quindi che resistenza relativa all'anello di rotore valutata in condizioni di rotore bloccato risulta pari a:

$$RA_{50Hz} = RA_{0Hz}KFS = 0.049 \, \Omega \quad (2.70)$$

Si conclude che il valore della resistenza a rotore bloccato equivalente ottenuta dalle simulazioni implementate nell'algoritmo valutando la correzione attraverso il coefficiente moltiplicativo KFS risulta pari a:

$$REQSC = 0.071 \, \Omega \quad (2.71)$$

La correzione implementata riduce l'errore sulla stima della resistenza a rotore bloccato al 9.1%.

Vi sono tuttavia alcune considerazioni da fare sul risultato ottenuto che di seguito verranno espone:

La $REQSC$ per le prove a rotore bloccato viene valutata attraverso la potenza assorbita. In figura 2.66 risulta evidente che in tali condizioni vengono indotte delle correnti parassite e quindi delle perdite anche nell'albero e nella carcassa. Tali perdite sono molto complesse da valutare. È difficile stimare, a livello quantitativo, quanto esse possano pesare percentualmente sulla potenza complessiva assorbita dalla macchina in condizioni di prova.

La resistenza dell'anello rotorico viene valutata all'interno dell'algoritmo alla temperatura di 120°C e nella realtà non si conosce esattamente la temperatura a cui si porta l'anello.

Ad influenzare inoltre il valore della resistenza equivalente a rotore bloccato, possono contribuire anche le correnti interbarra. Queste ultime sono molto complesse da stimare attraverso delle simulazioni FE 2D o attraverso delle formule analitiche.

Si conclude questa sezione osservando che gli errori evidenziati nelle condizioni di funzionamento a rotore bloccato tendono a decrescere al diminuire della frequenza di scorrimento e risulteranno, come di seguito esposto, minori in condizioni di funzionamento nominale. Si può quindi affermare che gli errori esposti sono gli errori massimi commessi nella stima dei parametri del circuito equivalente.

2.8.4 Prova a carico nominale

La prova a carico consiste nell'accoppiare la macchina elettrica in analisi ad un carico calibrato di cui sono note tutte le caratteristiche elettriche di funzionamento tra cui la principale è il rendimento. La macchina accoppiata è una macchina in corrente continua. E i suoi dati di targa sono riportati in tabella 2.16.

Nelle figura 2.67 viene riportata la macchina in corrente continua utilizzata come freno in questa prova.

Tab. 2.16: Dati di targa macchina elettrica in corrente continua.

Potenza [kw]	2400/2400/1153
Velocità [rpm]	460/1100/221
IP	55
Tensione nominale [V]	1000/1000/600
Corrente nominale	2547/2547/2547
Tipo di eccitazione	separata
Tensione di eccitazione [V]	110/220
Corrente di eccitazione [A]	44/88

Da questa prova vengono definiti [11] il rendimento e i principali dati nominali della macchina quali corrente e fattore di potenza nominali. Lo schema della prova a carico è quello riportato in figura 2.68.



Fig. 2.67: Viste della macchina in corrente continua utilizzata come freno per le prove a carico.

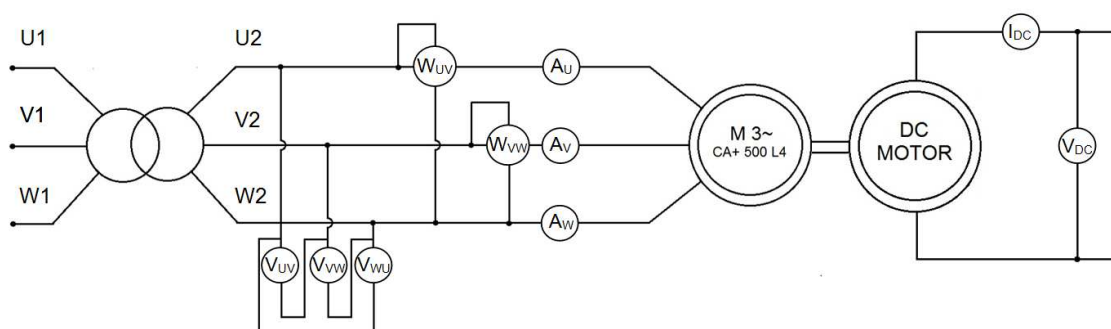


Fig. 2.68: Schema della prova a carico.

La macchina elettrica in corrente continua è una macchina elettrica calibrata i cui valori di rendimento in corrispondenza dei punti di prova sono riportati in tabella 2.17. Si osserva che durante la prova a carico non è stata rilevata la velocità della macchina. Lo scorrimento è stato verificato nel corso della prova termica a carico nominale.

Tab. 2.17: Principali risultati ottenuti dalle prove a carico.

V_{DC}	I_{DC}	P_{DC}	η_{DC}	P_{OUT}	P_{IN}	I_S	V	PF	η
[V]	[A]	[kW]	[%]	[kW]	[kW]	[A]	[V]	[-]	[%]
13	0	0	0	0	34	26	6664	0.113	0
691	682	471	0.98	462	499	53	6661	0.808	92.6
683	1436	981	0.98	961	1001	97	6616	0.896	96.0
674	2123	1432	0.98	1403	1454	142	6545	0.902	96.5
673	2256	1518	0.98	1488	1538	151	6521	0.902	96.8
672	2388	1605	0.98	1573	1622	158	6595	0.901	97.0
670	2527	1693	0.98	1659	1714	168	6572	0.899	96.8
668	2619	1750	0.98	1715	1769	170	6594	0.910	96.9
668	2697	1802	0.98	1766	1824	175	6613	0.908	96.8

Nei grafici riportati in figura 2.69, 2.70 e 2.71 vengono riportati i confronti tra le principali caratteristiche ottenute dalla prova a carico e dall'algoritmo *IDAPHNE*. Si sottolinea che la potenza assorbita dalla macchina in prova, esposta nel primo punto della tabella 2.17, comprende anche le perdite meccaniche e una parte delle perdite nel ferro della macchina in corrente continua oltre che alle perdite a vuoto precedentemente esposte e discusse. Ad una maggiore potenza attiva assorbita a vuoto corrisponde un fattore di potenza leggermente maggiore rispetto a quello ottenuto durante le prove a vuoto esposte precedentemente.

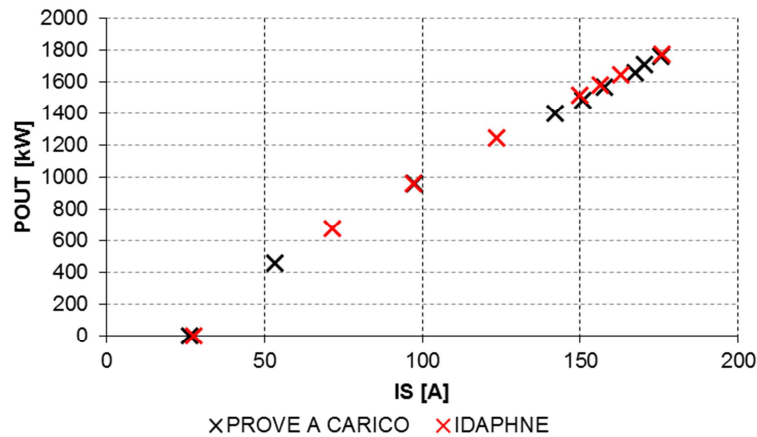


Fig. 2.69: Confronto tra la potenza erogata in funzione della corrente assorbita ottenuti dalla prova a carico e *IDAPHNE*.

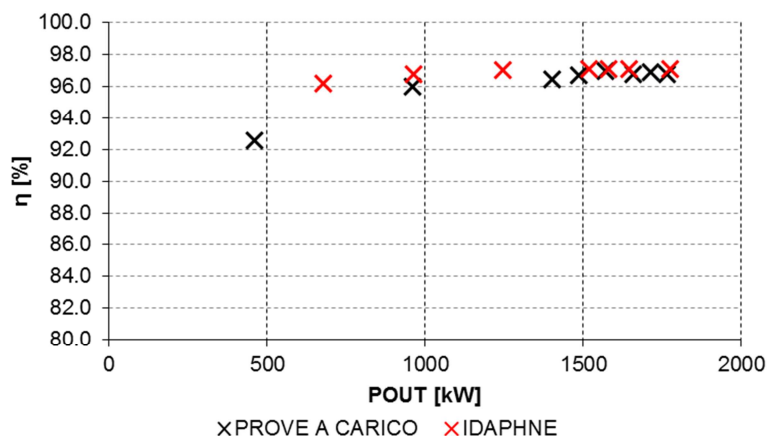


Fig. 2.70: Confronto tra il rendimento in funzione potenza erogata ottenuti dalla prova a carico e *IDAPHNE*.

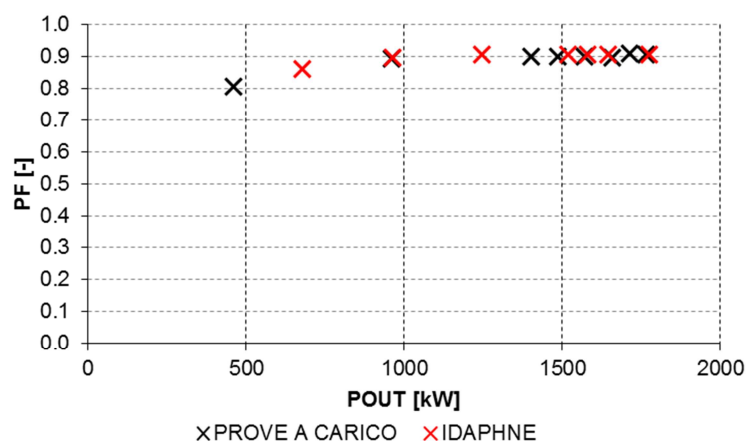


Fig. 2.71: Confronto tra il fattore di potenza in funzione potenza erogata ottenuti dalla prova a carico e *IDAPHNE*.

Come si può osservare dalle caratteristiche riportate nelle figure 2.69, 2.70 e 2.71 il funzionamento a carico della macchina è stato ben stimato e gli errori tra il calcolo effettuato con *IDAPHNE* e le prove sono limitati. Quanto evidenziato dal confronto conferma e avvalorare che le simulazioni eseguite in regime armonico per bassi valori di scorrimento, approssimano bene la realtà fisica del funzionamento della macchina.

2.8 5 Prova termica nel punto di funzionamento nominale

Attraverso la prova termica viene validata la classe termica della macchina e nel caso in esame viene valutato anche il suo scorrimento nominale. La prova termica ha una durata considerevole in quanto è necessario attendere che tutte le parti della macchina si portino al loro regime termico. Sulla base dei risultati ottenuti dalle prove a carico, in particolare dal rendimento della macchina elettrica si è stimato la potenza assorbita, la potenza erogata dal motore e quindi frenata dal freno idraulico e si è così identificato il punto di funzionamento nominale. Come previsto dalla normativa [3] la prova termica si ritiene conclusa quando tutte le sonde di rilevazione (nel caso in esame termocoppie PT100) non rilevano un incremento di temperatura maggiore di 2

K nel corso dell'ultima ora di funzionamento. Lo schema della prova è simile a quello di figura. 2.68. La principale variazione a tale schema è la macchina in prova non è stata direttamente connessa ad una macchina in corrente continua ma bensì ad un freno idraulico sul quale non vengono rilevate ovviamente tensione e corrente.

Prima di procedere ad esporre i risultati raccolti durante le prove viene brevemente illustrata la distribuzione delle principali termocoppie utilizzate nel progetto al fine di rilevare le temperature della macchina in prova. Le termocoppie sono disposte all'interno del pacco statorico e sono suddivise a gruppi di 6 come di seguito elencato:

- 6 PT100 nel pacco lato accoppiamento
- 6 PT100 nel pacco statore lato opposto accoppiamento

Si osserva che vi sono due termocoppie per fase rispettivamente lato opposto accoppiamento e lato accoppiamento, complessivamente vi sono 4 termocoppie per fase.

In figura 2.72 è esposto lo statore della macchina in prova e viene schematizzata la disposizione delle PT100 nel pacco lato accoppiamento.

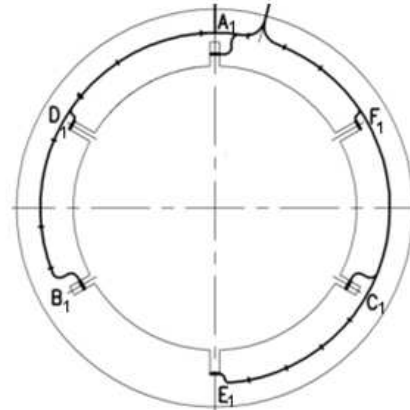


Fig. 2.72: Statore lato accoppiamento e distribuzione delle PT100.

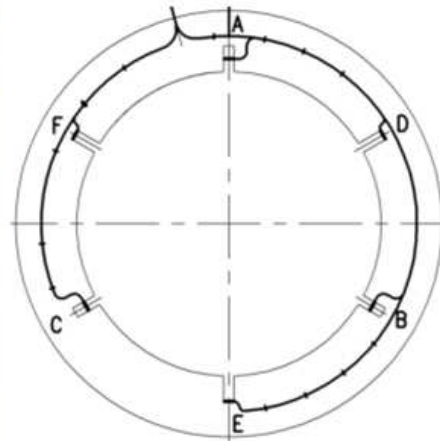


Fig. 2.73: Statore lato opposto accoppiamento e distribuzione delle PT100.

In figura 2.72 viene evidenziata l'uscita cavi delle PT100 lato accoppiamento e in quella di destra viene schematizzata la loro distribuzione all'interno del pacco statore. Come si può osservare vi sono 3 rilevatori lato fondo cava e 3 rilevatori in

posizione mediana, disposti tra le due bobine. In questo modo è possibile mappare dettagliatamente il profilo di temperatura raggiunto durante il funzionamento.

La medesima configurazione è riscontrabile per le PT100 lato opposto accoppiamento e la loro distribuzione è esposta nella figura 2.73.

Vi sono inoltre altre termocoppie ausiliarie che sono state disposte all'interno della struttura al fine di rilevare la temperatura anche della carcassa, dell'aria di ingresso e di uscita dallo scambiatore e la temperatura degli scudi.

Si osserva come il lato accoppiamento e il lato opposto accoppiamento vengono identificati anche come lato freddo e lato caldo. La temperatura a cui si portano le parti attive di una macchina TEFC non è assialmente simmetrica ed equidistribuita. In una macchina TEFC la temperatura non è omogenea a causa della natura del sistema di raffreddamento che prevede una ventilazione monolaterale e delle alette che non sono equidistribuite su tutta la superficie carcassa ma sono più concentrate sulla parte superiore e più rade nella parte inferiore dove sono allocati anche i piedi di appoggio.

Le rilevazioni effettuate sullo statore nelle termocoppie lato accoppiamento, nel lato opposto accoppiamento e nelle PT100 ausiliarie sono riportate rispettivamente nelle tabelle 2.18, 2.19 e 2.20

Tab. 2.18: Valutazione temperature termocoppie nello statore lato accoppiamento durante la prova termica.

TEMPO	PIN	VN	IN	PF	S	A1	B1	C1	D1	E1	F1
	[kW]	[V]	[A]	[-]	[%]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]
14:01	1884	6646	182	0.902	0.66	50.6	49.9	53.4	44.6	45.6	48.4
14:15	1854	6636	179	0.902	0.64	62.8	62.0	63.7	47.6	46.7	51.1
14:30	1854	6618	179	0.903	0.63	67.5	66.7	69.5	49.9	48.9	53.6
14:45	1868	6633	180	0.902	0.66	69.3	68.4	72.3	52.9	49.9	53.7
15:00	1870	6613	181	0.902	0.66	71.5	69.6	74.6	52.6	51.6	55.5
15:01	1826	6662	175	0.902	0.66	71.6	71.6	74.8	52.7	52.6	56.7
15:15	1814	6634	175	0.902	0.61	72.7	70.6	75.7	53.8	52.8	56.8
15:30	1814	6631	175	0.903	0.61	72.5	72.4	74.6	54.6	54.5	59.6
15:45	1813	6629	175	0.903	0.63	73.3	72.1	75.4	57.2	54.1	60.4
16:00	1815	6645	175	0.903	0.55	73.8	72.8	78.1	57.8	55.7	58.9
16:15	1818	6634	175	0.903	0.60	76.4	74.3	77.8	57.2	55.1	61.4
16:30	1819	6644	175	0.903	0.58	76.7	74.7	78.2	58.5	56.5	61.9
16:45	1811	6661	174	0.903	0.66	75.2	76.0	79.7	57.9	57.9	61.3
17:01	1814	6647	175	0.903	0.59	75.4	74.4	80.1	57.3	58.3	62.7
17:15	1816	6590	176	0.903	0.67	75.7	75.6	79.4	58.5	57.4	63.0
17:30	1824	6617	176	0.903	0.61	76.3	77.2	81.0	57.8	57.9	63.3
17:45	1819	6610	176	0.903	0.60	77.1	75.6	79.3	59.1	59.2	61.6

Tab. 2.19: Temperature rilevate dalle termocoppie nello statore lato opposto accoppiamento.

TEMPO	PIN	VN	IN	PF	S	A	B	C	D	E	F
	[kW]	[V]	[A]	[-]	[%]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]	[°K]
14:01	1884	6646	182	0.902	0.66	60.6	59.9	62.4	54.6	53.6	56.4
14:15	1854	6636	179	0.902	0.64	70.8	70.0	72.7	56.6	55.7	59.1
14:30	1854	6618	179	0.903	0.63	75.5	74.7	77.5	58.9	57.9	61.6
14:45	1868	6633	180	0.902	0.66	78.3	77.4	80.3	60.9	59.9	63.7
15:00	1870	6613	181	0.902	0.66	80.5	79.6	82.6	62.6	61.6	65.5
15:01	1826	6662	175	0.902	0.66	80.6	79.6	82.8	62.7	61.6	65.7
15:15	1814	6634	175	0.902	0.61	81.7	80.6	83.7	63.8	62.8	66.8
15:30	1814	6631	175	0.903	0.61	82.5	81.4	84.6	64.6	63.5	67.6
15:45	1813	6629	175	0.903	0.63	83.3	82.1	85.4	65.2	64.1	68.4
16:00	1815	6645	175	0.903	0.55	83.8	82.8	86.1	65.8	64.7	68.9
16:15	1818	6634	175	0.903	0.60	84.4	83.3	86.8	66.2	65.1	69.4
16:30	1819	6644	175	0.903	0.58	84.7	83.7	87.2	66.5	65.5	69.9
16:45	1811	6661	174	0.903	0.66	85.2	84.0	87.7	66.9	65.9	70.3
17:01	1814	6647	175	0.903	0.59	85.4	84.4	88.1	67.3	66.3	70.7
17:15	1816	6590	176	0.903	0.67	85.7	84.6	88.4	67.5	66.4	71.0
17:30	1824	6617	176	0.903	0.61	86.3	85.2	89.0	67.8	66.9	71.3
17:45	1819	6610	176	0.903	0.60	86.7	85.6	89.3	68.1	67.2	71.6

Tab. 2.20: Temperature rilevate dalle termocoppie ausiliarie.

TEMPO	PIN	VN	IN	PF	S	TIN	TEX	TCAX	TCU_LA	TCU_LOA	TAMB
	[kW]	[V]	[A]	[-]	[%]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]
14:01	1884	6646	182	0.902	0.66	19.6	31.5	46.2	51.8	61.0	22.8
14:15	1854	6636	179	0.902	0.64	20.0	30.0	45.7	51.4	60.5	22.5
14:30	1854	6618	179	0.903	0.63	19.7	30.2	45.5	51.7	60.8	22.3
14:45	1868	6633	180	0.902	0.66	19.8	30.8	45.8	52.5	61.8	22.6
15:00	1870	6613	181	0.902	0.66	19.7	31.2	46.4	53.7	63.2	23.0
15:01	1826	6662	175	0.902	0.66	19.7	31.2	46.4	53.8	63.3	22.7
15:15	1814	6634	175	0.902	0.61	19.4	31.2	46.9	54.9	64.6	23.0
15:30	1814	6631	175	0.903	0.61	19.7	31.6	47.5	55.6	65.4	22.1
15:45	1813	6629	175	0.903	0.63	19.8	31.7	47.8	56.4	66.3	22.4
16:00	1815	6645	175	0.903	0.55	19.5	31.9	48.0	57.2	67.2	22.7
16:15	1818	6634	175	0.903	0.60	19.4	31.9	48.8	57.6	67.7	22.3
16:30	1819	6644	175	0.903	0.58	19.8	32.5	49.6	57.7	67.9	23.6
16:45	1811	6661	174	0.903	0.66	19.7	32.5	50.0	58.2	68.4	23.7
17:01	1814	6647	175	0.903	0.59	20.0	32.8	50.2	58.6	69.0	23.9
17:15	1816	6590	176	0.903	0.67	20.3	32.8	50.2	58.9	69.3	23.8
17:30	1824	6617	176	0.903	0.61	20.2	33.1	50.1	59.2	69.7	24.0
17:45	1819	6610	176	0.903	0.60	19.2	32.4	50.0	59.4	69.8	23.3

Nella tabella 2.20 la temperatura T_{IN} e T_{EX} sono rispettivamente le temperature relative all'aria in ingresso e in uscita dal sistema di raffreddamento. La T_{CU_LA} e la T_{CU_LOA} sono le temperature registrate dai cuscinetti rispettivamente lato accoppiamento e lato opposto accoppiamento. La $TCAX$ rappresenta la temperatura raggiunta dalla carcassa e la T_{AMB} la temperatura ambiente.

Nei grafici in figura 2.74 e 2.75 vengono riassunte le rilevazioni delle termocoppie riportate nelle tabelle 2.18 e 2.19.

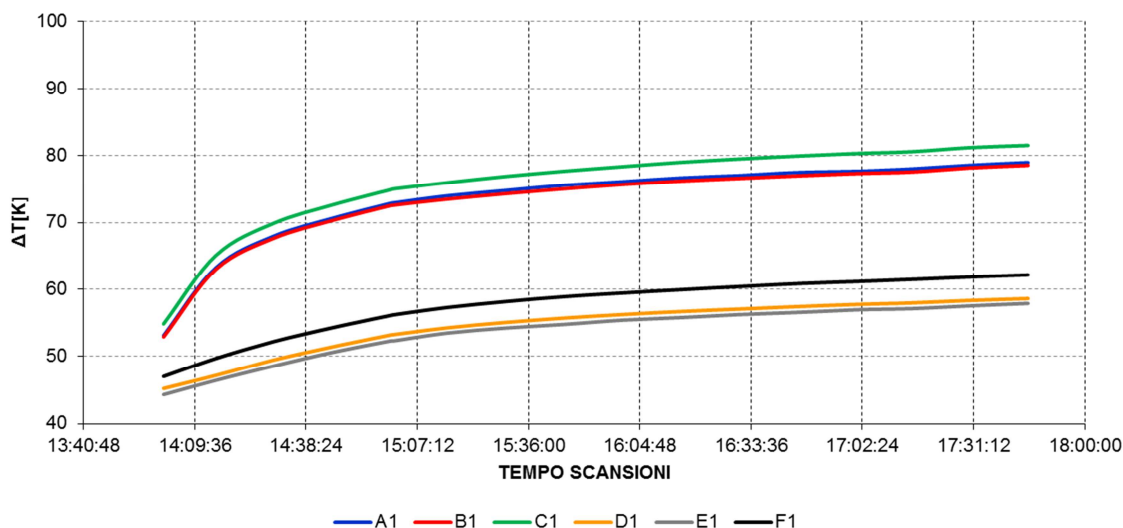


Fig. 2.74: Andamento della temperature rilevate nel lato opposto accoppiamento.

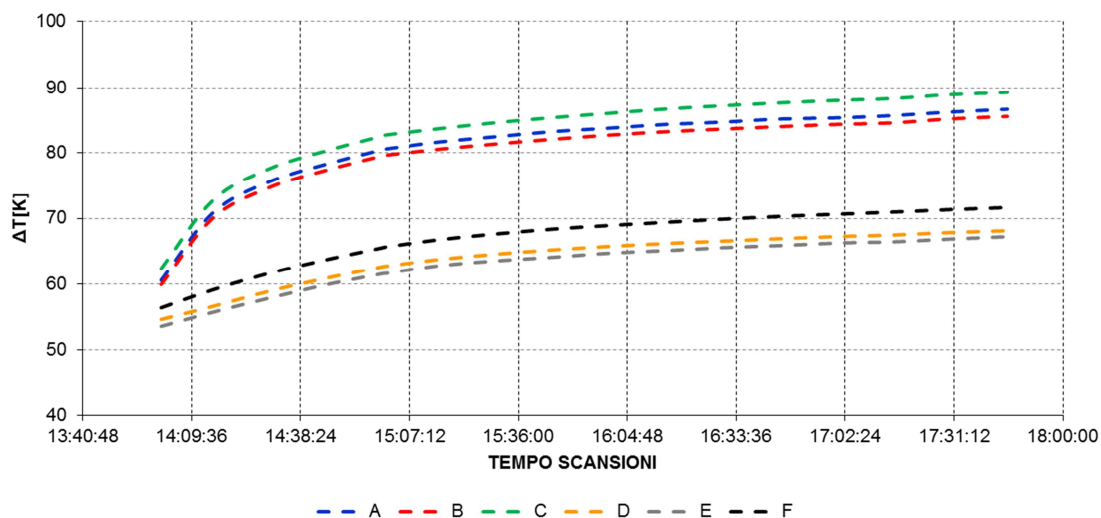


Fig. 2.75: Andamento della temperature rilevate nel lato accoppiamento.

Da quanto esposto si può notare che vi è una differenza di circa 9 K tra le termocoppie poste a ridosso del ferro statorico sul lato accoppiamento (D , E , F) rispetto a quelle poste nel lato opposto accoppiamento ($D1$, $E1$, $F1$). Mentre vi è una differenza inferiore, circa 7 K, tra le termocoppie tra le bobine sul lato accoppiamento (A , B , C) rispetto a quelle poste nel lato opposto accoppiamento ($A1$, $B1$, $C1$). Questo

conferma la disuniformità assiale di riscaldamento della macchina TEFC. In figura 2.76 viene confrontato il profilo delle temperature medie raggiunte dalle 6 termocoppie lato opposto e lato accoppiamento.

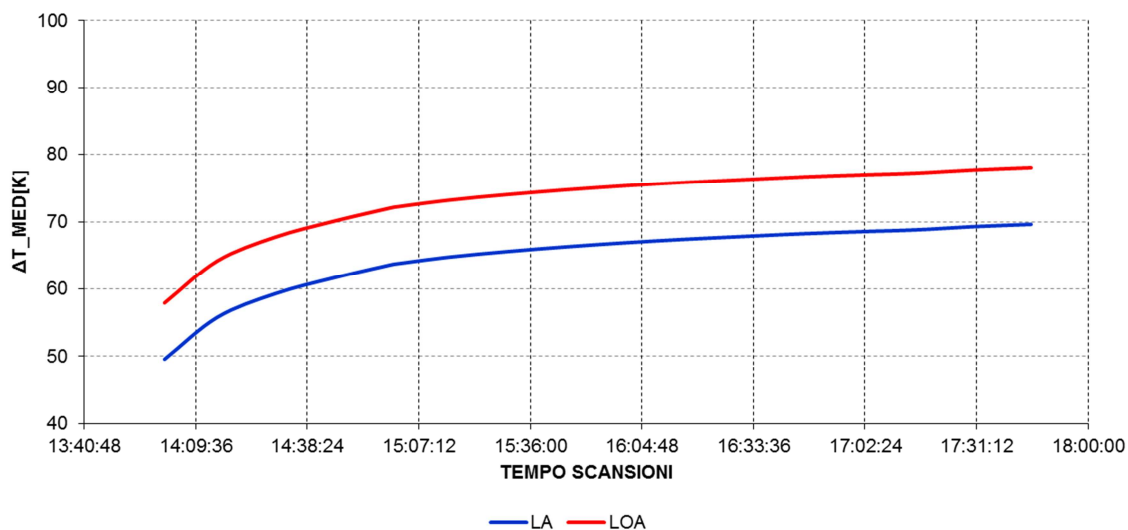


Fig. 2.76: Profilo della temperatura media raggiunto dalle termocoppie lato accoppiamento (blu) e lato opposto accoppiamento (rosso).

Dalle prove si può concludere che il motore erogando la sua potenza nominale rispetta pienamente la classe termica B. Come previsto dalle normative per la macchina elettrica TEFC la temperatura più alta registrata dalle termocoppie è inferiore o uguale al ΔT massimo previsto dalla classe.

Le temperature assolute a cui si portano a fine prova i cuscinetti lato accoppiamento e lato opposto sono rispettivamente pari a 50 e 89 °C.

La temperatura media di ingresso aria durante la prova è circa di 20 °C con una temperatura media ambiente di 23 °C. La temperatura media dell'aria di uscita dallo scambiatore a fine prova è di 32 °C. Infine, la temperatura a cui si portano i carter di protezione della carcassa è pari 26.2 °C.

La media dello scorrimento registrato nelle ultime sei valutazioni è pari al 0.62 % mentre quello calcolato attraverso *IDAPHNE* è pari 0.605 % lo scorrimento nominale della macchina è stato quindi sottostimato di circa il 2.5 %.

2.8.6 Valutazione della temperatura dell'avvolgimento mediante misurazione della resistenza

A fine prova, a ulteriore verifica e conferma della classe termica di macchina si è definita la temperatura raggiunta dagli avvolgimenti attraverso la misurazione della resistenza. Questo test previsto dalla normativa [3]. Consiste nella misurazione della resistenza del circuito statorico utilizzando il medesimo processo esposto nella sezione 2.8.1 e quindi il medesimo schema riportato in figura 2.54. Le rilevazioni vengono eseguite a diversi istanti temporali e quindi si ha una registrazione del transitorio termico di raffreddamento. Interpolando tale caratteristica fino al valore di tempo a cui si è interrotta la termica e si è cominciata la serie di misurazioni della resistenza si ottiene il valore della resistenza a fine termica. Da quest'ultimo valore è possibile

definire il valore della temperatura media a cui si è portato l'avvolgimento. In figura 2.77 viene riportata la sequenza di rilevazione della resistenza. Dalla interpolazione polinomiale è emerso che il valore iniziale della resistenza è pari a:

$$RS = 0.2356 \, \Omega \quad (2.72)$$

Ora è possibile definire la temperatura media dell'avvolgimento a regime attraverso la seguente formula:

$$T = \frac{RS_T}{RS_{TAMB}} (234.5 + T_{AMB}) - 234.5 \quad (2.73)$$

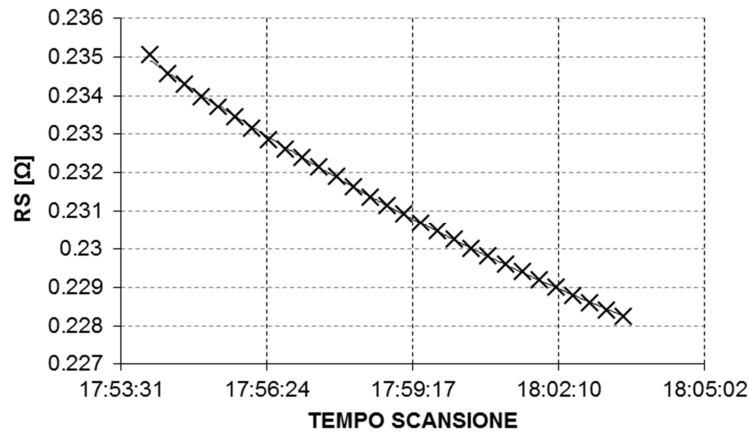


Fig. 2.77: Rilevazioni della resistenza dell'avvolgimento storico per la definizione della temperatura media raggiunta durante il funzionamento.

Dalla relazione 2.73 è emerso che la temperatura media assoluta a cui si porta l'avvolgimento è pari a 100 °C e quindi il ΔT medio di temperatura raggiunto attraverso calcolo della resistenza è pari a 80K.

Dalla caratterizzazione ottenuta attraverso le prove termica a regime (prova termica nel punto di funzionamento nominale e valutazione della temperatura dell'avvolgimento mediante misurazione della resistenza) si è concluso che il motore eroga la sua potenza nominale con uno scorrimento dello 0.62 % confermando così la stima effettuata dal calcolo eseguito con *IDAPHNE* inoltre è in grado di erogare la sua potenza nominale rispettando pienamente la sovratemperatura imposta dalla classe termica B .

2.9 Conclusioni

Dai risultati ottenuti dalla sequenza di prove condotte sul prototipo si può concludere che il dimensionamento della macchina è stato condotto correttamente e le prove hanno confermato le prestazioni stimate in fase preliminare.

I risultati ottenuti hanno confermato la validità dell'approccio utilizzato per il calcolo prestazionale e l'efficacia del nuovo sistema di raffreddamento introdotto che è stato fondamentale al fine di incrementare la potenza specifica installata sulla macchina.

Il lavoro esposto in questo capitolo ha costituito la base per lo sviluppo di un'intera serie di macchine TEFC. Al fine di ottenere un ulteriore punto di riferimento per costruire la nuova serie di macchine alettate e validare il nuovo sistema di raffreddamento introdotto è stato realizzato un altro prototipo di TEFC 4 poli (Fig. 2.78) caratterizzato da un'altezza d'asse di 400 mm e da una potenza nominale di 710 kW.

Attraverso i due prototipi sarà validata l'intera serie di macchine alettate a 4 poli.



Fig. 2.78: Vista in prospettiva e frontale del CA+ 400 L4 caratterizzato da una potenza nominale di 710 kW.

L'approccio di calcolo e il sistema di raffreddamento adottato nella serie TEFC 4 poli sono stati utilizzati anche per sviluppare e progettare un prototipo di macchina TEFC a due poli ed infine realizzarne una serie.

2.10 Bibliografia capitolo 2

- [1] Boglietti, A. Cavagnino, "Algorithms for the computation of the induction motor equivalent circuit parameters – Part I", conf. rec. IEEE-IECON 2008, Orlando, Florida, 10-13 November 2008, pp. 2020-2027.
- [2] A. Boglietti, A. Cavagnino, "Algorithms for the computation of the induction motor equivalent circuit parameters – Part II", conf. rec. IEEE-IECON 2008, Orlando, Florida, 10-13 November 2008, pp. 2028-2028.
- [3] IEC 60034-1 – eleventh edition – International standard – "Rotating electrical machines"
- [4] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, 1988.
- [5] G. Bertotti *et al.*, "An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 5007–5009, 1991.
- [6] N. Bianchi " Calcolo delle macchine elettriche con il metodo degli elementi finiti" Ed. Cleup. 1° edizione 2001.
- [7] M. Liwschitz, *Design and Dimensioning of Electric Machinery*, Ulrico Hoepli Editor, Milan, 1946.
- [8] API standard 541 – 5th edition: "Form –wound Squirrel Cage Induction Motors – 375 kW (500 Horsepower) and Larger"
- [9] Shell DEP. 33.66.05.31.2007 " Electric machines – Cage - induction types (amendments /supplements to IEC 60034-1 and IEC 60034-14)"
- [10] A. Krishnamoorthy, K. Dharmalingam, "Multi-objective design optimization of three phase induction motor using Hooke and Jeeves method & GA", conf. rec. IEEE-RSTSCC 2010, Chendai, India, 13-15 November 2010, pp. 413-418
- [11] T. Murata and H. Ishibuchi , "MOGA: Multi-objective genetic Algorithms", conf. rec. IEEE – Evolutionary Computation 1995, Perth, WA, Australia, 29 November-01 December 1995, pp 289-294.

3

Variazione delle prestazioni di una macchina a induzione associata alla permeabilità magnetica delle biette di chiusura delle cave statoriche

3.1 Introduzione

Nel seguente capitolo verranno analizzate le variazioni delle prestazioni di una macchina elettrica a induzione TEFC al variare della permeabilità di cui sono costituite le biette di chiusura delle cave statoriche [1], [2], [3]. La macchina in analisi è un macchina a 2 poli con una altezza d'asse di 450 mm è caratterizzata da una tensione di alimentazione di 6000 V e da una potenza nominale di 650 kW. Si sottolinea che i materiali analizzati nello studio per la realizzazione delle biette sono la vetronite (*A*), la cui caratteristica magnetica è approssimabile con quella dell'aria ed il materiale con cui tipicamente vengono realizzate le biette delle macchine elettriche con cave aperte, e due materiali magnetici fortemente (*S*) e parzialmente magnetici (*M*) le cui caratteristiche sono riportate in figura 3.1. Le dimensioni e la forma delle biette risultano invariate per tutte le configurazioni analizzate.

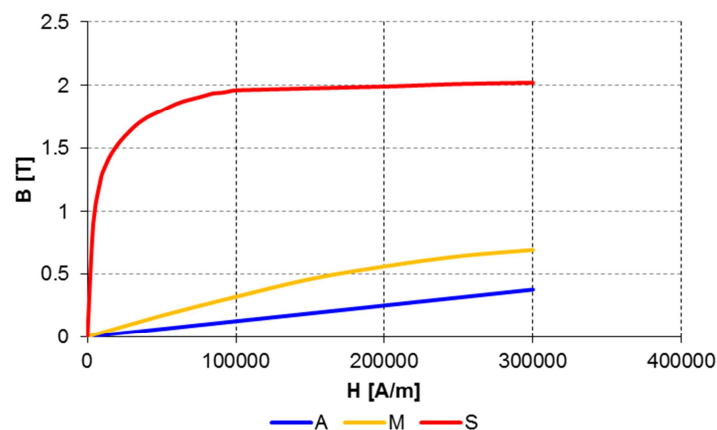


Fig. 3.1: Caratteristiche di magnetizzazione dell'aria e dei materiali *A*, *M* e *S*.

I materiali magnetici M e S utilizzati sono caratterizzati da una struttura diversa ma sono entrambi costituiti da polveri di materiale ferromagnetico immersi in una matrice di resina epossidica. Queste tecnologie consentono, impiegando degli appositi stampi, di realizzare delle particolari forme costruttive quali ad esempio quelli delle biette.

Il materiale S si differenzia principalmente da M perché ogni singolo granello di polvere ferromagnetica che lo costituisce è isolato. Esso può quindi essere caratterizzato da una densità di particelle maggiore. È possibile schematizzare la struttura dei due materiali come riportato in figura 3.2. Dalla struttura dei due materiali evidenziata figura 3.2 si può concludere che entrambi consentono di ridurre, rendendole praticamente trascurabili, le perdite per correnti parassite sono tuttavia interessati dalle perdite per isteresi magnetica. Come i produttori di lamierini anche i produttori di questi materiali forniscono delle cifre di perdita che variano al variare dell'induzione, della frequenza e della pressione utilizzate in fase di realizzazione. La potenza da esse dissipata è ridotta se comparata alle potenza dissipata da una macchina come quella in esame e quindi non è stata valutata in questo studio.

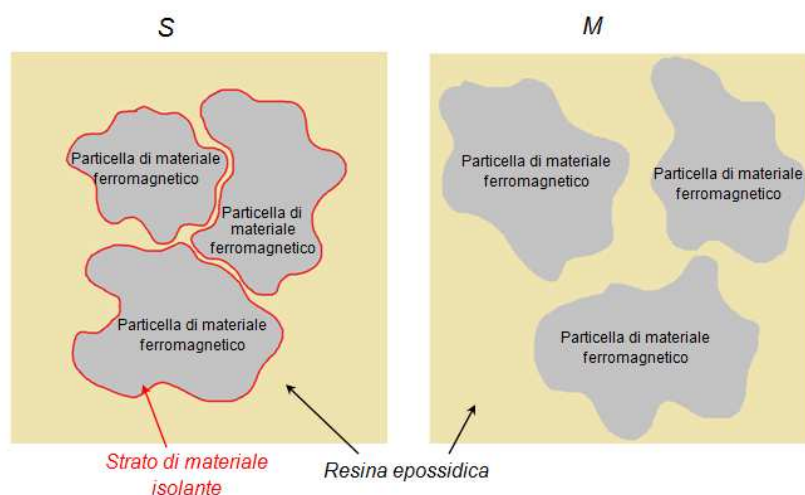


Fig. 3.2: Struttura dei materiali ferromagnetici impiegati per la realizzazione delle biette magnetiche.

In questo lavoro sono state confrontate le prestazioni della macchina a induzione a 2 poli, al variare del materiale di cui sono costituite le biette, utilizzando l'algoritmo *IDAPHNE* impiegato per la realizzazione del prototipo della macchina a induzione TEFC descritto e validato nel capitolo 2. Si confronteranno la variazione delle perdite addizionali nelle barre rotoriche e nelle piattine che costituiscono la bobina di un avvolgimento statorico al variare della permeabilità delle biette. Per tale studio è stato utilizzato il software commerciale ANSYS Maxwell che consente di realizzare delle analisi elettromagnetiche transitorie necessarie per valutare le perdite addizionali. Si osserva che le perdite addizionali analizzate sono solo quelle generate dalle correnti parassite indotte all'interno delle barre e delle piattine statoriche sono state invece trascurate quelle associate ai sotto cicli di isteresi ad alta frequenza nel materiale ferromagnetico che costituisce lo statore e il rotore della macchina in analisi.

Attraverso questo studio si vuole inoltre dare un'ulteriore conferma dell'utilità, ai fini della verifica prestazionale delle macchine a induzione, dell'algoritmo sviluppato.

3.2 Confronto delle prestazioni a vuoto

La prima analisi condotta è stato l'impatto della permeabilità delle biette magnetiche sulle prestazioni a vuoto della macchina a induzione a 2 poli. I tre fattori principali che si possono ricavare dalle analisi a vuoto sono:

- La corrente magnetizzante I_m
- La reattanza di magnetizzazione X_m
- La reattanza di dispersione statorica associata al pacco magnetico della macchina $X_{\sigma s_stack}$

Tutte queste grandezze contribuiscono a definire e caratterizzare il circuito magnetico della macchina in analisi. Attraverso questa analisi si valuterà dettagliatamente l'impatto della permeabilità delle biette sul circuito magnetico del motore a induzione. Il circuito a cui si fa riferimento per la macchina a induzione a vuoto è quello riportato in figura 3.3.

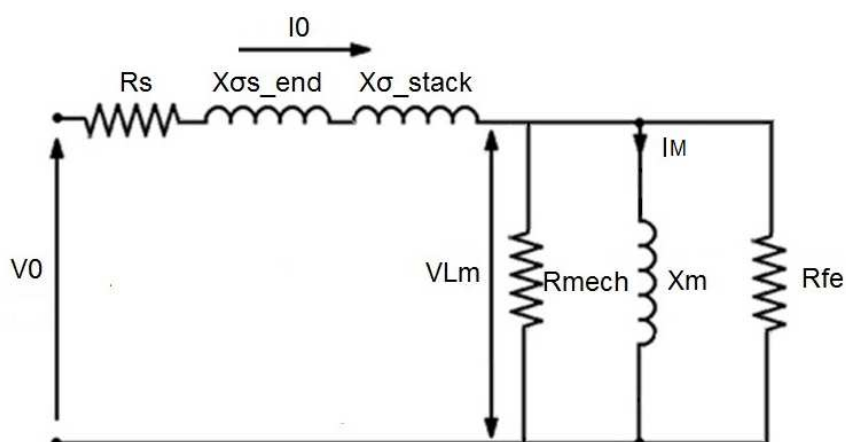


Fig. 3.3: Circuito equivalente di una macchina a induzione in condizioni di funzionamento a vuoto.

Dai risultati ottenuti dalle simulazioni effettuate con l'algoritmo *IDAPHNE* i valori della corrente nominale di magnetizzante al variare del materiale di cui sono costituite le biette sono riportate in tabella 3.1.

Tab. 3.1: Corrente di magnetizzazione al variare della permeabilità delle biette ottenuta con l'algoritmo *IDAPHNE*.

Biette	I_m [A]
A	9.6
M	9.0
S	7.6

Come si può notare dalla tabella 3.1 più alta è la permeabilità magnetica del materiale e minore è la corrente necessaria a magnetizzare il circuito magnetico della macchina. La diminuzione della corrente necessaria alla magnetizzazione è dovuta al miglioramento della forma d'onda di induzione normale al traferro che, all'aumentare della permeabilità, approssima meglio una sinusoide ed è quindi caratterizzata da un basso contenuto armonico. Le principali armoniche, oltre alla 5^a e 7^a che sono associate al passo della bobina e quindi sono invarianti al variare della permeabilità delle biette, sono quelle correlate alle cave di statore e rotore.

In base a quanto affermato le configurazioni dotate di bietta magnetica sono caratterizzate da una prima armonica di induzione normale al traferro maggiore a parità di corrente. Al fine di evidenziare meglio quanto affermato vengono effettuate delle simulazione FE magnetostatiche sui 3 modelli ognuno caratterizzato da una diversa permeabilità delle biette (A, M, S) fissando una corrente magnetizzante di 10 A e vengono confrontati i rispettivi profili (Fig. 3.4) e spettri armonici dell'induzione normale al traferro (Fig. 3.5).

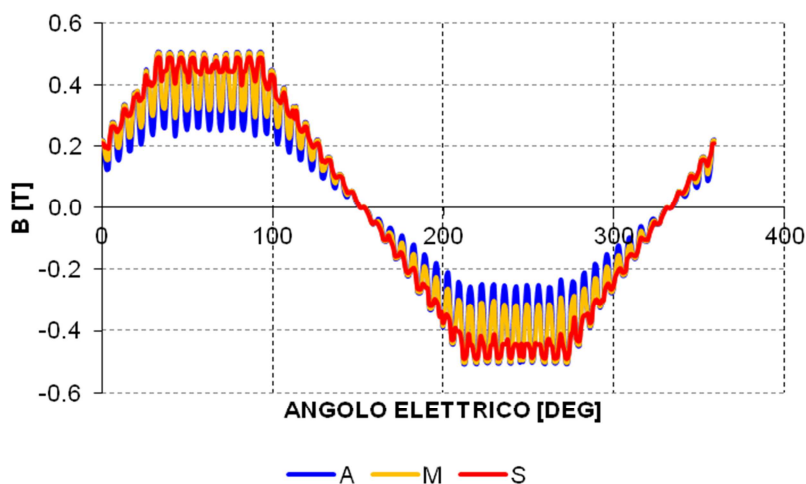


Fig. 3.4: Andamento dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette a parità di corrente magnetizzante 10 A.

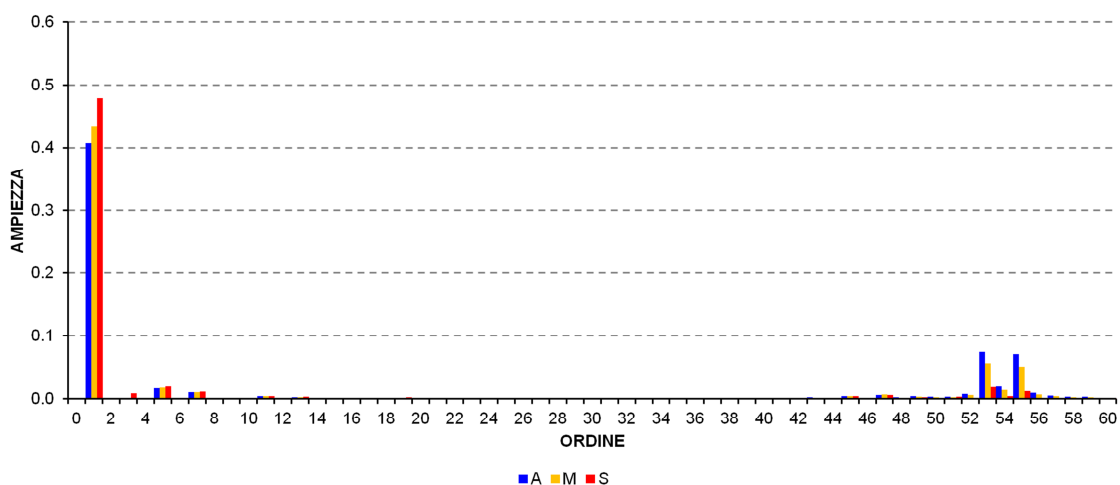


Fig. 3.5: Spettro armonico dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette a parità di corrente magnetizzante 10 A.

Tab. 3.2: Distorsione armonica totale dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità delle biette magnetiche effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.

Materiale	THD [%]
A	26.4
M	18.6
S	7.5

Dalle analisi isocorrente magnetizzante si conclude che su questa configurazione di macchina le biette magnetiche limitano la distorsione armonica dell'induzione normale al traferro e il relativo THD [4], [5] il cui valore è esposto in tabella 3.2. Consentono inoltre di ridurre l'ampiezza delle armoniche di dentatura come riportato in tabella 3.3.

Si osserva che le armoniche associate alla dentatura di rotore restano praticamente invariate al variare della permeabilità delle biette viceversa quelle statoriche subiscono una riduzione considerevole se riferite a quelle della configurazione con biette in vetronite.

Tab. 3.3: Variazione percentuale delle armoniche di cava in funzione del materiale di cui si sono costituite le biette riferite percentualmente al caso con biette in vetronite effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.

Materiale	Armoniche di cava statore		Armoniche di cava rotore	
	53 th	55 th	45 th	47 th
M	-25.1%	-28.5%	+1.3%	-3.0%
S	-74.4%	-82.0%	+5.4%	-3.9%

Inoltre, come già affermato precedentemente, le biette magnetiche consentono di aumentare a parità di corrente magnetizzante l'ampiezza della prima armonica come esposto in tabella 3.4

Tab. 3.4: Incremento dell'ampiezza della prima armonica dell'induzione normale al traferro al variare della permeabilità magnetica delle biette riferita percentualmente al caso con biette in vetronite effettuata con una corrente magnetizzante di 10 A.

Materiale	1 th
M	6.4%
S	17.4%

Si osserva che i risultati ottenuti non sono assoluti ma sono relativi alla configurazione di macchina asincrona in analisi. Variazioni dell'ampiezza del traferro, del diametro di alesatura e delle dimensioni delle cave possono causare una variazione delle grandezze percentuali esposte.

Correlando i risultati ottenuti dalle simulazioni isocorrente magnetizzante al circuito equivalente si può concludere che in generale le biette magnetiche causano un aumento della reattanza di magnetizzazione X_m . L'aumento della reattanza magnetizzante e la conseguente riduzione della corrente a vuoto I_0 generano un miglioramento del fattore di potenza a vuoto PF_0 . Per contro le biette magnetiche causano una richiusura maggiore delle linee di flusso attorno alla cava statorica incrementando così il valore del flusso disperso e quindi la reattanza di dispersione di cava statorica $X_{\sigma s_stack}$. L'aumento della reattanza di dispersione causa un peggioramento del fattore di potenza a carico.

Le linee di flusso a vuoto a parità di corrente magnetizzante e al variare della permeabilità delle biette sono riportate in figura 3.6, 3.7 e 3.8.

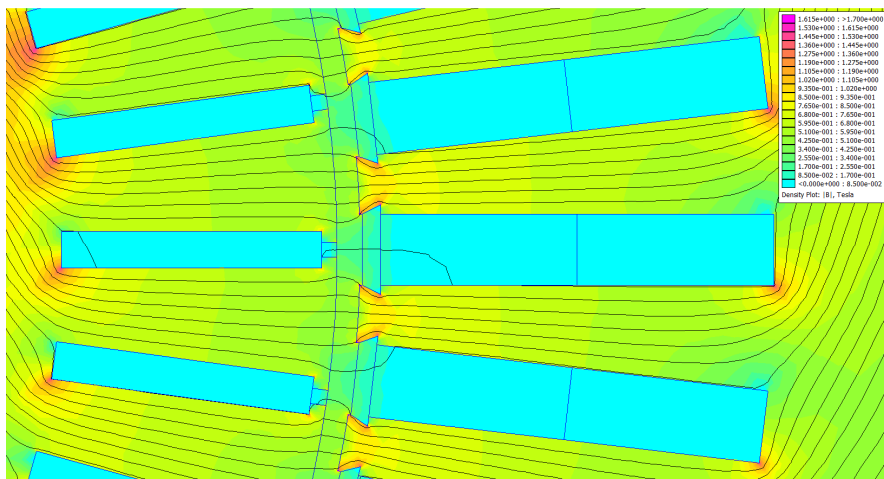


Fig. 3.6: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo A con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.

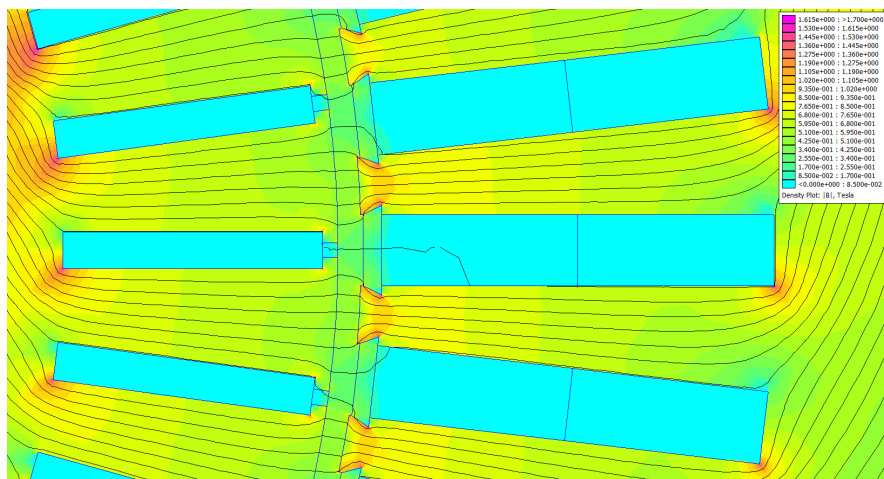


Fig. 3.7: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo M con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.

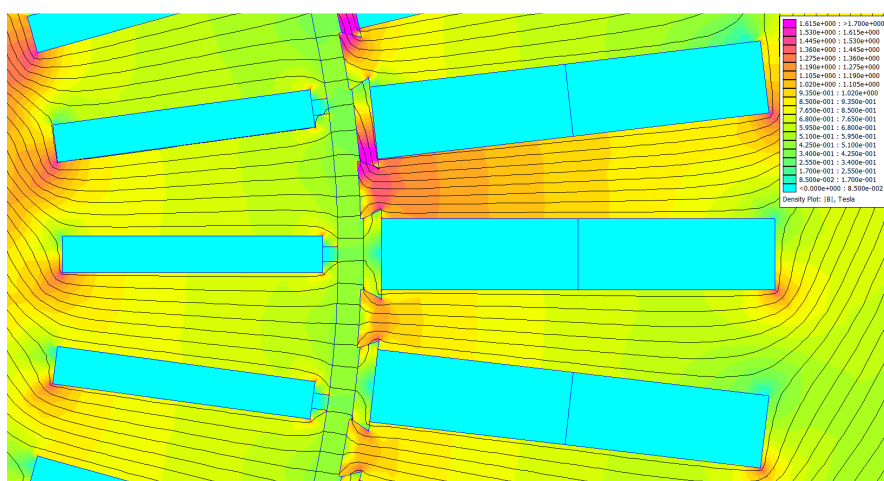


Fig. 3.8: Distribuzione delle linee di campo nella simulazione magnetostatica con bietta tipo S con corrente magnetizzante fissata e pari a 10 A.

In tabella 3.5 vengono riportati i valori delle reattanze di magnetizzazione a vuoto, dell'induttanza di dispersione statorica totale $X_{\sigma s}$ (il cui valore è dato dalla somma di $X_{\sigma s_stack}$ e di $X_{\sigma s_end}$) e del fattore di potenza a vuoto, corredate dai valori delle correnti magnetizzanti già esposte in tabella 3.1. Si evidenzia che il valore della $X_{\sigma s_end}$ è stato mantenuto costante al variare del materiale di cui sono costituite le biette ed è stato calcolato con la relazione 2.18. I valori esposti in tabella 3.5 sono stati ottenuti dall'algoritmo *IDAPHNE* in particolare dalla parte relativa alle analisi a vuoto.

Le analisi condotte sulla macchina sono state eseguite su una configurazione caratterizzata dalle stesse: tensione di alimentazione, lunghezza pacco, numero di spire bobina e paralleli di macchina l'unica variazione è la permeabilità magnetica delle biette. Sotto queste ipotesi i benefici esposti nell'analisi isocorrente magnetizzante, ovvero l'aumento della prima armonica di induzione a parità di corrente, non è stata sfruttata.

È infatti possibile, a parità di corrente magnetizzante, ottenere la stessa induzione normale al traferro e quindi la stessa forza elettromotrice riducendo la lunghezza assiale della macchina del 6.4% nel caso con bietta *M* e del 17.4% nel caso con bietta *S*. Alternativamente è possibile mantenere la stessa lunghezza delle parti attive e ridurre il numero di spire bobina. In entrambi i casi descritti si ottiene la riduzione della resistenza degli avvolgimenti statorici e quindi delle perdite per effetto Joule statoriche.

Tab. 3.5: Principali parametri a vuoto ottenuti dall'algoritmo *IDAPHNE* eseguiti per diversi valori della permeabilità delle biette.

Materiale	I_m	X_m	$X_{\sigma s}$	$PF0$
A	9.62	351.85	8.26	0.106
M	8.99	376.51	8.83	0.113
S	7.56	421.98	35.74	0.136

3.3 Confronto delle prestazioni a carico e all'avviamento

Si procederà ora a confrontare le principali prestazioni a carico al variare della permeabilità di cui sono costituite le biette. Il confronto verrà effettuato a parità di potenza erogata che, per il caso in analisi, è pari a 650 kW.

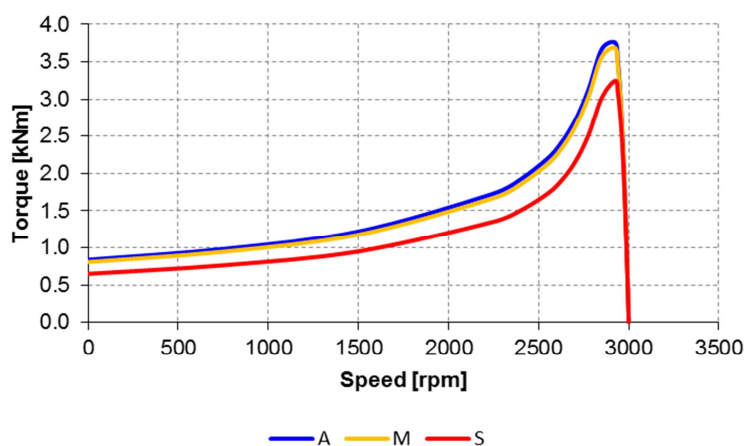


Fig. 3.9: Caratteristica coppia velocità in funzione della permeabilità delle biette magnetiche.

Le principali caratteristiche [6] valutate sono le caratteristiche coppia, corrente e fattore di potenza in funzione della velocità. Tali andamenti sono riportati in figura 3.9, 3.10 e 3.11.

Dalla figura 3.9 si può notare come al variare della permeabilità delle biette la curva di coppia risulta ridotta in ampiezza in particolare, l'aspetto più importante da osservare, è la riduzione della coppia di spunto T_{AVV} . Essa risulta diminuita percentualmente rispetto alla configurazione con biette in vetronite come esposto in tabella 3.6

Tab. 3.6: Riduzione della coppia di avviamento al variare della permeabilità delle biette riferita percentualmente alla configurazione con biette in vetronite.

Materiale	$T_{AVV}[\%]$
M	-3.670
S	-22.5

Si può concludere quindi che, in caso di utilizzo delle biette magnetiche, vi sarà una riduzione della coppia di spunto. Tale riduzione è associata alla maggiore induttanza di dispersione statorica della macchina (Tab. 3.5), che causa una minore corrente assorbita in condizioni di avviamento, come esposto in figura 3.10, dove viene riportata la corrente assorbita dalla macchina al variare della velocità. La minore corrente assorbita in avviamento si riflette direttamente sulla T_{AVV} . Osservando le caratteristiche riportate in figura 3.9 si può inoltre concludere che il tempo di avviamento, a parità di carico azionato, sarà maggiore per la macchine con biette caratterizzate da alta permeabilità S a causa della minore coppia accelerante che le contraddistingue. Si osserva inoltre che al crescere della permeabilità delle biette si riduce la coppia massima erogabile dalla macchina. A parità di condizioni si ha quindi una capacità di sovraccarico istantaneo minore in quanto si è ridotto il margine di stabilità e la zona in cui la macchina può lavorare in condizioni di stabilità.

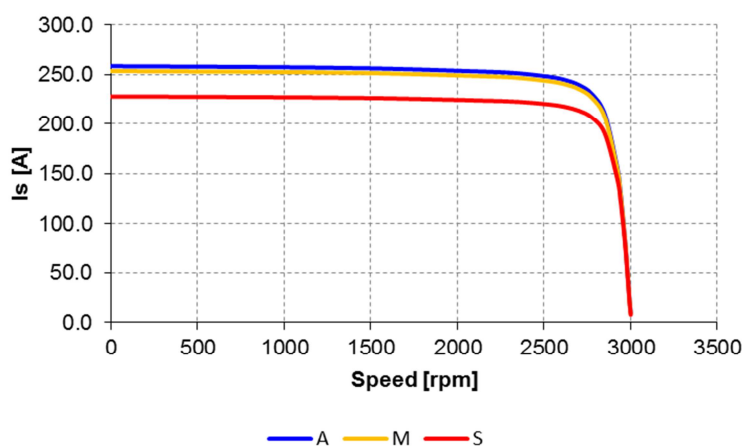


Fig. 3.10: Corrente assorbita al variare della velocità in funzione della permeabilità che caratterizza le biette.

Un'altra caratteristica significativa dal punto di vista del funzionamento della macchina è quella data dal fattore di potenza in funzione della velocità esposto in figura 3.11

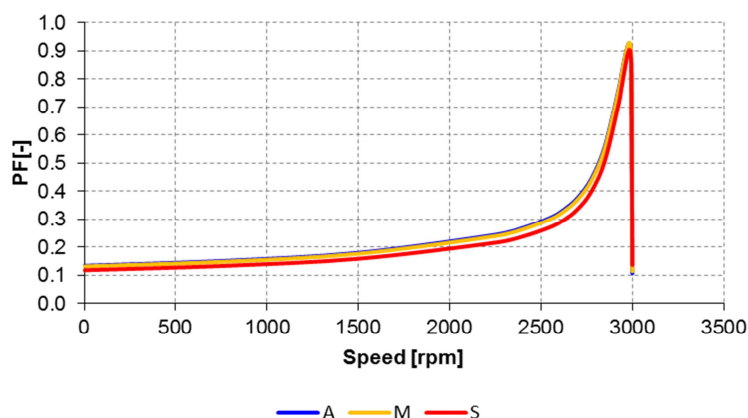


Fig. 3.11: Fattore di potenza al variare della velocità in funzione della permeabilità che caratterizza le biette.

Le caratteristiche del fattore di potenza non si differenziano in modo considerevole anche se la caratteristica della macchina con bietta S è costantemente inferiore alle altre. Al fine di comprendere meglio i dati riportati nelle caratteristiche di figura 3.9, 3.10 e 3.11 si fa riferimento alla tabella 3.7 in cui vengono riassunte le principali caratteristiche delle tre configurazioni in condizioni di funzionamento nominale.

Tab. 3.7: Principali caratteristiche in condizioni di funzionamento nominale al variare della permeabilità delle biette.

Materiale	Slip [%]	N [rpm]	R_s [Ω]	I_S [A]	R_r [Ω]	I_r [A]	P_{out} [kW]	PF [-]	Torque [kNm]	V [V]
A	0.90	2973	0.47	70.86	0.43	67.59	650	0.915	2.09	6000
M	0.91	2972.8	0.47	70.93	0.43	67.77	650	0.914	2.09	6000
S	1.00	2970.1	0.47	74.14	0.43	70.93	650	0.877	2.09	6000

Osservando la tabella 3.7 si può concludere che a parità di tensione nominale e dimensioni per erogare la potenza nominale, a causa dell'aumento della reattanza di dispersione statorica $X_{\sigma s}$ e quindi del peggioramento del fattore di potenza, è necessaria una maggiore corrente assorbita al crescere della permeabilità delle biette. Inoltre a causa dell'aumento della impedenza di dispersione rotorica il motore, per erogare la stessa coppia, è costretto a scorrere di più. Questi fattori sono da tenere bene in considerazione perché nel proseguo della trattazione saranno un'importante base di partenza per l'analisi del bilancio delle perdite e per il confronto delle perdite addizionali nelle varie configurazioni.

Si osserva inoltre che il valore della resistenza di fase esposta in tabella 3.7 è un valore calcolato dall'algoritmo *IDAPHNE* il quale ipotizza una temperatura di funzionamento di 120°C e valuta gli effetti dell'addensamento della corrente dovuto agli effetti della distribuzione di campo in cava (sezione 2.4). Il valore della resistenza statorica misurato in sala prove alla temperatura ambiente di 23°C è pari a 0.387 Ω .

3.4 Analisi delle perdite aggiuntive e del rendimento al variare della configurazione delle biette

Prima di procedere all'analisi delle perdite per effetto Joule negli avvolgimenti e alla valutazione dettagliata delle perdite aggiuntive all'interno delle piattine statoriche e delle barre di rotore si vuole eseguire un'ulteriore confronto tra la corrente, la coppia e il fattore di potenza nel punto di funzionamento nominale ottenuti rispettivamente con il software commerciale ANSYS Maxwell e con l'algoritmo *IDAPHNE*. Attraverso tale confronto si verificherà la velocità di rotazione nominale. Quest'ultima è un dato essenziale per definire con precisione le correnti parassite indotte nella gabbia rotorica [4], [5] e nelle piattine degli avvolgimenti statorici. In figura 3.12 e 3.13 sono riportati rispettivamente il modello geometrico della macchina a induzione e il circuito equivalente associato al modello geometrico.

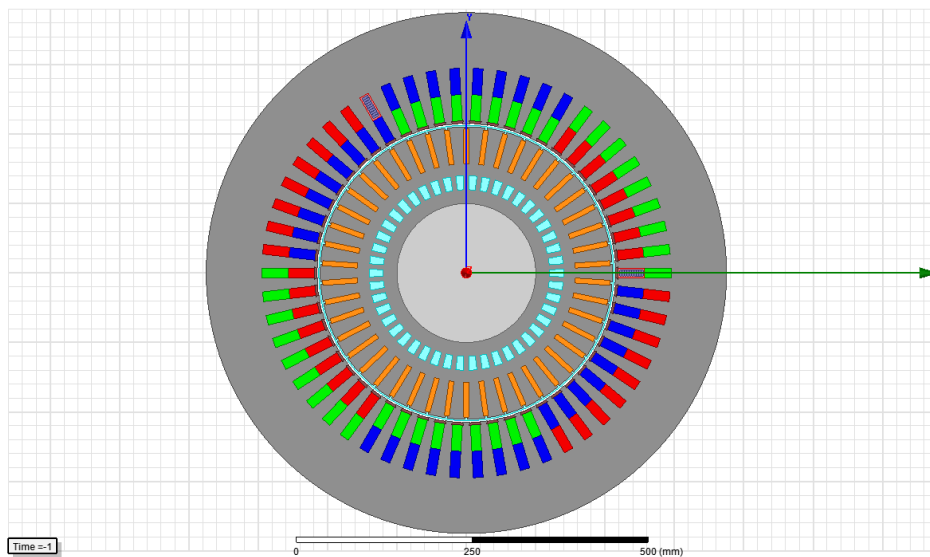


Fig. 3.12: Modello geometrico del motore a induzione realizzato con ANSYS Maxwell.

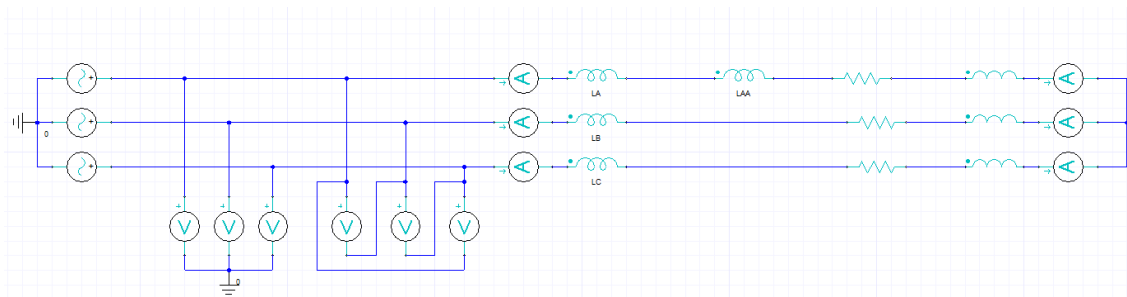


Fig. 3.13: Circuito equivalente della macchina a induzione per la stima delle perdite aggiuntive.

In figura 3.13 si può notare i tre avvolgimenti statorici identificati dai nomi *LA*, *LB* e *LC* e in serie ad *LA* è evidenziata la bobina realizzata con le piattine in rame solido *LAA* sulla quale sono state valutate le perdite aggiuntive. Gli altri elementi passivi presenti nel circuito sono rispettivamente le tre resistenze di fase ottenuta attraverso la relazione 2.19 e l'induttanza di dispersione delle testate stimata con la relazione 2.18.

Per ridurre l'onere computazionale e il tempo necessario alla simulazione con il software commerciale si è deciso di effettuare un'analisi su tre punti caratterizzati da velocità di funzionamento prossime a quelle nominali con 20 campioni per secondo. In seguito all'individuazione e alla verifica della velocità nominale si è eseguita un'ulteriore simulazione per tutte le configurazioni alla velocità nominale definita con un tempo di campionamento più elevato (50 campioni per secondo) e su quest'ultima si sono eseguite le analisi relative alle perdite addizionali. In figura. 3.14 viene riportata un'immagine relativa alla mesh complessiva utilizzata per la modellazione e i dettagli della mesh relativi alle piattine che costituiscono l'avvolgimento statorico e le barre rotoriche.

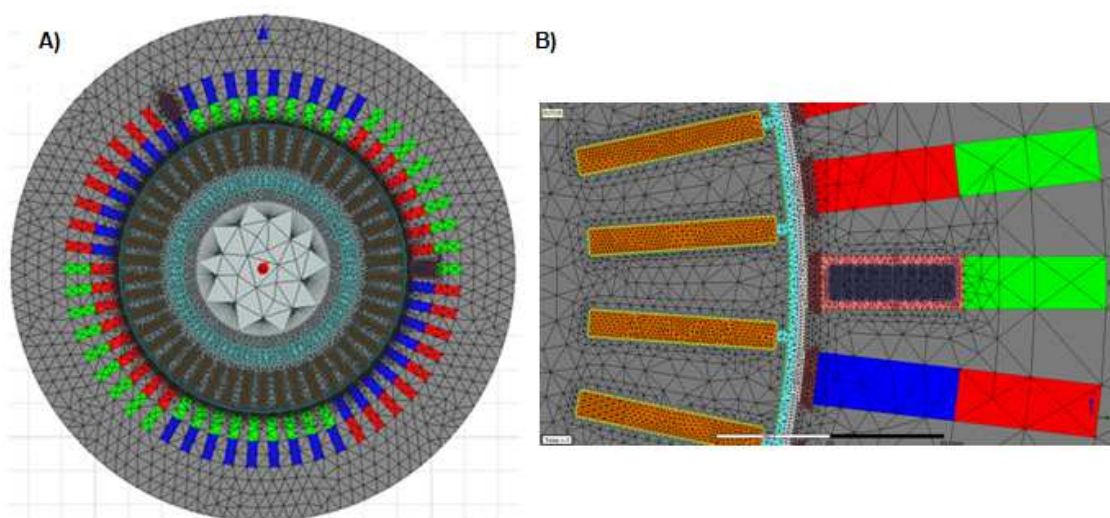


Fig. 3.14: Mesh utilizzata nel modello della macchina asincrona a due poli, A) mesh complessiva B) dettaglio della mesh relativo alla barra rotorica e al conduttore statorico.

In tabella 3.8 vengono riportate le statistiche della mesh con il numero di elementi complessivi per ogni componente che costituisce il modello.

Tab. 3.8: Numero di elementi utilizzati nel modello geometrico per le simulazioni ANSYS Maxwell.

<i>Parte del modello</i>	<i>Numero elementi</i>
<i>Avvolgimento lato traferro</i>	30
<i>Avvolgimento lato giogo</i>	10
<i>Lamina statorica</i>	6000
<i>Lamina rotorica</i>	10000
<i>Banda di rotazione</i>	3000
<i>Banda di sfondo</i>	8000
<i>Piattina dell'avvolgimento di statore</i>	250
<i>Albero</i>	150
<i>Isolante in cava</i>	100
<i>Barre rotoriche</i>	550
<i>Biette statoriche</i>	50
Totale	59970

In figura 3.15 vengono confrontati gli andamenti della coppia, della corrente assorbita e del fattore di potenza nell'intorno della velocità nominale calcolati con Maxwell e con *IDAPHNE* per tutte e tre le configurazioni della bietta.

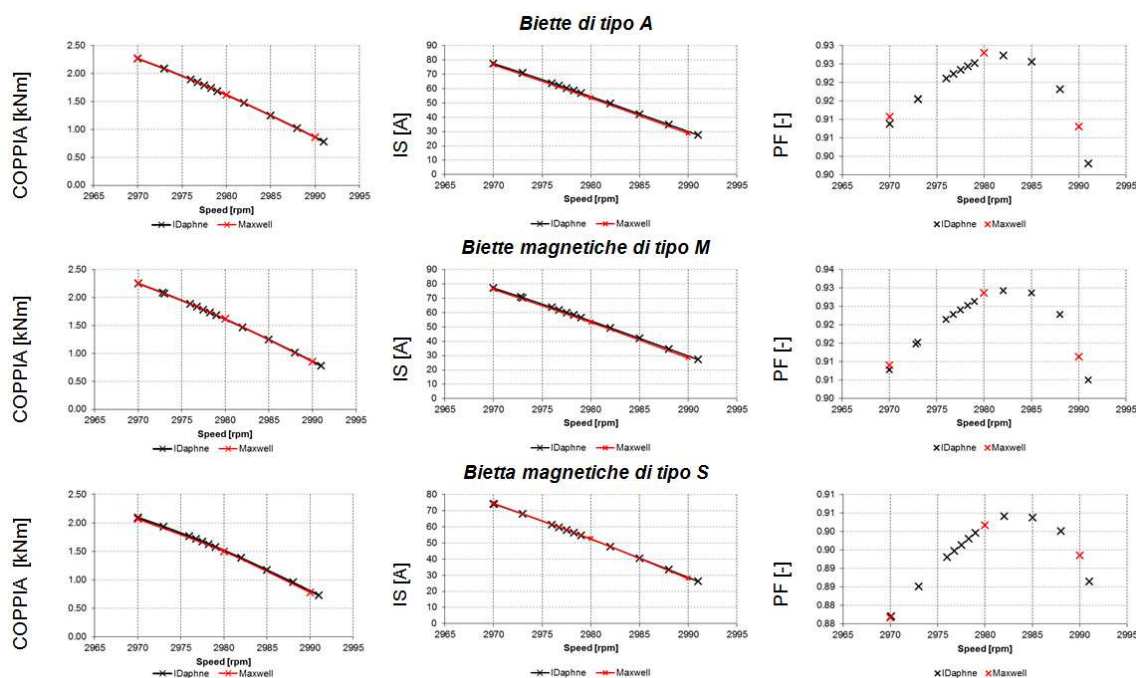


Fig. 3.15: Andamento della coppia, della corrente e del fattore di potenza in funzione nell'intorno della velocità nominale in funzione del materiale di cui sono costituite le biette.

Dalle figure si osserva che vi è un'ottima corrispondenza di tutte le caratteristiche tra i dati ottenuti da *IDAPHNE* e Maxwell. Questa corrispondenza insieme ai risultati ottenuti dalle prove sul prototipo descritte nel capitolo 2 conferma ulteriormente l'ottimo grado di precisione nella stima delle prestazioni ottenibile con l'algoritmo sviluppato. Tale corrispondenza consente di procedere a delle simulazioni mirate imponendo una velocità di rotazione nel modello al variare della permeabilità delle biette al fine di comprendere meglio gli effetti sulla perdite addizionali. Le simulazioni, con un passo di integrazione pari a 50 campioni per periodo, al variare della permeabilità delle biette sono state eseguite per le velocità di rotazione nominali che sono espone in tabella 3.9.

Tab. 3.9: Velocità di rotazione imposte nei modelli Maxwell al variare della permeabilità della bietta.

Tipologia di bietta	Velocità di rotazione
A	2973
M	2972.7
S	2970

Prima di proseguire nella valutazione delle perdite è fondamentale descrivere lo schema dei conduttori utilizzati per la realizzazione della bobina statorica che è

esposto in figura 3.16 e sarà quello a cui si farà riferimento nel proseguo della trattazione per esporre le perdite associate ad ogni conduttore.

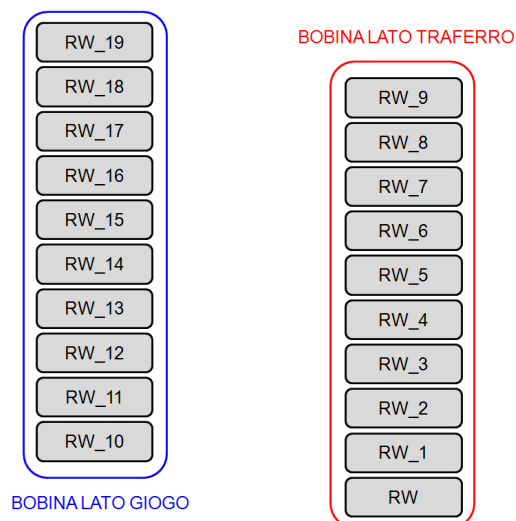


Fig. 3.16: Schema della bobina per la definizione delle perdite piattine statoriche.

Dallo schema riportato in figura 3.16 si parte per definire le perdite aggiuntive nell'avvolgimento statorico che sono state definite utilizzando la seguente relazione implementata nel modello Maxwell.

$$PL = \frac{1}{\sigma} \int j^2 dV \quad (3.1)$$

Dove PL indica la potenza persa, σ è la conducibilità del rame valutata alla temperatura di funzionamento, mentre j è la densità di corrente nel conduttore elementare e dV è il volume di integrazione. Il volume di integrazione è relativo alla piattina in rame. Si osserva che dalla relazione 3.1 si ottiene le perdite relative alla sola parte di bobina in cava e nella porzione relativa alle flange pressapacco. Le perdite associate alle testate di richiusura esterne alla cava sono state valutate analiticamente. In tale porzione si sono trascurati i fenomeni di addensamento della corrente e l'effetto pelle. In figura 3.17 viene riportata schematicamente una bobina di statore e le principali parti di cui essa è costituita.

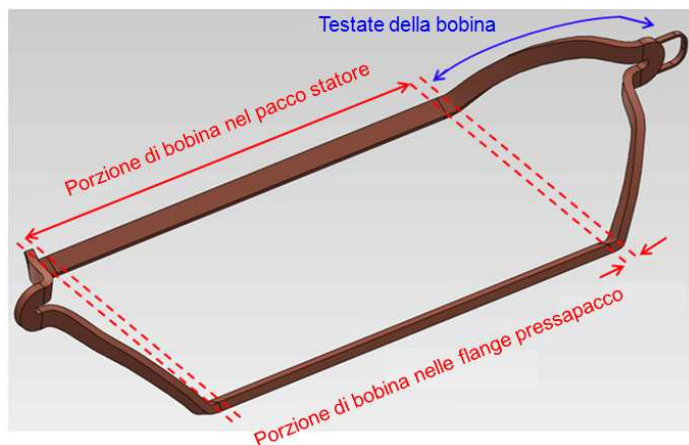


Fig. 3.17: Rappresentazione di una bobina statorica.

Per valutare le perdite della porzione delle testate si è calcolato proporzionalmente la resistenza associata a quella porzione della bobina attraverso la seguente relazione:

$$Rs_{endcoil} = \frac{Rs (LSM - Lp * 2)}{LSM} \quad (3.2)$$

Successivamente si è riportato il valore della resistenza della porzione delle testate statoriche alla temperatura di funzionamento della macchina attraverso la seguente relazione:

$$Rs_{endcoil_{T2}} = Rs_{endcoil_{T1}} \frac{234.5 + T2}{234.5 + T1} \quad (3.3)$$

Dove rispettivamente $T1$ è uguale alla temperatura ambiente di 24°C mentre la $T2$ è uguale alla temperatura di funzionamento che per definizione è data da $T1 + \Delta T$ dove ΔT è uguale a 80°C . Si osserva che si è ipotizzato che le testate statoriche si portino alla stessa temperatura della porzione di bobina nel pacco perché a regime, per conduttività, il rame delle bobine raggiunge una temperatura omogenea.

Si sottolinea che la resistenza dell'avvolgimento alla temperatura ambiente è pari a 0.387Ω . Dalla 3.2 si è stimato che la resistenza delle testate è pari a 0.219Ω e riportandola alla temperatura di funzionamento è pari a 0.278Ω .

In figura 3.18, 3.19 e 3.20 vengono riportate la distribuzione delle densità della corrente nel medesimo istante di funzionamento nel punto di funzionamento nominale della macchina al variare della permeabilità delle biette.

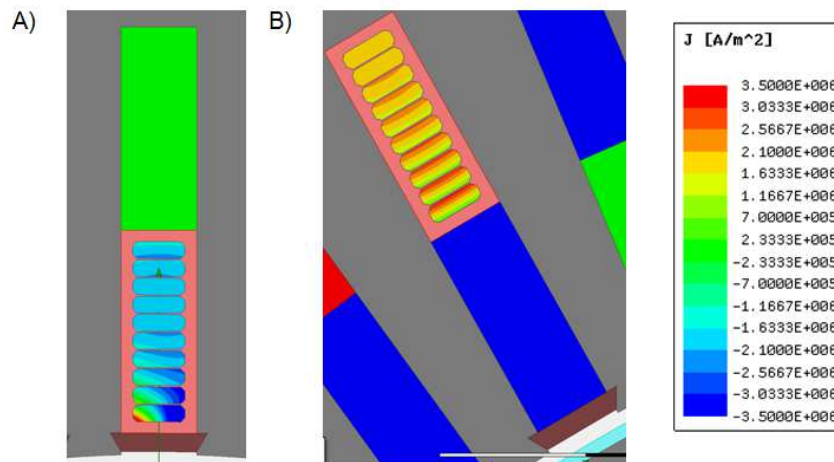


Fig. 3.18: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) con bietta di tipo A.

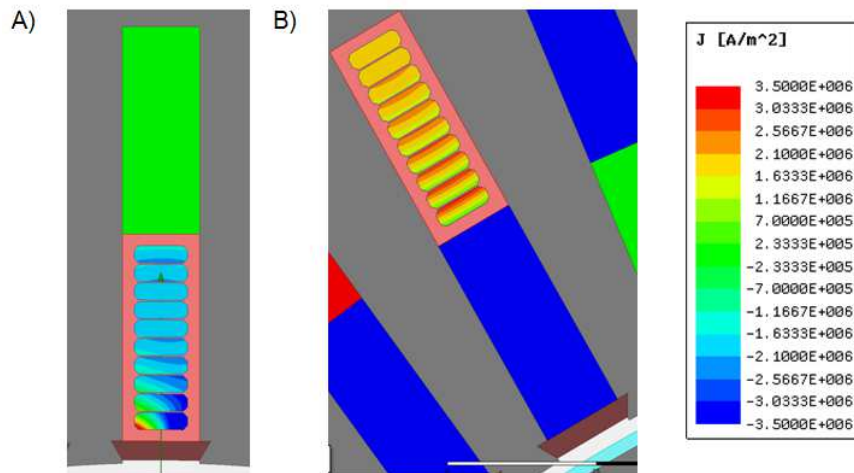


Fig. 3.19: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) nella bobina lato giogo con bietta di tipo M.

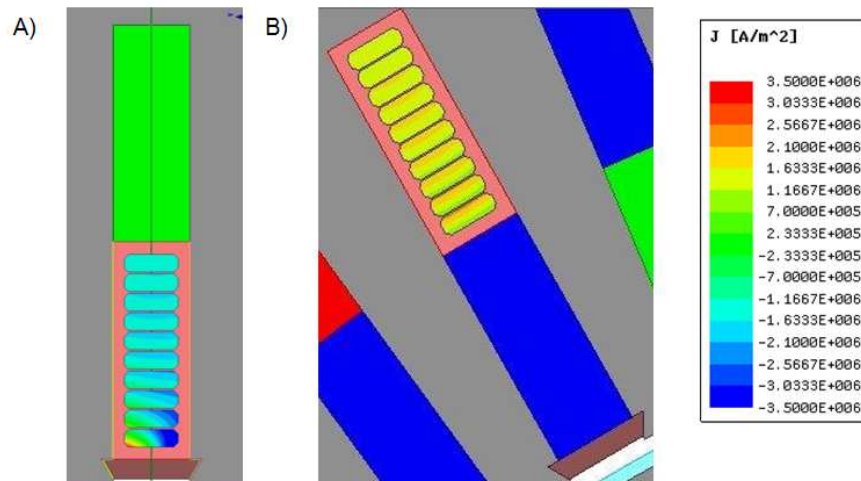


Fig. 3.20: Distribuzione delle densità di corrente nelle piattine statoriche nel punto di funzionamento nominale A) nella bobina lato traferro B) nella bobina lato giogo con bietta di tipo S.

Osservando le figure 3.18, 3.19 e 3.20 si può concludere che le piattine lato traferro sono interessate da un intenso addensamento di corrente. In particolare nel primo conduttore lato traferro si può osservare una rotazione di fase della densità di corrente e questo fenomeno induce delle perdite. Nella porzione di bobina lato giogo invece vi è la distribuzione di corrente che ci si attendeva a causa della distribuzione di campo all'interno della cava e stimata dall'algoritmo *IDAPHNE* attraverso 2.24.

Dalle densità di corrente in piattina così ottenute e dalla formula 3.1 si è ricavato i profili di perdita al variare della permeabilità della bietta nel punto di funzionamento nominale. Tali profili sono riportati nelle figure 3.21, 3.22 e 3.23.

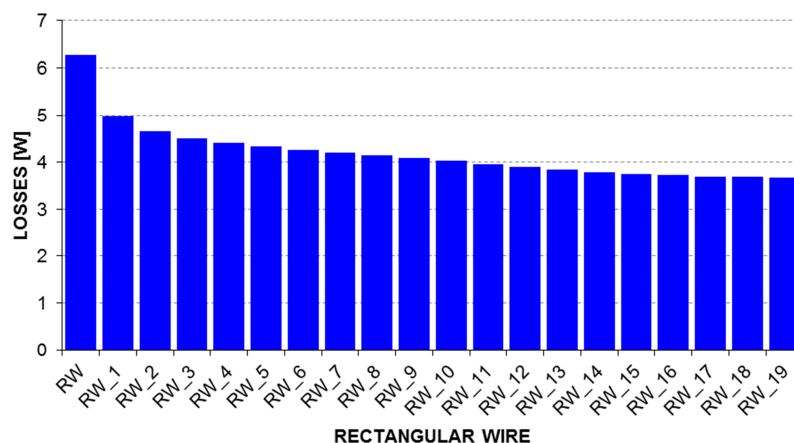


Fig. 3.21: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo A.

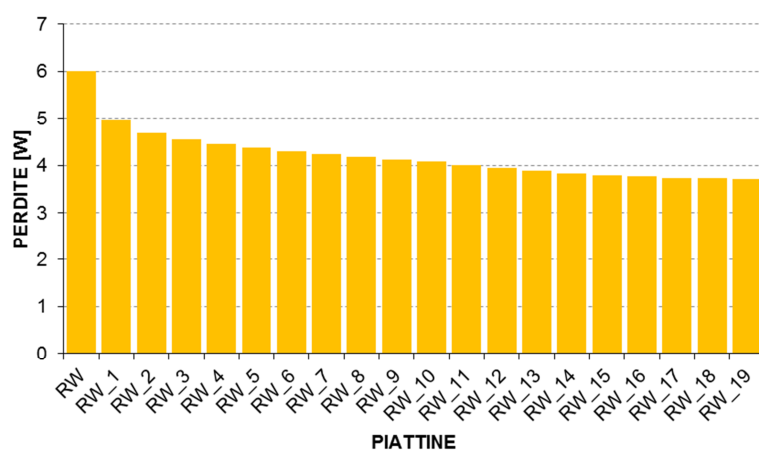


Fig. 3.22: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo M.

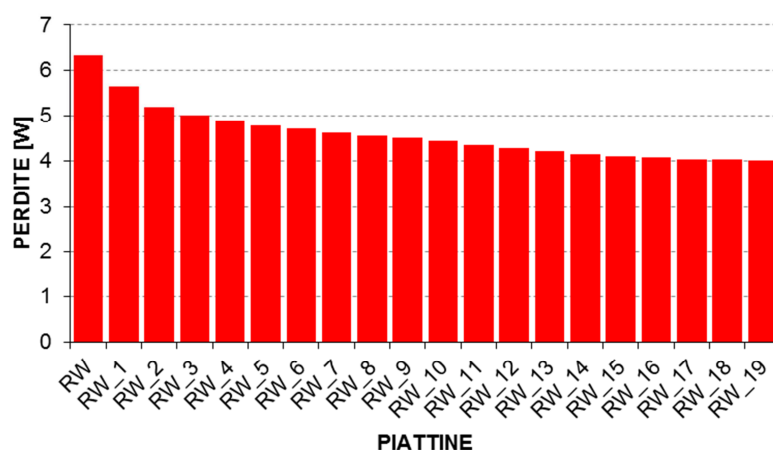


Fig. 3.23: Distribuzione delle perdite nelle piattine che costituiscono la bobina all'interno del pacco statorico con bietta di tipo S.

Dai grafici si può osservare che la potenza dissipata dalla prima piattina è maggiore percentualmente rispetto alle altre e decresce percentualmente all'aumentare della permeabilità come riportato in tabella 3.10.

Tab. 3.10: Rapporto tra la potenza persa dalla prima piattine e le altre piattine che costituiscono l'avvolgimento statorico al variare del materiale di cui è costituita la bietta.

<i>Rapporti delle potenze perse rispetto alla prima piattina</i>			A	M	S
<i>RW</i>	vs	<i>RW_1</i>	26%	21%	12%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_2</i>	35%	28%	22%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_3</i>	39%	32%	26%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_4</i>	42%	35%	29%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_5</i>	45%	38%	32%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_6</i>	48%	40%	34%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_7</i>	50%	42%	37%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_8</i>	52%	44%	39%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_9</i>	54%	46%	41%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_10</i>	56%	47%	43%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_11</i>	59%	50%	45%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_12</i>	61%	53%	48%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_13</i>	64%	55%	50%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_14</i>	66%	57%	52%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_15</i>	67%	59%	54%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_16</i>	69%	60%	56%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_17</i>	70%	61%	57%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_18</i>	71%	62%	57%
<i>RW</i>	vs	<i>RW_19</i>	71%	62%	58%

Le piattine della bobina lato traferro dissipano percentualmente più potenza a causa della deformazione della forma d'onda dell'induzione al traferro la quale genera delle correnti parassite ad alta frequenza nelle piattine stesse. Si osserva che nelle piattine lato giogo l'effetto di questa deformazione della forma d'onda è meno percepibile in quanto le armoniche di dentatura sono generalmente ad alta frequenza e quindi hanno un basso potere penetrante e non riescono a concatenarsi completamente con le piattine della porzione di bobina lato giogo.

Si calcola ora il valore delle potenza dissipata complessivamente negli avvolgimenti statorici nelle 3 configurazioni. Il riassunto delle perdite per effetto Joule statoriche è riportato in tabella 3.11

Tab. 3.11: Potenze dissipate per effetto Joule negli avvolgimenti statorici.

MATERIALE	PCUS BOBINA PACCO	PCUS PACCO	PCUS TESTATE	PCUS _{AC-TOT}
	[W]	[W]	[W]	[kW]
A	84	4535	3185	7.72
M	84	4557	3223	7.78
S	92	4966	3696	8.66

Si procede ora a calcolare le perdite negli avvolgimenti statorici in condizioni di funzionamento in corrente continua riportando esclusivamente la temperatura del rame a quella prevista a regime. La formula per calcolare le perdite a regime è quella riportata in 3.4.

$$PCUS_{DC-TOT} = 3 * R_{sT2} * I_S^2 \quad (3.4)$$

Le potenza dissipata nelle tre configurazioni in condizione di regime alla temperatura di funzionamento sono riportate in tabella 3.12.

Tab. 3.12: Perdite in condizioni di funzionamento continuo al variare della permeabilità delle biette.

MATERIALE	I _S [A]	PCUS _{DC-TOT} [kW]
A	69.6	7.27
M	69.9	7.36
S	74.9	8.44

Si osserva che la corrente assorbita all'aumentare della permeabilità delle biette è maggiore a causa dell'aumento dell'induttanza di dispersione statorica e del conseguente peggioramento del fattore di potenza. L'aumento delle corrente statorica assorbita si ripercuote ovviamente sulla potenza dissipata. Tuttavia, effettuando un confronto puntuale tra le potenze dissipate in corrente continua e le corrispettive potenze dissipate in regime sinusoidale, si osserva che al crescere della permeabilità il rapporto di tali potenze diminuisce come riportato in tabella. 3.13.

Tab. 3.13: Rapporto tra la potenza dissipata in regime sinusoidale e quella in regime continuo al variare della permeabilità delle biette negli avvolgimenti statorici.

MATERIALE	PCUS _{AC-TOT} /PCUS _{DC-TOT} [%]
A	106.1
M	105.7
S	102.6

In tabella 3.13 si è quindi esposto l'incremento della potenza dissipata in regime di funzionamento sinusoidale che è da imputare alle perdite addizionali. Esse sono

originate principalmente da due fenomeni distinti tra loro ma non valutabili separatamente.

Il primo (*Tipo 1*) è quello associato alle correnti parassite indotte nelle piattine in rame della bobina originato dalle armoniche ad alta frequenza contenute nello spettro dell'induzione. Questo fenomeno influenza maggiormente il lato di bobina affacciato al traferro.

Il secondo (*Tipo 2*) è dovuto al normale addensamento della corrente della piattina dovuto alla distribuzione di campo nella cava statorica. Quest'ultimo fenomeno coinvolge tutte le piattine che costituiscono la bobina.

Si può concludere che è possibile ridurre le perdite addizionali negli avvolgimenti statorici, nel caso analizzato più che dimezzandole, utilizzando una bietta ad elevata permeabilità tipo S. Mentre con una bietta a bassa permeabilità non si ottiene una riduzione sostanziale di tali perdite (circa l'0.5%). Si può affermare che la bietta di tipo S contribuisce a ridurre maggiormente le perdite addizionali di *Tipo 1*.

Si osserva inoltre che non è redditizio utilizzare una bietta magnetica su una configurazione di macchina ideata per una bietta in vetronite senza modificare altri parametri costruttivi come la lunghezza delle parti attive, le dimensioni delle cave o il numero di spire bobina. Questo significa che è necessario, al fine di ottenere il massimo beneficio, riprogettare il piano cava nel caso in cui si voglia utilizzare la bietta ad alta permeabilità. Questo è evidenziato dai risultati ottenuti da questo studio. Si ha infatti che l'impiego della bietta magnetica su una geometria di cava non ottimizzata per tale scopo può causare un aumento della reattanza di dispersione e causare conseguentemente un peggioramento del fattore di potenza che a sua volta si riflette su un aumento di corrente e quindi di potenza dissipata per effetto Joule negli avvolgimenti di statore.

Confrontando le potenze dissipate per effetto Joule a regime con bietta di tipo A e S si osserva che la bietta di tipo S ha causato un aumento delle potenza complessiva dissipata del 16%. Un tale aumento di potenza renderebbe estremamente complesso garantire la rispondenza ai vincoli imposti dalla classe termica per cui è progettata la macchina.

Si vuole ora valutare le perdite per effetto Joule nella gabbia rotore anche in questo caso si è utilizzata la formula 3.1 ed è quindi stato necessario definire la distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica. La distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica è riportata al variare della permeabilità delle biette nelle figure 3.24, 3.25 e 3.26. e come si può osservare da tali figure essa non varia in modo sensibile. È quindi lecito attendersi che le perdite addizionali di *Tipo 2*, in questa condizione di funzionamento, non incidano considerevolmente sulle perdite Joule complessive di rotore. Le perdite addizionali dissipate nella gabbia sono quindi, in questa configurazione, principalmente associate alle perdite di *Tipo 1*

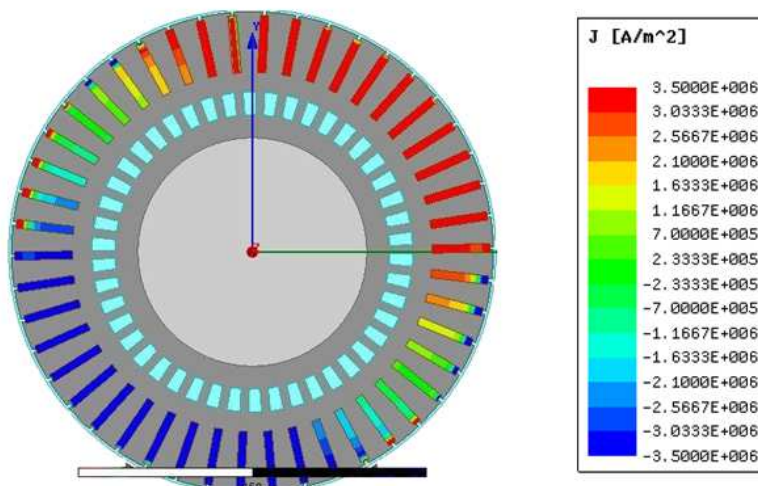


Fig. 3.24: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo A.

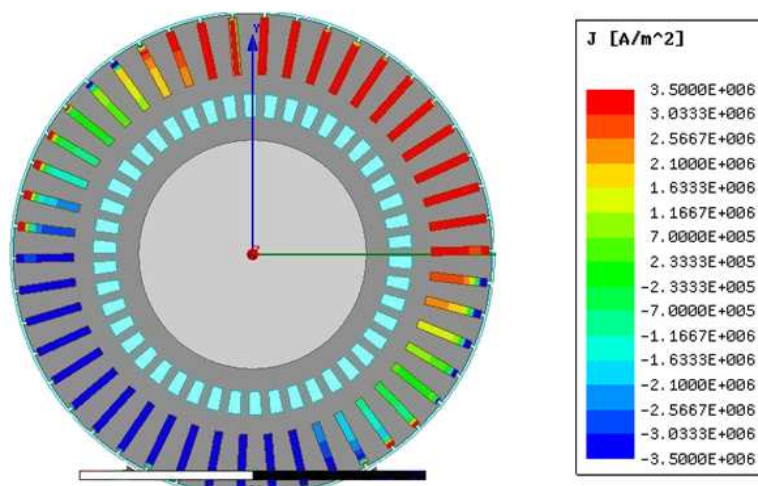


Fig. 3.25: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo M.

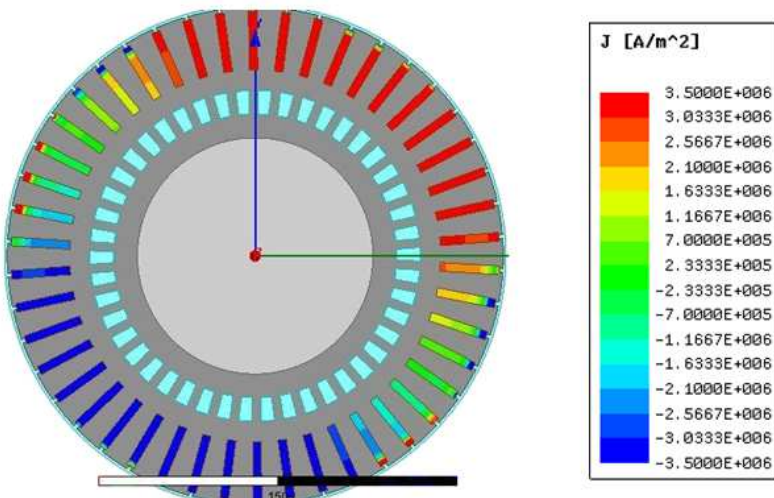


Fig. 3.26: Distribuzione della densità di corrente nella gabbia rotorica con bietta di tipo S.

Le perdite nel punto di funzionamento nominale sono state calcolate ipotizzando una temperatura di gabbia pari a 120 °C ovvero la massima temperatura media ammissibile dalla classe B, inoltre nel calcolo delle perdite associate all'anello di cortocircuito, sono stati trascurati i fenomeni di addensamento di corrente. Tale approssimazione è accettabile in quanto la frequenza di scorrimento nominale a regime della macchina è bassa quindi l'effetto pelle descritto e stimato nella sezione 2.8.3 è trascurabile ed è così possibile valutare tale resistenza in regime continuo. Dalle simulazioni effettuate si sono ottenute le perdite per effetto Joule nella gabbia rotorica riportate in tabella 3.14.

Tab. 3.14: Potenze dissipate per effetto Joule negli avvolgimenti rotorici.

MATERIALE	PCU BARRE	PCU ANELLO	PCUR _{AC_TOT}
	[kW]	[kW]	[kW]
A	4.62	1.93	6.56
M	4.70	1.95	6.58
S	4.94	2.14	7.08

Valutando la potenza dissipata in regime di funzionamento continuo con la resistenza di rotore calcolata analiticamente e riferita alla temperatura di 120°C si ottiene quanto riportato in tabella 3.15.

Tab. 3.15: Perdite in condizioni di funzionamento continuo al variare della permeabilità delle biette.

MATERIALE	IR [A]	PCUR _{DC_TOT} [kW]
A	67.59	5.62
M	67.77	5.65
S	70.93	6.18

Effettuando un confronto puntuale tra le potenze dissipate in regime sinusoidale e in regime di funzionamento in corrente continua tra le corrispettive potenze dissipate per effetto Joule nella gabbia rotorica si osserva che al crescere della permeabilità il rapporto di tali potenze diminuisce come riportato in tabella 3.16.

Tab. 3.16: Rapporto tra la potenza dissipata in regime sinusoidale e quella in regime continuo al variare della permeabilità delle biette nella gabbia rotorica.

MATERIALE	PCUR _{AC_TOT} /PCUR _{DC_TOT} [%]
A	116.7
M	116.6
S	114.6

Anche per le perdite nella gabbia di rotore i fenomeni da considerare sono quelli di *Tipo 1* e *2* tuttavia in questo caso il fenomeno preponderante, come atteso, è quello di *Tipo 1*. L'aumento risulta notevole sebbene a scorrimento ridotto (circa 1%) perché l'addensamento generato dal campo magnetico in conduttore di sezione così elevata incide in modo considerevole e questo si riflette sulle perdite da esso generate. Infatti nei conduttori di statore la sezione del conduttore è ridotta mentre nel rotore corrisponde praticamente all'intera area della cava a meno delle tolleranze.

Si osserva inoltre, in questo caso, che le armoniche di dentatura incidono complessivamente meno sulle perdite addizionali di rotore rispetto all'impatto che hanno su quelle di statore. Questa conclusione può essere dedotta dalla minore differenza percentuale che ha il rapporto $PCUR_{AC_TOT}/PCUR_{DC_TOT}$ rispetto alla riduzione al rapporto $PCUS_{AC_TOT}/PCUS_{DC_TOT}$ nelle tre configurazioni. Tuttavia anche in questo caso si osserva come la bietta ad alta permeabilità S consente di ridurre le perdite addizionali anche se in modo meno marcato rispetto alle perdite di statore.

3.5 Conclusioni

Dall'analisi svolta in questo capitolo si può concludere che la bietta magnetica consente di aumentare l'ampiezza della prima armonica di induzione normale al traferro e ridurre l'ampiezza delle armoniche di ordine superiore in particolare quelle associate alle cave di statore e di rotore inoltre consente di ridurre le perdite addizionali di *Tipo 2* al crescere della sua permeabilità.

Si osserva che la bietta magnetica non incide in modo preponderante sulle perdite addizionali associate ai fenomeni di *Tipo 1*.

Si è inoltre dimostrato che non è scontato ottenere un incremento delle prestazioni, identificabili da una riduzione delle perdite per effetto Joule, grazie all'utilizzo delle biette magnetiche ad alta permeabilità.

In particolare per la macchina a induzione a due poli analizzata ed esposta in questo capitolo che è caratterizzata da un fattore di potenza elevato (0.91) (il fattore di potenza particolarmente alto che caratterizza le macchine a 2 poli è dato dal basso valore dei flussi dispersi) introdurre una bietta magnetica ad alta permeabilità senza riprogettare il piano cava ha causato un aumento della reattanza di dispersione di cava statorica quindi un peggioramento del fattore di potenza (0.88) e un conseguente aumento della corrente assorbita e delle perdite per effetto Joule statore complessive.

Le analisi esposte in questo capitolo sono state condotte anche per la macchina a induzione a 4 poli esposta nel capitolo 2, Quest'ultima è caratterizzata da un traferro di dimensioni minori e da un fattore di potenza più basso, l'effetto della bietta magnetica ad alta permeabilità è stato diverso in quanto il fattore di potenza è peggiorato percentualmente di meno rispetto alla macchina a due poli e vi è stato una riduzione percentuale maggiore delle perdite addizionali di *Tipo 2* statoriche e rotoriche.

È complesso trarre delle conclusioni definitive e univoche in merito all'impiego della bietta magnetica.

La bietta magnetica infatti agisce prevalentemente sulle perdite addizionali di *Tipo 2* che sono influenzate principalmente dai seguenti fattori:

- Dimensioni del traferro

- Dimensioni della cava (altezza e larghezza)
- Dimensioni delle piattine dell'avvolgimento e suddivisione in conduttori fondamentali delle spire bobina
- Numero delle cave rotore e statore e loro iterazione
- Dimensioni della bietta

È quindi necessario ogni qualvolta si voglia indagare precisamente le perdite addizionali generate dalle correnti parassite rappresentare con attenzione e in modo dettagliato il modello geometrico della macchina elettrica.

Le analisi condotte in questo capitolo sono state riproposte per le macchine a 4 poli al fine di individuare un fattore maggiorativo di tipo quantitativo delle perdite per effetto Joule di statore e rotore che ha l'obiettivo di quantificare e valutare le perdite addizionali.

I coefficienti ottenuti in questa trattazione opportunamente corretti sono stati utilizzati e implementati nell'algoritmo *IDAPHNE* per stimare le perdite addizionali di statore e di rotore. Attraverso il loro impiego è stato possibile identificare precisamente la potenza dissipata negli avvolgimenti statorici e rotorici e quindi settare opportunamente le simulazioni FE termiche.

3.6 Bibliografia capitolo 3

- [1] A. Tassarolo, F. Luise, M. Bortolozzi, M. Mezzarobba “ A new magnetic wedge design for ehancing the performance of open slot electric machines”, conf. rec. (ESARS 2012) Bologna, Italy, 16-18 October 2012, pp 1-5
- [2] E. Abdi, A. Mc Mahon, S. Abdi, A. Orace “ Investigation of magnetic wedge effects in large scale BDFMS” conf. Rec. (RPG 2013), Beijing, China, 9-11 Septmeber 2013
- [3] T. R. Gaerke, D. C Hernandez “ The temperature impact of magneti wedges on TEFC induction motors” conf. rec. (PPIC 2012), Portland, Oregon (USA), 17-21 June 2012.
- [4] Pyrhönen, Jokinen, Hrabrovová, Design of rotating electrical machines, 2008, John Wiley & Sons
- [5] Boldea, S. A. Nasar, *Induction Motor Handbook*, 2002, CRC Press
- [6] M. Liwschitz, *Design and Dimensioning of Electric Machinery*, Ulrico Hoepli Editor, Milan, 1946.

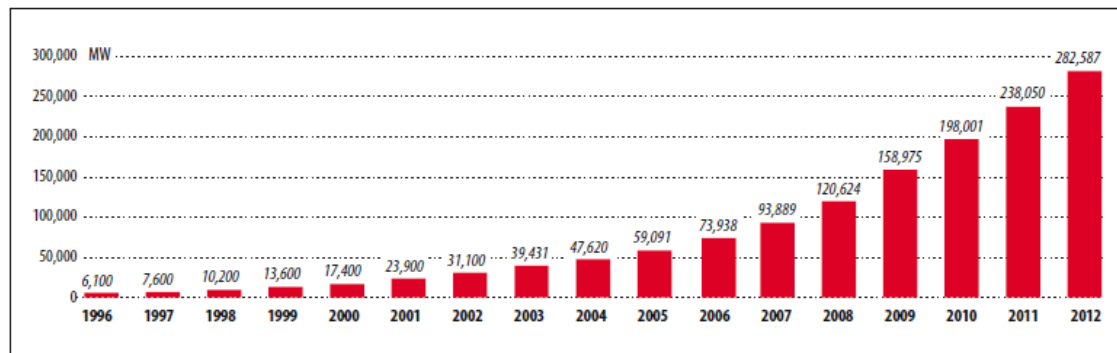
4

Studio di una macchina a magneti permanenti dedicata alla generazione eolica

4.1 Introduzione

La generazione eolica rientra nel novero delle energie pulite o rinnovabili e nell'ultimo decennio [1], il suo impiego è cresciuto costantemente come esposto in figura 4.1.

Global Cumulative Installed Wind Capacity 1996-2012



Source: GWEC

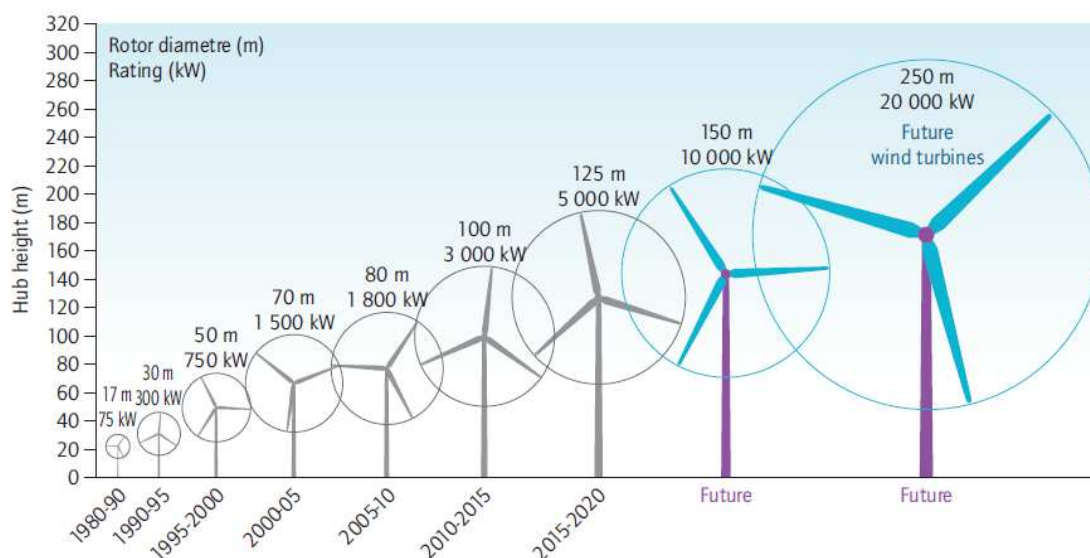
Fig. 4.1: Potenza eolica installata dal 1996-2012.

La capacità mondiale di generazione eolica è più che quadruplicata tra il 2000 e il 2006, raddoppiando circa ogni tre anni. Nel 2015 [2] la potenza eolica installata ha raggiunto il valore di 392 GW che corrisponde a circa il 4% della produzione di energia elettrica mondiale. Se questo trend di crescita si manterrà nei prossimi anni, a discapito di altre fonti di produzione energetica maggiormente inquinanti quali ad esempio nucleare e combustibili fossili, la richiesta di generatori elettrici dedicate a queste applicazioni crescerà verosimilmente di pari passo.

Si osserva inoltre che nel corso degli anni, grazie allo sviluppo della tecnologia delle pale eoliche, e all'esigenza di sfruttare al meglio i parchi eolici per i quali sono richieste lunghi periodi di attesa per ottenere le concessioni necessarie all'installazione, si stanno realizzando dei generatori eolici caratterizzati da una potenza e da delle dimensioni sempre maggiori [3].

Odiernamente la potenza massima di una singola installazione può raggiungere i 5000kW-8000kW. La crescita nelle dimensioni e nella potenza delle installazioni eoliche è esposta in figura 4.2 in tale figura viene inoltre fatta una proiezione futura su tali grandezze basata sugli attuali trend di crescita. Alla luce di quanto evidenziato risulta fondamentale poter proporre un generatore elettrico che sia in grado di soddisfare le esigenze in termini di potenza e velocità richiesti dal mercato.

Lo sfruttamento estensivo dell'energia eolica è uno dei fattori chiave per raggiungere l'attuale obiettivo di aumentare la produzione di energia da fonti rinnovabili [1]. Sistemi per la produzione di energia elettrica dal vento sono stati studiati e sviluppati per soddisfare diversi ambienti e tipologie di installazione, dalle microturbine casalinghe [4] alle installazioni dei grandi parchi eolici [5].



Source: adapted from EWEA, 2009.

Fig. 4.2: Crescita nelle dimensioni delle installazioni eoliche dal 1980 e loro proiezione futura.

In riferimento agli azionamenti utilizzati nei parchi eolici off-shore analizzati in questo lavoro, sono attualmente disponibili diverse tecnologie per la produzione di energia. Tali tecnologie si differenziano principalmente in base alla topologia dell'alternatore e in generale alla tipologia di turbina e al sistema meccanico di connessione all'alternatore [6], [7]. L'accoppiamento attraverso riduttori due o multi-stadio permette di aumentare la velocità di rotazione nominale del generatore e quindi ridurre le sue dimensioni e il suo costo. I generatori per questo tipo di azionamenti possono essere o sincroni a magneti permanenti o a induzione con doppia alimentazione (una delle alimentazioni è quella rotorica) in modo tale da controllare lo scorrimento [7], [8], [9].

Al contrario la soluzione a presa diretta richiede macchine caratterizzate da alte coppie, basse velocità con alto numero di poli e quindi diametri di statore molto grandi [10]. Considerate le basse velocità di rotazione (14-20 rpm) la configurazione del rotore da privilegiare è quella a magneti permanenti, in questo modo si può ovviare al problema dei flussi dispersi dovuti alla elevata polarità della macchina elevandone le prestazioni e il rendimento. La soluzione ad azionamento diretto è più ingombrante e

costosa, ma offre il vantaggio di una maggiore efficienza e affidabilità grazie alla rimozione del riduttore [6]; Questa caratteristica rende gli azionamenti diretti particolarmente adatti per le installazioni nei parchi eolici off-shore, dove una manutenzione minima è un requisito fondamentale [10].

Secondo le previsioni di mercato vi sarà una crescente richiesta di macchine destinate all'accoppiamento diretto con turbine eoliche. Questo ha sollecitato i produttori a sviluppare tecnologie progettuali e costruttive che gli consentano di realizzare questo tipo di macchine su larga scala ed a costi competitivi. La riduzione dei costi di produzione è in contrasto con la necessità di soddisfare le specifiche prestazionali in termini di elevata efficienza, ridotta ondulazione di coppia e resistenza ai guasti.

Questo capitolo presenta lo sviluppo industriale di un generatore sincrono a magneti permanenti interno (IPM) la progettazione del generatore e la descrizione della tecnologia destinata a raggiungere un compromesso ottimale tra realizzabilità e le elevate prestazioni [11], [12]. La soluzione proposta presenta una elevata modularità sia di statore che di rotore. Lo statore è caratterizzato da una tecnologia costruttiva a dente avvolto con bobine concentrate ed è costituito da quattro sezioni reciprocamente disaccoppiate collegate in parallelo che possono funzionare in modo indipendente per garantire il funzionamento anche in condizioni di guasto. Il design del rotore è basato su magneti permanenti interni con magnetizzazione tangenziale. La tecnologia proposta è stata valutata attraverso la realizzazione di un prototipo e la sua sperimentazione. Il prototipo si caratterizza per una potenza nominale di 780 kVA ed è stato concepito per scalare agevolmente la sua potenza fino a 2,5 MVA, l'aumento della potenza erogata può essere ottenuto aumentando la lunghezza delle parti attive senza alcun cambiamento della sezione trasversale della macchina.

4.2 Architettura globale dell'azionamento.

La prima scelta preliminare riguarda l'individuazione della potenza nominale del sistema. Come evidenziato in figura 4.2 l'attuale potenza nominale per i generatori eolici off-shore è dell'ordine di qualche MW e vi è una previsione di crescita a qualche decina di MW [2], [3] mentre la velocità si attesta attorno ai 10-15 rpm.

La costruzione di un prototipo in scala reale con queste potenze implicherebbe un investimento elevato che difficilmente si adatterebbe a un progetto di ricerca e sviluppo di tipo industriale. Pertanto, si è scelto di costruire prototipo avente la stessa sezione frontale delle parti attive del generatore previsto per l'applicazione reale, ma una lunghezza assiale L ridotta, come illustrato in figura 4.3. La potenza nominale (e la coppia) della macchina (trattando la velocità come una costante) crescere proporzionalmente ad L , mentre il rendimento, trascurando il diverso effetto dei fenomeni di dispersioni associato alle grandezze 3D, è ipotizzato invariante al crescere della lunghezza.

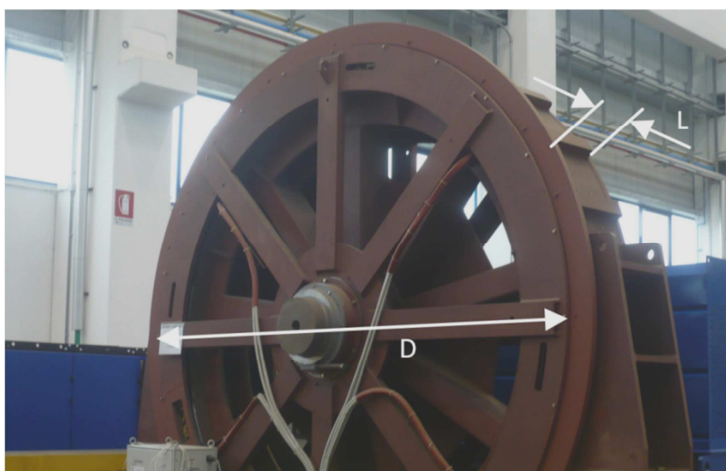


Fig. 4.3: Principali dimensioni del prototipo del generatore eolico.

In base a quanto affermato si può quindi valutare congruentemente le prestazioni del generatore anche se la lunghezza assiale L è stata adeguatamente ridotta al fine di mantenere i costi di produzione del prototipo entro dei limiti ragionevoli. La lunghezza L del prototipo è pari 400 mm mentre la macchina a scala naturale è stata ideata per avere una lunghezza assiale di 1000 mm. Ad una velocità nominale pari a 14 rpm, il prototipo eroga una potenza di 780 kW, mentre, alla medesima velocità, la macchina in scala naturale è in grado di erogare una potenza di 2 MW. In tabella 4.1 vengono riassunte le principali prestazioni al variare della lunghezza delle parti attive.

Tab. 4.1: Confronto tra le principali dimensioni e prestazioni tra il prototipo e la macchina a scala naturale.

	<i>Prototipo</i>	<i>Macchina a scala naturale</i>
<i>Potenza</i>	780 kW	2 MW
<i>Velocità</i>	14 rpm	14 rpm
<i>Diametro esterno</i>	4 m	4 m
<i>Lunghezza assiale</i>	400 mm	1000 mm

L'architettura del sistema è dettata principalmente dalla necessità di raggiungere un elevato livello di tolleranza ai guasti, questo è un requisito fondamentale per le installazioni off-shore dove le manutenzioni ordinarie e le riparazioni devono essere minimizzate [6], [13].

Una strategia essenziale per ottenere una buona tolleranza ai guasti consiste nel suddividere il sistema complessivo in unità indipendenti progettandole in modo che, anche in caso di guasto in una delle unità, le altre possano garantire la continuità di servizio a potenza ridotta. Particolare attenzione viene quindi rivolta alla necessità di ridurre gli sforzi necessari alla manutenzione e riparazione in particolare alla riduzione dell'intervallo di tempo di fermo macchina necessario alla sua riparazione. La segmentazione di potenza è ottenuta mediante l'architettura esposta in figura 4.4.

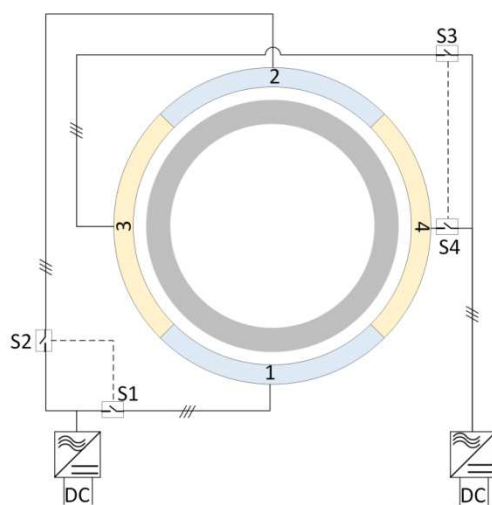


Fig. 4.4: Architettura del generatore. Il generatore consiste in 4 settori trifase indipendenti.

Il generatore è stato progettato suddividendolo lo statore in 4 moduli trifase indipendenti ogni modulo copre 90 gradi meccanici, i moduli sono contrassegnati con i numeri 1, 2, 3, 4 in figura 4.4. I quattro settori producono delle tensioni in fase tra loro e quindi possono essere collegati in parallelo eliminando il rischio di correnti di circolazione interna tra le vie di suddivisione in parallelo che possono generare dei drastici cali di rendimento e una riduzione della vita dell'impianto a causa dell'aumento della temperatura e del conseguente deterioramento del sistema isolante.

Inoltre, ciascun settore (o una serie di settori collegati in parallelo) può essere collegato ad un convertitore di potenza che si interfaccia direttamente alla rete. Si osserva che ciascuno dei quattro settori potrebbe essere collegato ad un convertitore di potenza; questa soluzione, sicuramente più onerosa dal punto di vista dell'investimento iniziale, consente di ottenere il massimo livello di tolleranza ai guasti. Ai fini della costruzione del prototipo e della sua validazione si è optato per connettere in parallelo i settori 1-2 e 3-4 connettendo ogni parallelo ad un convertitore si è quindi implementato una architettura di azionamento a doppio convertitore.

Nel caso in cui avvenga un guasto ad uno dei due convertitori il sistema continua a funzionare ad una potenza nominale pari al 50%. Se uno dei settori che costituisce lo statore subisce un guasto, viene scollegato anche il suo settore gemello attraverso gli interruttori S1, S2, S3 e S4, raffigurati in figura 4.4, che sono

interconnessi tra loro, tale interconnessione viene rappresentata attraverso una linea tratteggiata.

I due settori devono essere aperti non singolarmente ma a coppie (1 contemporaneamente a 2 e 3 unitamente a 4) per evitare pericolose sollecitazioni meccaniche che potrebbero derivare da una forza magnetica sbilanciata *UMP* (Umbalance Magnetic Pull). Da quanto esposto si deduce anche il motivo per cui i settori connessi non sono quelli adiacenti ma quelli sfasati a 180° . Questa scelta nella connessione consente, in caso di guasto, di avere una distribuzione di forze magnetiche al traferro omogeneamente distribuite.

Al fine di garantire la tolleranza al guasto in caso di cortocircuito una opportunità è avere una reattanza sincrona espressa in per unit con un valore prossimo all'unità [13]. Per soddisfare tale condizione su un generatore come quello in esame caratterizzato da un fattore di potenza piuttosto basso (~ 0.85) è necessario sovradimensionare eccessivamente la macchina [13]. La tolleranza al guasto di cortocircuito, nel caso in esame, è ottenuta attraverso una limitazione della corrente in modo tale da non generare effetti catastrofici sul sistema e consentire al generatore di sopportare il guasto per un periodo di tempo limitato.

È possibile limitare la corrente di cortocircuito in una macchina sincrona perseguendo in fase di dimensionamento un fattore di potenza che si attesta attorno allo 0.9 e con una reattanza sincrona in per unit inferiore all'unità. È evidente che nelle condizioni appena descritte la corrente di corto non può essere sostenuta indefinitamente e quindi è necessario sospendere la generazione in seguito alla comparsa del guasto e provvedere alla riparazione dello stesso. L'architettura del generatore, tuttavia, è concepita per minimizzare il tempo di arresto e le risorse necessarie a riparare la parte che ha subito il guasto.

4.3 Progettazione del generatore e realizzazione

4.3.1 Scelta del numero di cave e di poli

L'identificazione della topologia del generatore è basata sulla scelta preliminare del numero di cave e di poli. Sono state considerate diverse possibili combinazioni valutate principalmente in base alla qualità del profilo di coppia da esse fornito. In particolare si sono valutate la coppia di impuntamento (cogging torque) e l'ondulazione di coppia a carico (ripple torque) generate dalle varie combinazioni cave/poli. In un generatore a bassa velocità e caratterizzato da una coppia elevata come quello in analisi ridurre al minimo la coppia di impuntamento è fondamentale al fine di convertire la maggior quantità possibile di energia derivata dal vento e massimizzare così la potenza immessa in rete e di conseguenza il guadagno per il proprietario dell'impianto. Un altro aspetto che è fondamentale ridurre è l'ondulazione di coppia, attraverso una sua minimizzazione è possibile ridurre le sollecitazioni a fatica dell'albero, quelle alla struttura meccanica rotorica (lanterna) ed è possibile scongiurare problemi di risonanza meccanica con la struttura. In tabella 4.2 vengono esposti in termini di ampiezza picco-picco la coppia di impuntamento e le ondulazioni di coppia in percentuale della coppia nominale in base alla combinazione cave poli analizzate.

Tab. 4.2: Confronto tra la coppia di impuntamento e l'ondulazione di coppia tra due macchine caratterizzate da diverse combinazioni di cave-poli.

	Coppia di impuntamento	Ondulazione di coppia
56 poli / 87 cave	0.45 %	2.45 %
134 poli / 174 cave	0.04 %	0.71 %
68 poli / 99 cave	0.10 %	1.14 %
64 poli / 93 cave	0.02 %	4.68 %
34 poli / 39 cave	0.06 %	1.46 %

Un ulteriore aspetto che è necessario valutare e che è correlato alla scelta del numero delle cave è il fattore di avvolgimento. Un basso fattore di avvolgimento implica un basso valore di forza elettromotrice a parità di dimensioni (diametro di alesatura al traferro e lunghezza delle parti attive). In figura 4.5 vengono riportati i fattori di avvolgimento per diverse combinazioni di cave e poli.

K _{avv}	6	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39	42	45	48	51									
4	0.87	0.61	0.48	0.39	0.33	0.28	0.25	0.22	0.20	0.18	0.17	0.15	0.14	0.13											
6		0.83	0.61	0.55	0.50	0.41	0.36	0.33	0.29	0.27	0.25	0.23	0.21	0.20											
8			0.95	0.80	0.71	0.61	0.54	0.50	0.43	0.39	0.36	0.33	0.30	0.28	0.26										
10				0.93	0.78	0.73	0.65	0.58	0.53	0.50	0.44	0.40	0.37	0.35	0.32										
12					0.00	0.90	0.77	0.74	0.62	0.61	0.55	0.51	0.50	0.44	0.41	0.39									
14						0.00	0.95	0.90	0.77	0.76	0.69	0.64	0.59	0.55	0.51	0.50	0.45								
16							0.00	0.94	0.89	0.76	0.77	0.71	0.66	0.61	0.57	0.54	0.51								
18								0.00	0.90	0.92	0.86	0.76	0.75	0.72	0.62	0.63	0.59	0.55							
20									0.00	0.00	0.95	0.93	0.88	0.76	0.78	0.74	0.69	0.65	0.61						
22										0.00	0.00	0.00	0.95	0.91	0.87	0.76	0.78	0.74	0.70	0.66					
24											0.00	0.00	0.00	0.93	0.89	0.87	0.76	0.78	0.74	0.71					
26												0.00	0.00	0.00	0.95	0.94	0.90	0.87	0.76	0.79	0.75				
28													0.00	0.00	0.00	0.95	0.93	0.90	0.86	0.75	0.79				
30														0.00	0.00	0.00	0.94	0.93	0.89	0.85	0.75				
32															0.00	0.00	0.00	0.00	0.95	0.93	0.92	0.89	0.86	0.75	0.80
34																0.94	0.91	0.89	0.86	0.75	0.80				
36																	0.95	0.92	0.89	0.86	0.85				
38																		0.95	0.93	0.90	0.88				
40																			0.95	0.93	0.93	0.90			
42																				0.95	0.93	0.92			
44																					0.95	0.95	0.93		
46																						0.95	0.94		
48																							0.95		
50																								0.95	

K _{avv}	72	75	78	81	84	87	90	93	96	99	
58	0.91	0.89	0.88	0.88	0.88	0.85	0.75	0.81	0.79	0.78	
60	0.93	0.89	0.89	0.89	0.88	0.85	0.84	0.75	0.81	0.79	0.78
62	0.93	0.92	0.91	0.89	0.88	0.86	0.84	0.75	0.81	0.80	
64	0.93	0.93	0.92	0.90	0.89	0.87	0.86	0.84	0.75	0.81	0.78
66	0.95	0.94	0.93	0.91	0.90	0.89	0.87	0.86	0.84	0.75	0.78
68	0.95	0.94	0.94	0.92	0.91	0.90	0.89	0.87	0.86	0.84	0.75
70	0.95	0.95	0.94	0.93	0.93	0.91	0.90	0.88	0.87	0.86	0.75
72	0.95	0.95	0.93	0.92	0.92	0.89	0.90	0.86	0.87	0.85	0.75
74	0.95	0.95	0.95	0.94	0.93	0.92	0.91	0.89	0.88	0.85	0.75
76	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.94	0.93	0.92	0.90	0.85
78	0.95	0.95	0.94	0.94	0.94	0.92	0.91	0.90	0.89	0.85	0.75
80	0.95	0.95	0.95	0.95	0.93	0.93	0.93	0.93	0.91	0.85	0.75
82	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.94	0.93	0.93	0.75

K _{avv}	141	144	147	150	153	156	159	162	165	168	171	174	177	180	183	186	189	192	195	198	201	204	207	210	213	216	219	222	225
120	0.93	0.93	0.92	0.89	0.90	0.89	0.88	0.88	0.87	0.85	0.84	0.84	0.75	0.82	0.81	0.80	0.79	0.78	0.77	0.76	0.75	0.74	0.74	0.74	0.72	0.72	0.71	0.71	0.70
122	0.93	0.93	0.92	0.91	0.91	0.90	0.89	0.88	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.84	0.75	0.82	0.81	0.80	0.79	0.79	0.78	0.77	0.76	0.76	0.75	0.74	0.73	0.73	0.72
124	0.94	0.93	0.93	0.92	0.91	0.91	0.90	0.89	0.88	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.84	0.75	0.82	0.81	0.80	0.79	0.79	0.78	0.77	0.76	0.76	0.75	0.74	0.73	0.73
126	0.94	0.93	0.92	0.92	0.92	0.91	0.90	0.89	0.88	0.87	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.80	0.80	0.79	0.78	0.77	0.76	0.76	0.75	0.74	0.74	0.74
128	0.94	0.93	0.94	0.93	0.92	0.92	0.91	0.90	0.89	0.88	0.87	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.80	0.80	0.79	0.78	0.77	0.77	0.76	0.75	0.74	0.74
130	0.95	0.94	0.94	0.94	0.93	0.93	0.92	0.91	0.90	0.89	0.88	0.87	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.80	0.80	0.79	0.78	0.77	0.77	0.76	0.75	0.75
132	0.95	0.95	0.94	0.94	0.93	0.93	0.92	0.91	0.89	0.89	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.80	0.80	0.79	0.78	0.77	0.77	0.76	0.75	0.74	0.74
134	0.95	0.95	0.95	0.94	0.94	0.93	0.93	0.92	0.91	0.91	0.90	0.89	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.80	0.80	0.79	0.78	0.78	0.77	0.77	0.76
136	0.95	0.95	0.95	0.94	0.93	0.94	0.93	0.92	0.92	0.91	0.91	0.90	0.89	0.89	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.81	0.80	0.79	0.78	0.78	0.78
138	0.95	0.95	0.95	0.95	0.94	0.94	0.93	0.93	0.92	0.92	0.91	0.90	0.89	0.88	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.81	0.80	0.79	0.78	0.78	0.78
140	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.94	0.94	0.93	0.93	0.93	0.92	0.91	0.90	0.90	0.89	0.88	0.88	0.87	0.86	0.85	0.84	0.83	0.75	0.82	0.81	0.81	0.80	0.79	0.79

Fig. 4.5: Valore del fattore di avvolgimento in base al numero di poli e cave in verde sono evidenziate le cave e in rosso il numero di poli.

La scelta finale è ricaduta su una configurazione a 136 poli e 156 cave. Questa combinazione deriva da una configurazione base di 34 poli 39 cave costituita rispettivamente da una serie di sequenze base che sono a loro volta costituite da una serie di configurazioni elementari: 18-21 + 8-9 + 8-9. Questa configurazione consente di ottenere una bassa coppia di impuntamento, un'ondulazione di coppia contenuta e un fattore di avvolgimento pari a 0.94.

4.3.2 Progettazione dello statore

Il rapporto tra il numero di cave e il numero di poli è prossimo all'unità è quindi necessario adottare un avvolgimento a bobine concentrate per lo statore in quanto il numero di cave per polo per fase q è inferiore ad uno. Al fine di garantire la tolleranza al guasto e i requisiti di manutenibilità precedentemente descritti lo statore è stato suddiviso in moduli elementari ognuno costituito da 12 cave come rappresentato in figura 4.6. Ognuno dei 4 settori rappresentato in figura 4.4 è il risultato della

connessione in serie di 3.25 moduli costituiti da 12 cave come quelli rappresentati in figura 4.6 questo consente di avere 4 settori che operano in modo completamente indipendente tra loro, infatti ogni modulo è magneticamente disaccoppiato da quello adiacente, quanto esposto è rappresentato in figura 4.7. In figura 4.7a due moduli adiacenti sono alimentati con la stessa terna di correnti trifase, mentre in figura 4.7b solo il modulo a sinistra è alimentato mentre quello a destra non è alimentato. Si può quindi notare come le linee di flusso prodotte dalla terna di correnti trifase che circola in un modulo non influenza le linee di campo prodotto dall'altro.

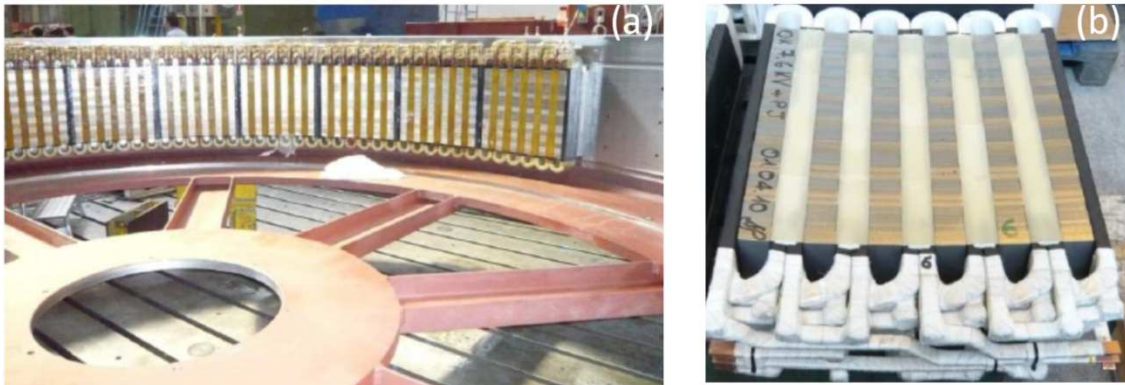


Fig. 4.6: a) statore durante il montaggio b) singolo modulo di statore.

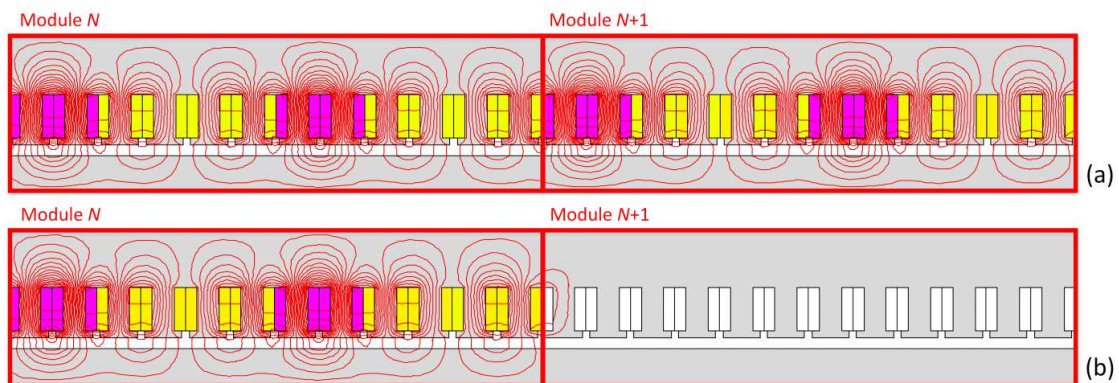


Fig. 4.7: a) Due moduli adiacenti alimentati con la medesima terna di correnti trifase b) due moduli adiacenti di cui uno è stato alimentato con una terna di correnti trifase e l'altro non è stato alimentato.

Questa condizione di funzionamento è fondamentale per varie ragioni le principali sono:

- In caso di cortocircuito in un modulo gli effetti della corrente di cortocircuito non si ripercuotono sui moduli sani
- Ogni settore del generatore (risultante dalla connessione in serie di vari moduli elementari) può operare indipendentemente dagli altri. Per esempio può operare a carichi differenti o addirittura una coppia di settori può funzionare da generatore mentre l'altra coppia da motore [11], [12]. In questo modo ogni variazione di carico di una coppia di settori non influenza il controllo dell'altra coppia. Così facendo si è ottenuto un perfetto

disaccoppiamento delle due metà di macchina connesse al convertitore di potenza (Fig. 4.4)

Si osserva che uno degli aspetti chiave nella progettazione della macchina è la modularità infatti in caso di guasto ad uno dei moduli questo può essere facilmente individuato smontato e riparato o sostituito con uno nuovo. La procedura di riparazione è facilmente protocollabile in quanto è sufficiente interrompere le connessioni serie tra i moduli ed una volta ripristinato è sufficiente rieffettuare le connessioni. In questo modo il fermo macchina è estremamente limitato.

4.3.3 Progettazione del rotore

La scelta della topologia del rotore è associata prevalentemente al posizionamento dei magneti nel rotore. È possibile scegliere tra una configurazione a magneti interni (IPM Internal Permanent Magnet) ed una configurazione a magneti superficiali (SPM Superficial Permanent Magnet). In particolare per la configurazione a magneti interni è stata considerata una configurazione con magneti magnetizzati tangenzialmente. Le due configurazioni IPM e SPM sono state confrontate e i risultati delle simulazioni FEA (Finite Element Analysis) in condizioni di carico nominale sono riportate in figura 4.8. Le due configurazioni sono caratterizzate dal medesimo volume dei magneti.

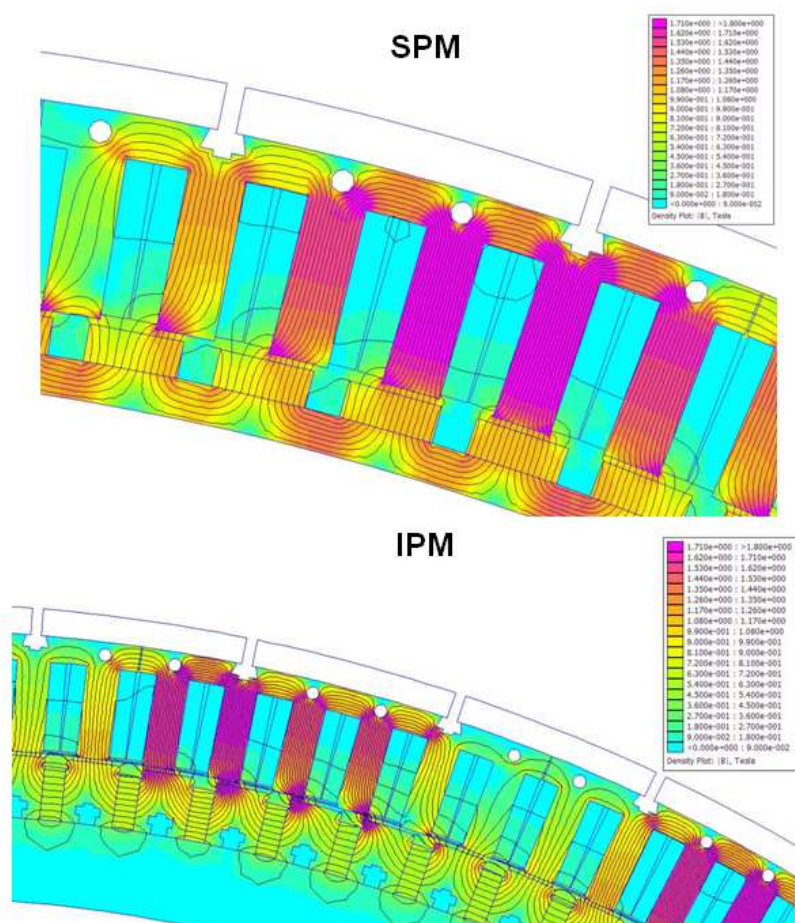


Fig. 4.8: Confronto in condizioni di carico nominale tra configurazione SPM e IPM.

La scelta finale è ricaduta sulla configurazione IPM che è riportata in figura 4.9.

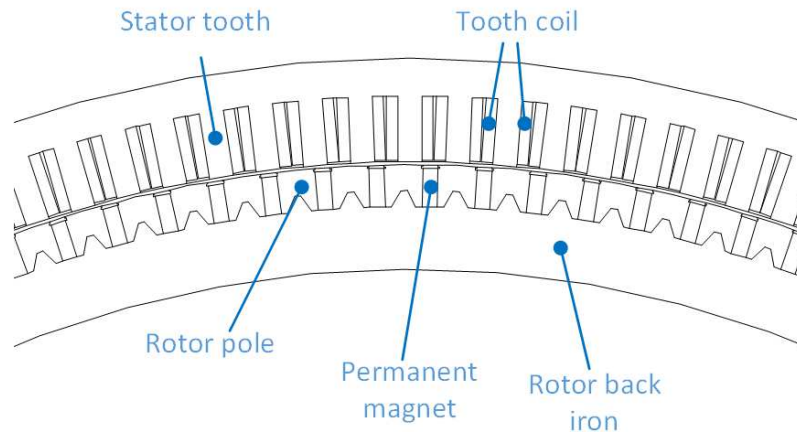


Fig. 4.9: Configurazione finale selezionata per la realizzazione del generatore.

Questa scelta è originata da un confronto, basato sul calcolo agli elementi finiti, tra le due configurazioni. I confronti complessivi sono riportati in figura 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 e 4.14. Dai confronti riportati nelle figure si può concludere che la configurazione IPM consente di ridurre l'ampiezza della coppia di impuntamento e quindi garantisce una migliore conversione dell'energia, è caratterizzata da una forza elettromotrice indotta negli avvolgimenti maggiore ed è ha anche maggiore capacità di erogare coppia a parità di corrente. Tuttavia, come si può notare dalle figure 4.13 e nel dettaglio nella figura 4.14, la configurazione IPM è caratterizzata da una ondulazione di coppia maggiore.

Sono inoltre state condotte della analisi FEA transitorie al fine di individuare le perdite addizionali dovute alle correnti parassite che vengono indotte sulla superficie dei magneti e di stimare le perdite addizionali che, sempre a causa delle correnti parassite dovute alle ampie deformazioni del campo magnetico e della forza magneto motrice connessa a quest'ultimo, interessano i conduttori esposti al traferro. Queste ultime sono quelle più complesse da smaltire e quindi possono causare problemi, se trascurate o mal stimate, nel rispettare la classe termica prevista.

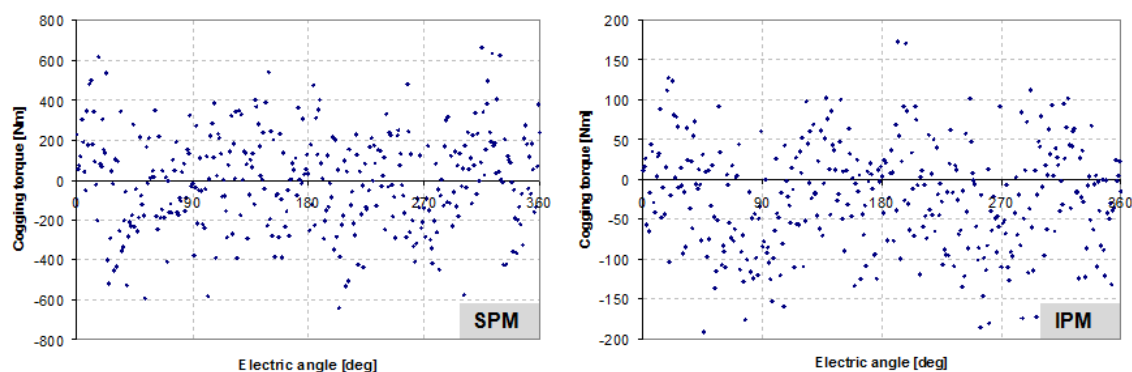


Fig. 4.10: Ampiezza della coppia di impuntamento in funzione della posizione rotorica.

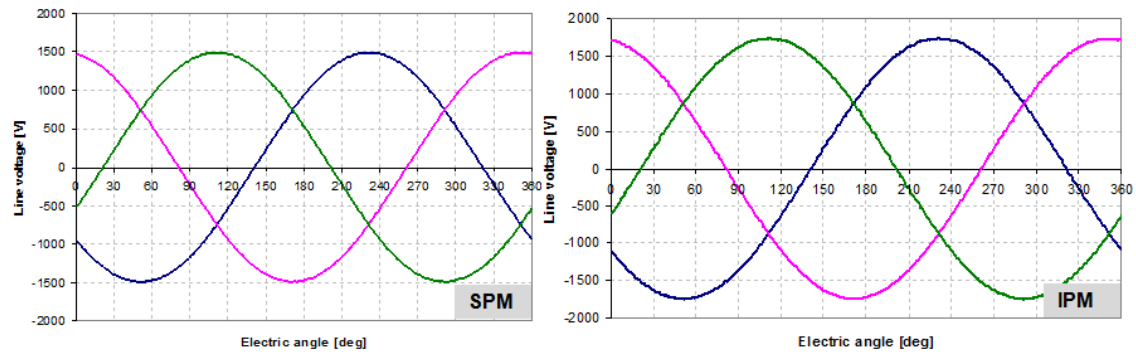


Fig. 4.11: Tensione concatenate a vuoto in funzione della posizione del rotore.

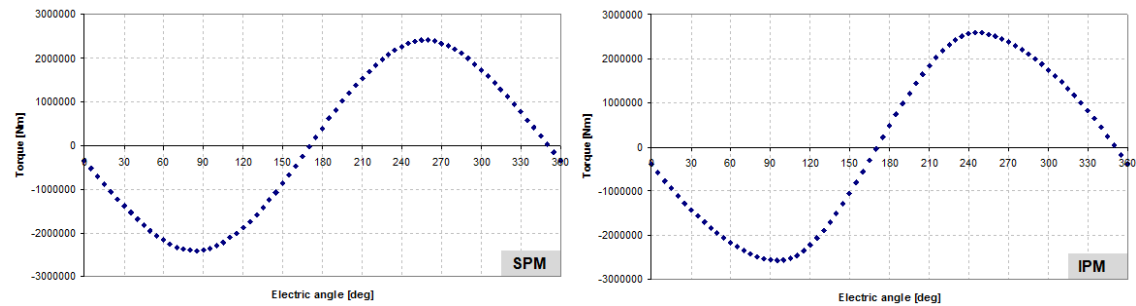


Fig. 4.12: Tensione concatenate a vuoto in funzione della posizione del rotore.

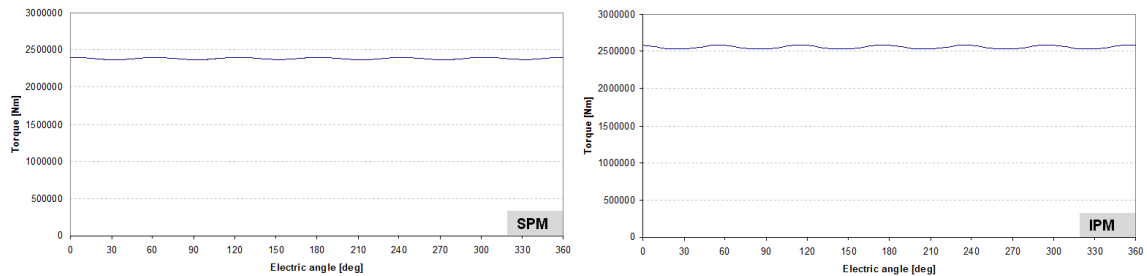


Fig. 4.13: Ondulazioni di coppia a carico dalla macchina elettrica.

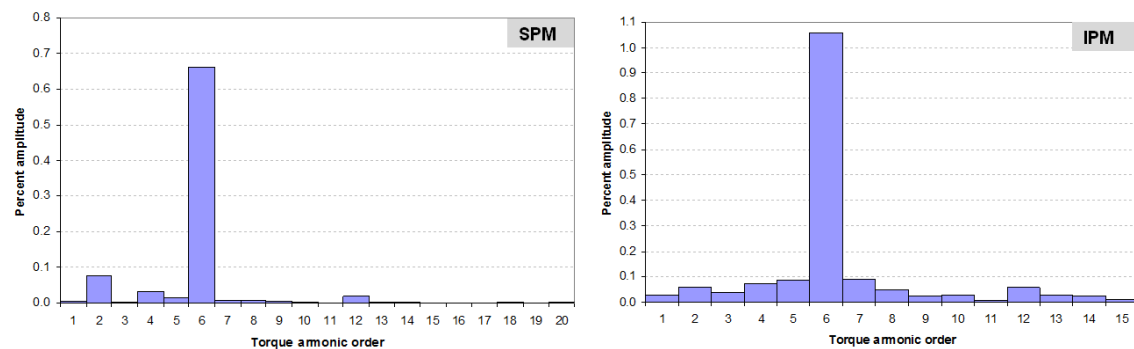


Fig. 4.14: Spettro armonico della coppia a carico.

In figura 4.15 viene riportata una rappresentazione delle correnti parassite indotte nei magneti. il profilo delle perdite generate dalle correnti parassite nei magneti è riportato in figura 4.16. Un'apposita sezione è stata dedicata alla stima delle perdite addizionali di statore al fine di approfondirne anche l'aspetto dell'asporto termico.

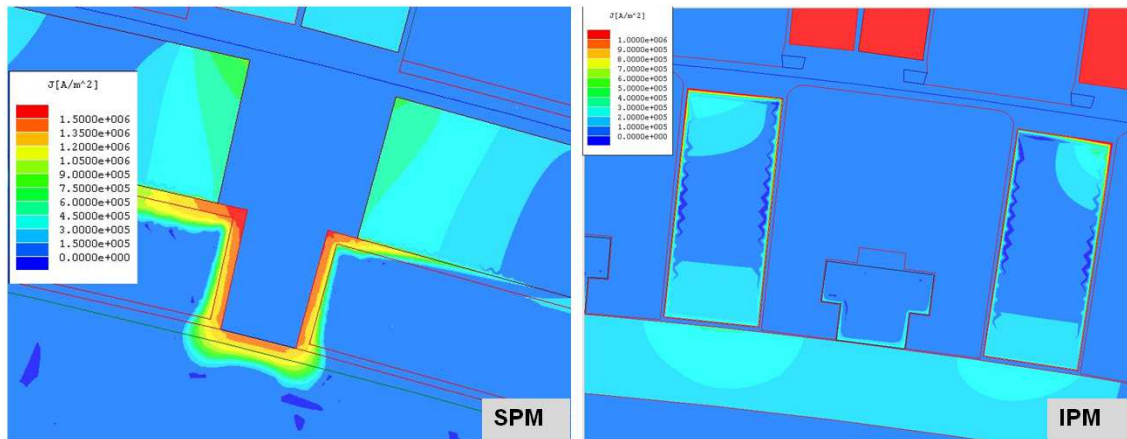


Fig. 4.15: Distribuzione delle correnti parassite a carico nominale derivate dalle analisi FEA transitorie.

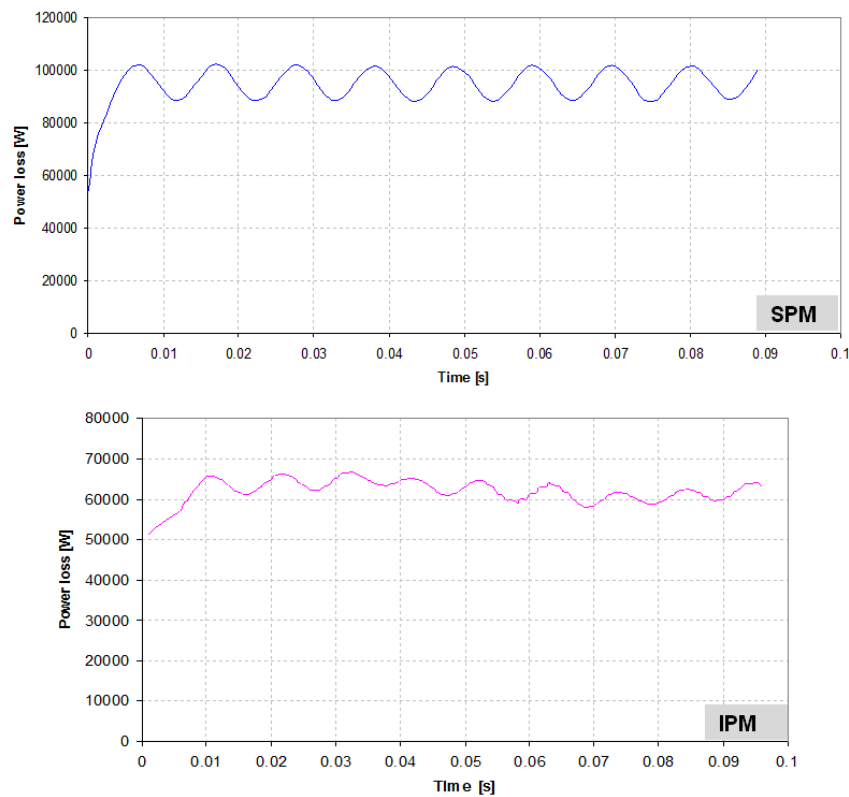


Fig. 4.16: Perdite aggiuntive associate alle correnti parassite indotte nei magneti.

Si osserva che la configurazione IPM è quella che consente di minimizzare le perdite aggiuntive dovute alle correnti parassite che circolano sulla superficie del magnete e sulle superfici massicce di rotore.

La scelta della configurazione IPM consente inoltre di proteggere meglio i magneti da eventuali fonti corrosive a cui quest'ultimo potrebbe essere esposto, le fonti corrosive sono particolarmente pericolose e aggressive nelle installazioni Off-shore. Nel caso in cui si fosse scelta la configurazione SPM effettuare il bendaggio della struttura rotorica con fibre a base di polyglass sarebbe stato estremamente difficoltoso a causa delle grandi dimensioni del rotore. La funzione del bendaggio è quella di trattenere e proteggere i magneti. Nel caso in esame la velocità periferica del rotore

non è molto elevata e quindi il bendaggio avrebbe una funzione prevalentemente protettiva. Senza la protezione derivata dal bendaggio i magneti sarebbero esposti agli agenti atmosferici con un conseguente deterioramento molto più rapido della loro struttura. Invece la configurazione scelta consente di inserire i magneti all'interno del ferro rotorico e così facendo risultano protetti. In questo caso è stata implementata una ulteriore soluzione tecnica al fine di proteggere e facilitare il montaggio dei magneti. Ogni singolo polo è realizzato con una matrice di magneti costituita da dei magneti elementari (Fig. 4.17a) incollati tra loro (Fig. 4.17b) e posizionati all'interno di un contenitore in inox (Fig. 4.17d-e). La matrice di magneti protetta dal contenitore in inox viene posizionata tra le espansioni polari che sono costituite da materiale ferromagnetico laminato (Fig. 4.18).

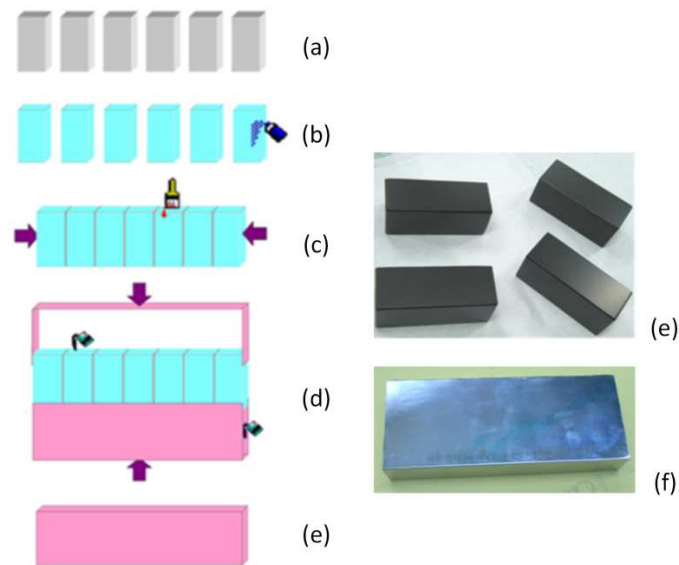


Fig. 4.17: Procedura di realizzazione del magnete che costituisce un polo e inserimento dei singoli magneti nel contenitore protettivo a-e e) singoli magneti f) matrice dei magneti incollati e inseriti nel contenitore protettivo.

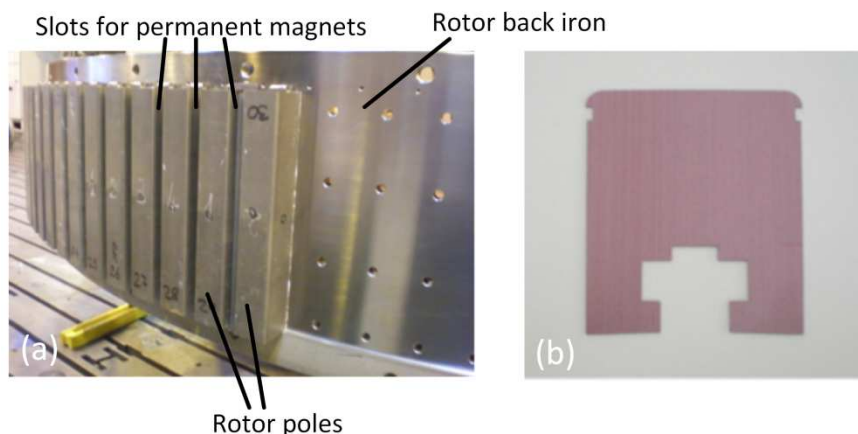


Fig. 4.18: a) Montaggio dell'espansione polare sulla lanterna b) singolo lamierino di un'espansione polare.

In figura 4.18 b si nota il lamierino tranciato che costituisce l'espansione polare della macchina su di esso si possono osservare la sagoma dell'incastro per il nido di rondine e i due incavi necessari a inserire le biette che hanno lo scopo di trattenere le matrici dei magneti.

In figura 4.19 è riportata un immagine del rotore dopo che sono state montate le espansioni polari e sono stati inserite le matrici dei magneti.



Fig. 4.19: Rotore dopo il montaggio delle espansioni polari e delle matrici dei magneti.

La struttura di rotore progettata e realizzata come in figura 4.19 risulta esaltare qualità fondamentali quali la modularità e la facilità di montaggio e quindi risulta particolarmente economica. Infatti i singoli componenti che la costituiscono possono essere realizzati singolarmente e successivamente montati rapidamente senza dispendi eccessivi di tempo e quindi di danaro.

Oltre alle analisi elettromagnetiche che sono servite a valutare le prestazioni della macchina si è reso necessario effettuare degli studi meccanici strutturali attraverso analisi FE al fine di verificare che le deformazioni restino all'interno di limiti accettabili anche nel caso di funzionamento più stringente. Il caso di funzionamento peggiore è identificato dal caso in cui la macchina funzioni in condizioni sbilanciate e quindi la struttura rotorica è soggetta a degli sforzi magnetici non uniformi. Questo è il caso in cui due settori connessi in parallelo vengono posti fuori servizio a causa di un guasto. Un altro caso di funzionamento particolarmente sollecitante per la struttura è il caso di funzionamento in condizioni di cortocircuito. Dall'analisi condotta è emerso che in entrambe i casi di funzionamento le deformazioni sono contenute entro limiti accettabili (Fig. 4.20).

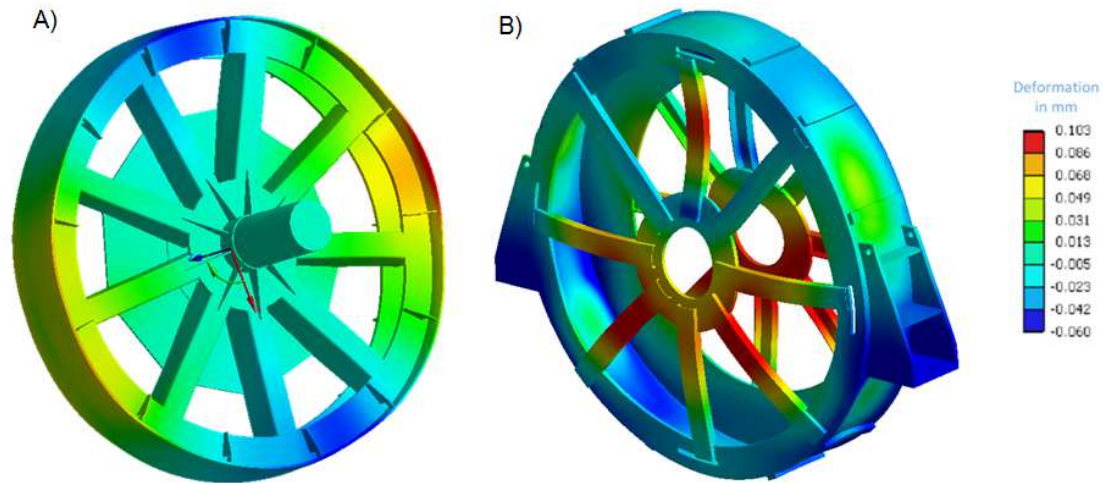


Fig. 4.20: Risultati dell'analisi strutturale rotorica FEA A) eseguita sulla lanterna e B) eseguita sulla carcassa.

4.3.4 Valutazione delle perdite aggiuntive sviluppate negli avvolgimenti statorici

Per la definizione delle perdite aggiuntive negli avvolgimenti statorici si sono condotte delle simulazioni agli elementi finiti transitori per stimare l'entità delle correnti parassite indotte nei conduttori elementari affacciati al traferro che costituiscono le spire dell'avvolgimento statorico. In seguito alla definizione delle entità delle correnti parassite e delle perdite per effetto Joule da esse generate si è proceduto a delle analisi termiche FE. Il coefficiente di asporto termico convettivo imposto sulla carcassa è stato ottenuto dagli studi CFD esposti in [11], [12]. La finalità di questo studio è stato quello di definire quante spire dell'avvolgimento statorico dovevano essere realizzate in litz al fine di minimizzare le perdite aggiuntive e garantire la classe termica per la quale la macchina è stata progettata. Il litz (Fig. 4.21) è un conduttore caratterizzato da un insieme di conduttori elementari sottili e isolati tra loro, ognuno dei conduttori elementari è trasposto in senso assiale. Questa tipologia di avvolgimento consente di ridurre considerevolmente, fino a renderli trascurabili per una frequenza di 50 Hz, l'effetto pelle e in generale l'addensamento della corrente.



Fig. 4.21: Spira in conduttore litz. Nell'immagine è possibile vedere anche i conduttori elementari.

L'indagine per la stima delle perdite addizionali relative all'avvolgimento statorico è stata suddivisa in due fasi: nella prima si sono valutate le perdite addizionali nel caso di funzionamento a vuoto mentre nella seconda quelle a carico. Nell'analisi a vuoto le perdite sono originate esclusivamente dalle correnti parassite indotte dalla distorsione della forma d'onda magneto motrice f.m.m a vuoto tipica delle configurazioni a dente avvolto. Mentre a carico vi è un'ulteriore deformazione della f.m.m a causa della reazione di indotto che causa una variazione delle correnti parassite ed origina anche l'effetto pelle nei conduttori. Le perdite addizionali sono per loro natura fortemente non lineari non è quindi possibile separare precisamente le perdite addizionali a carico e a vuoto.

Le analisi sono state condotte su unico dente statorico, sulla bobina su di esso montata e di concerto sui poli ad esse associati in modo da ridurre al minimo le dimensioni del modello e quindi l'onore computazionale.

Al fine di mantenere la densità di corrente di spira è necessario aumentare la sezione dei conduttori costituiti in litz in ragione del fattore di riempimento. L'aumento di sezione per ragioni di montaggio è stato ottenuto aumentando l'altezza dei conduttori. Il fattore di riempimento del litz è circa 0.6. Tale valore è da attribuire alla sottrazione alla porzione di sezione attiva dell'isolamento dei singoli conduttori elementari e degli interstizi d'aria che vengono a formarsi tra di essi.

Si è scelto di mantenere il diametro di alesatura e le dimensioni del giogo statorico in questo modo è necessario aumentare le dimensioni del dente e quindi il diametro esterno di statore. A causa di questa scelta il valore della reattanza di dispersione di cava cresce ma a seguito dei risultati delle analisi FE condotte sul modello è risultato che tale incremento è trascurabile. Si è infatti verificato che a parità di tensione applicata la corrente, così come la densità di corrente, è costante al variare dell'altezza della cava. Tale fenomeno è dovuto probabilmente al fatto che la variazione dell'altezza del dente non ha variato sensibilmente il rapporto di forma di cava e quindi la sua reattanza di dispersione.

Prima di procedere nella trattazione si schematizza in figura 4.22 i nomi assegnati alle varie spire.

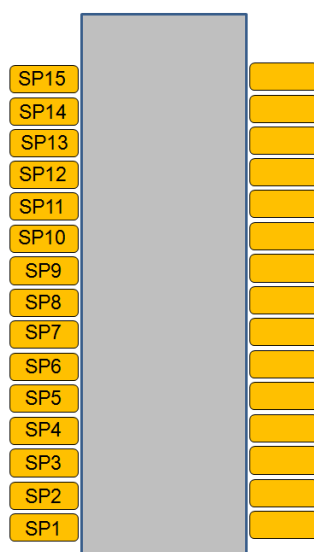


Fig. 4.22: Schema avvolgimento statorico.

Da prima sono state condotte le prove a vuoto e i risultati da essi ottenuti sono riportati in figura 4.23. Nel caso dei test a vuoto la macchina è stata fatta ruotare alla velocità nominale e si è valutata la tensione indotta nei morsetti.

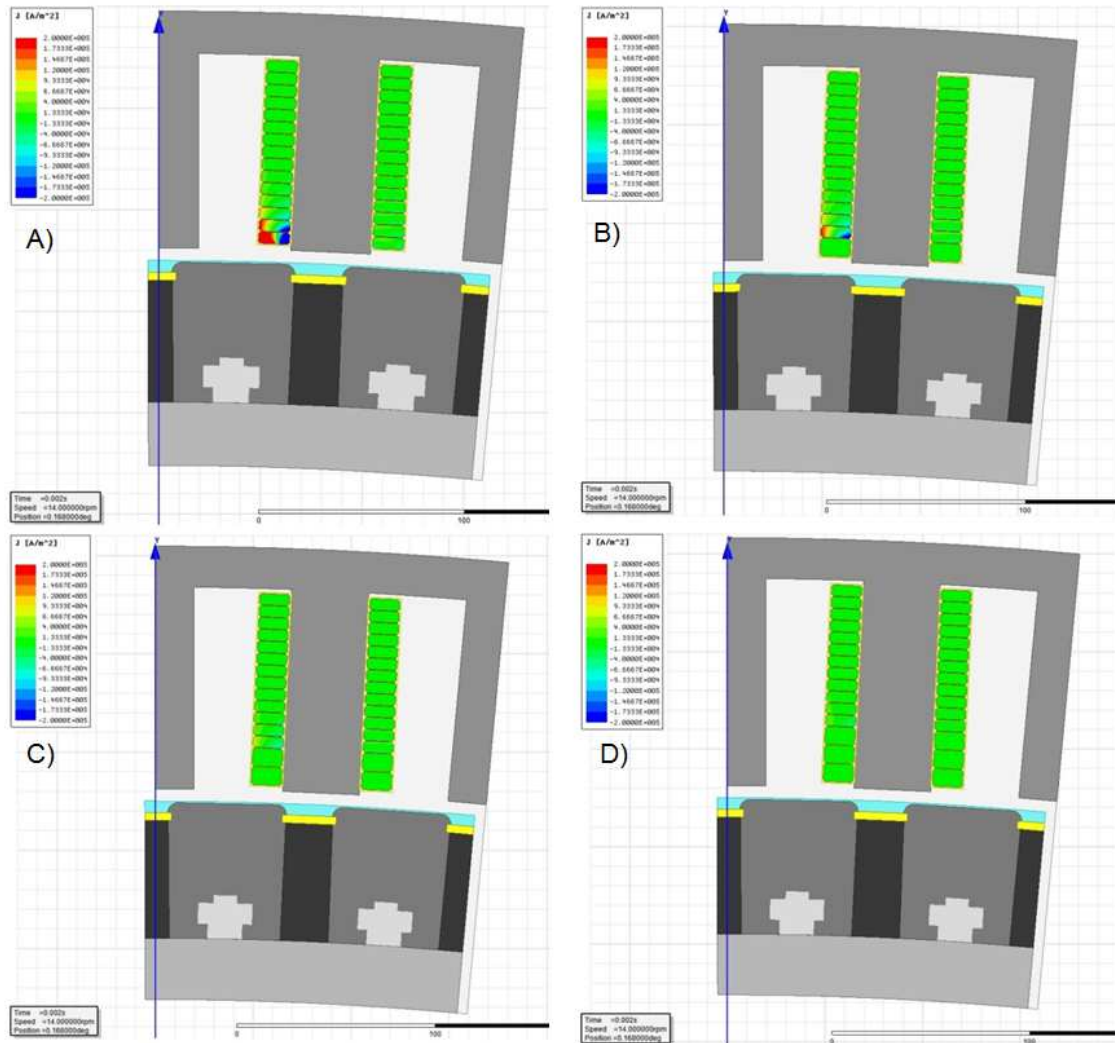


Fig. 4.23: Densità di corrente in condizioni di funzionamento a vuoto con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz. C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.

Come si può notare dalla figura 4.23 le spire in litz consentono di limitare l'entità delle correnti parassite indotte negli avvolgimenti e quindi le perdite da esse generate, in condizione di funzionamento a vuoto, hanno un impatto estremamente limitato.

Dalle simulazioni condotte in condizione di funzionamento a vuoto si è ottenuto il profilo di perdite esposto nel grafico in figura 4.24. Si osserva che in ordinata vengono riportate le perdite dissipate in ogni piattina, in ascissa viene riportato l'indice di piattina mentre il colore indica la configurazione delle spire. Le perdite rappresentate in figura 4.24 sono state ottenute attraverso la seguente relazione:

$$LOSS = \frac{1}{\sigma} \int j^2 dV \quad (4.1)$$

Dove σ è la conducibilità mentre j la densità di corrente

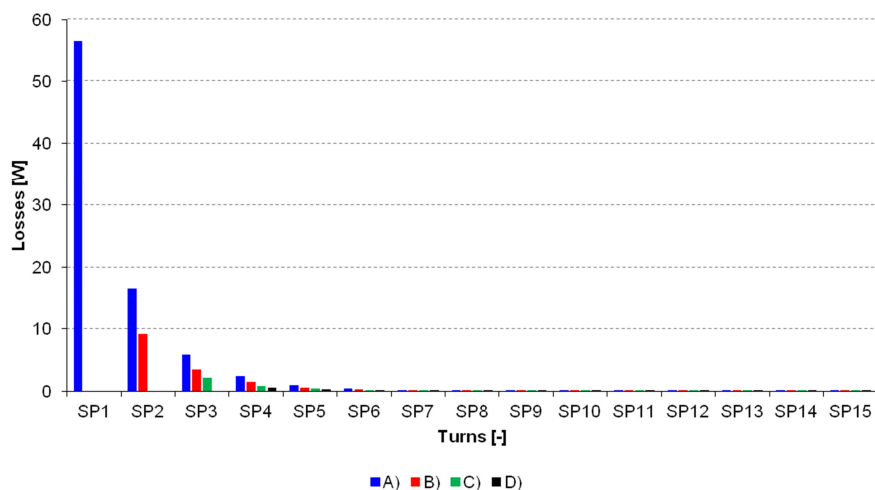


Fig. 4.24: Dissipazione di potenza nelle spire in condizioni di funzionamento a vuoto al variare della topologia dell'avvolgimento.

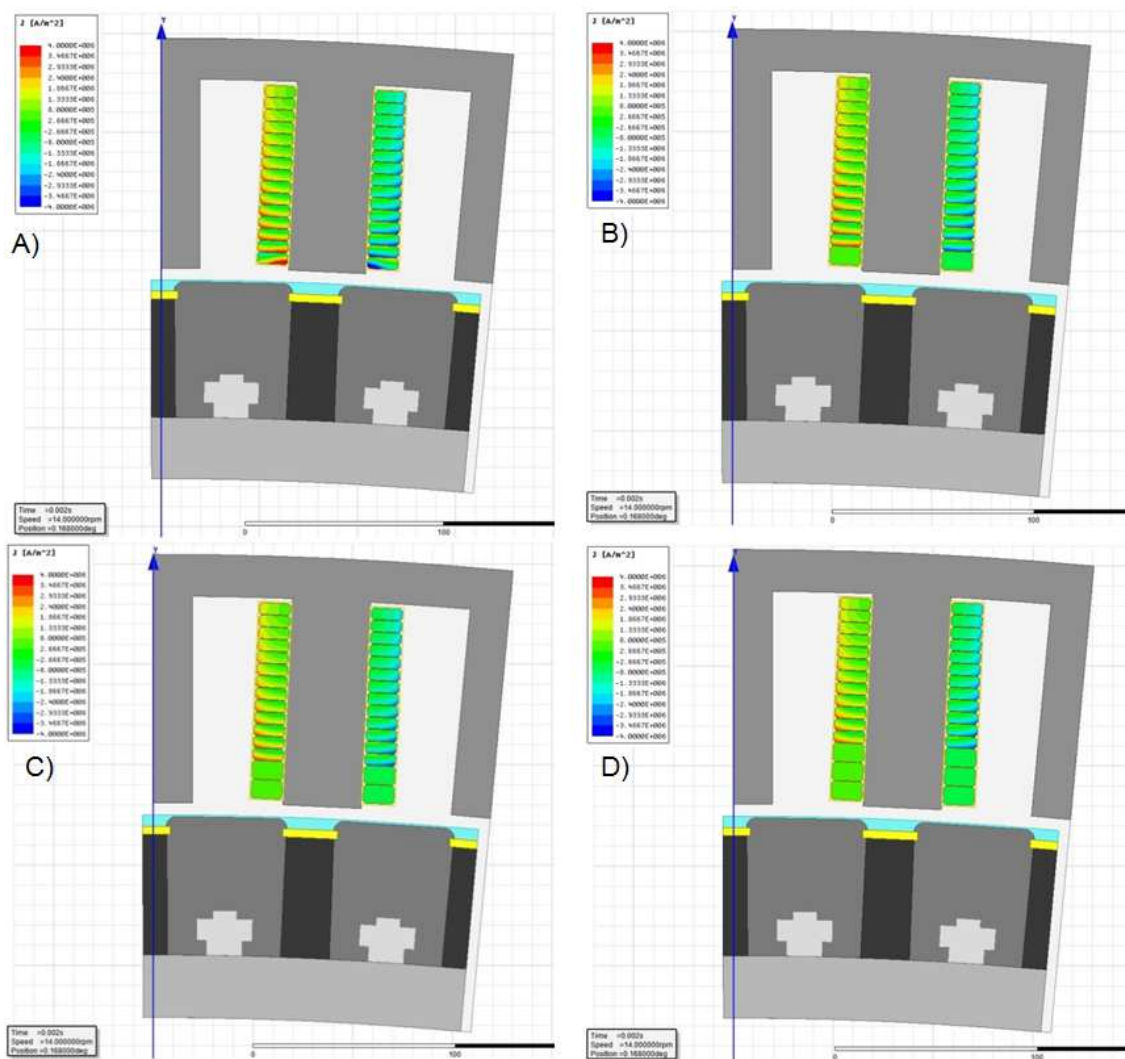


Fig. 4.25: Densità di corrente in condizioni di funzionamento a carico con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz. C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.

Come già espresso sono state condotte anche le simulazioni a carico che sono state eseguite in maniera analoga a quanto esposto per le condizioni a vuoto ma ipotizzando un carico fittizio puramente induttivo che permetta di erogare la corrente nominale. Nella figura 4.25 viene esposta le densità di corrente ottenute attraverso le simulazioni FE transitorie in condizioni di carico nominale.

In seguito alle simulazioni FE transitorie e alla definizione delle densità di corrente si è potuto procedere a definire le perdite generate dalle correnti parassite nelle condizioni di funzionamento a carico come attraverso l'equazione 4.1. In figura 4.26 sono esposti i risultati ottenuti dalla simulazioni.

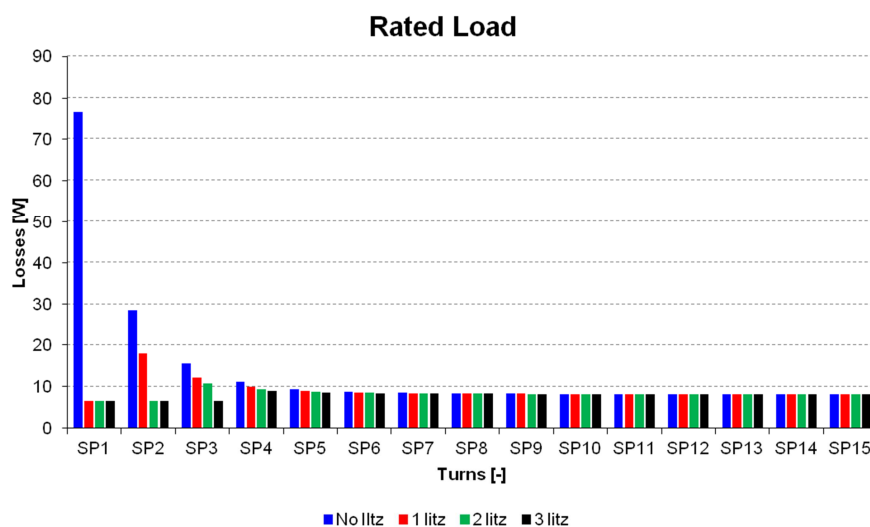


Fig. 4.26: Dissipazione di potenza nelle spire in condizioni di funzionamento a carico al variare della topologia dell'avvolgimento.

Si osserva che nel grafico riportato in figura 4.26 si sono comunque inserite le perdite associate alla spire in litz che non sono soggette ad addensamento e a correnti parassite. In seguito alla definizione delle perdite nelle varie piattine è stato possibile procedere alla definizione della temperatura raggiunta dall'avvolgimento e quindi alla verifica della rispondenza alla classe termica di macchina al variare della topologia dell'avvolgimento.

Si osserva che le condizioni al contorno sono state ottenute dalle simulazioni CFD i cui risultati in [11], [12]. Nelle simulazioni sono state fissate la conducibilità termica sulla superficie esterna e sulla superficie a contatto con l'aria delle bobine. La temperatura media dell'aria è stata considerata pari a 40°C. In figura 4.27 vengo riportati i risultati delle simulazioni FE termiche.

Come si può notare dalla figura 4.27, in condizioni di funzionamento nominale, senza spire realizzate in litz nell'avvolgimento statorico la macchina risulta eccedere in modo considerevole la classe termica B per la quale la macchina è stata progettata. Si osserva inoltre che anche nel caso con un unico conduttore in litz si raggiunge il limite di classe termica senza alcun margine di sicurezza.

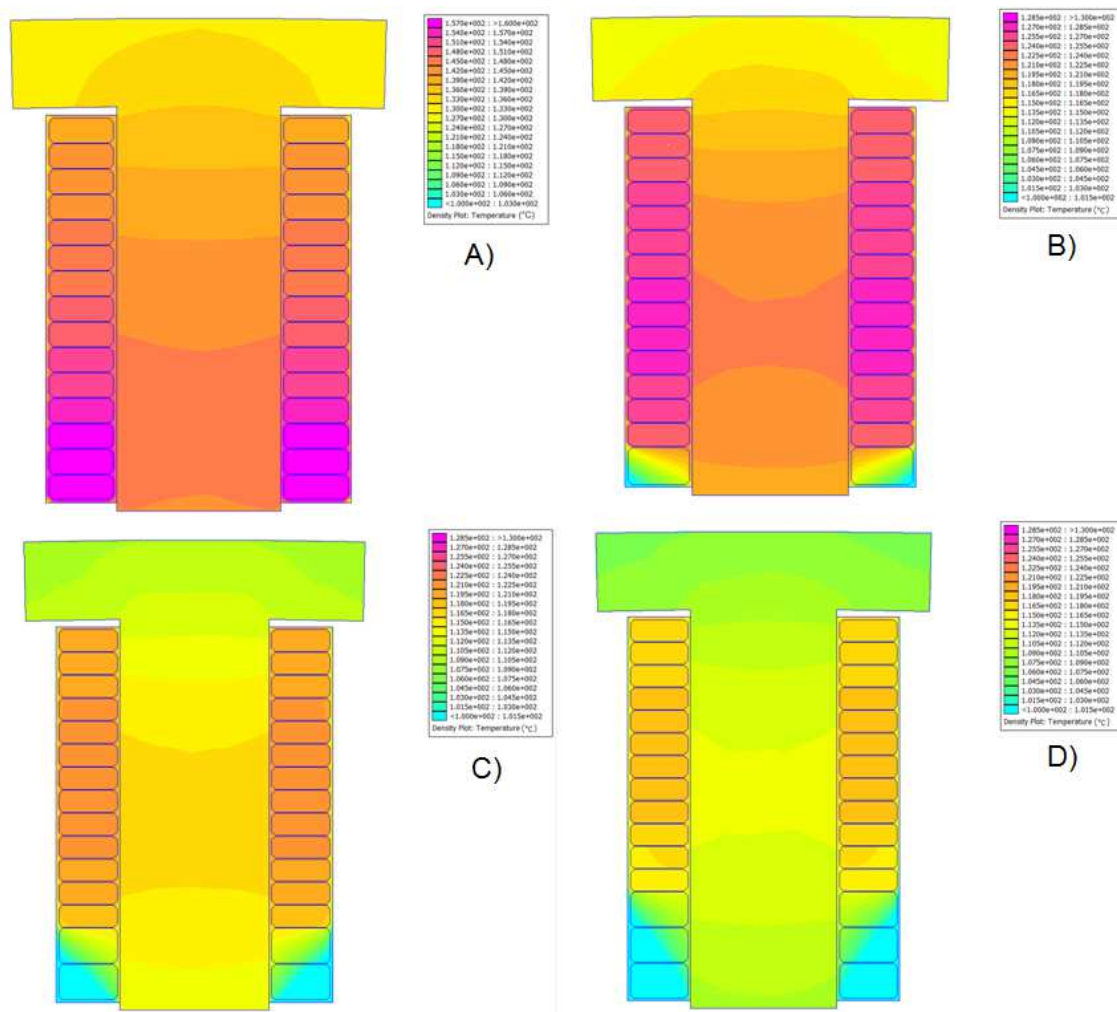


Fig. 4.27: Risultati della simulazione termica effettuata in condizioni di funzionamento a carico con A) Nessuna spira in litz, B) 1 spira in litz, C) 2 spire in litz e D) con 3 spire in litz.

I risultati delle simulazioni termiche possono essere riassunti nei grafici riportati in figura 4.28 in cui viene raffigurata la temperatura massima e media raggiunta dagli avvolgimenti in funzione della loro topologia.

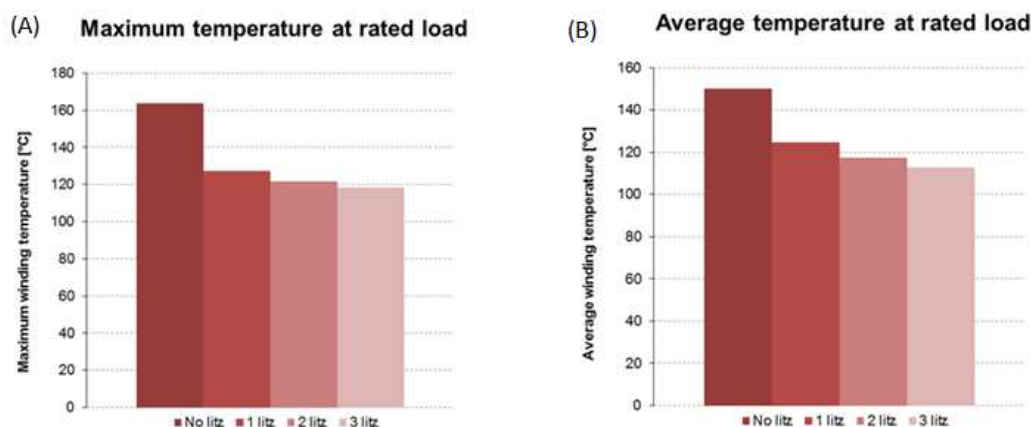


Fig. 4.28: Temperatura massima (A) e media (B) raggiunta dagli avvolgimenti in condizioni di funzionamento a carico.

Dai risultati ottenuti emerge che per garantire la classe termica per la quale la macchina è stata dimensionata, a causa delle perdite generate dalle correnti parassite nelle spire lato traferro, è necessario prevedere due spire realizzate in litz nella bobina statorica.

Questa complicazione nella realizzazione dell'avvolgimento statorico rende necessaria una particolare attenzione nella saldatura delle connessioni tra le piattine in rame solido e in litz. È importante prestare molta attenzione in fase realizzativa al fine di evitare che alcuni dei conduttori che costituiscono la piattina in litz in fase di saldatura vengano bruciati non partecipando così alla conduzione di corrente e aumentando la densità di corrente negli altri conduttori, vanificando in questo modo l'utilizzo delle spire in litz.

Da quanto esposto si può concludere che se non si volesse introdurre la complicazione delle due spire lato traferro in litz sarebbe necessario aumentare le dimensioni della struttura al fine di garantire la classe termica di funzionamento. Aumentando le dimensioni del generatore a parità di potenza erogata si riuscirebbe, come detto precedentemente, a garantire la classe termica ma si aumenterebbe il prezzo specifico della potenza e quindi l'azionamento risulterebbe meno competitivo sul mercato. Nella tabella 4.3 vengono riassunti i risultati di tutte le simulazioni effettuate sul modello.

Tab. 4.3: Riassunto risultati ottenuti dalle simulazioni.

Spire	TIPOLOGIA DI AVVOLGIMENTO							
	Nessuna spira litz		1 spira litz		2 spire litz		3 spire litz	
	Vuoto	Carico	Vuoto	Carico	Vuoto	Carico	Vuoto	Carico
	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]	Perdite [W]
SP1	56.59	76.36	0.00	6.45	0.00	6.45	0.00	6.45
SP2	16.60	28.45	9.17	17.94	0.00	6.45	0.00	6.45
SP3	5.93	15.43	3.49	12.09	2.10	10.65	0.00	6.45
SP4	2.35	11.14	1.42	9.93	0.88	9.34	0.54	8.98
SP5	0.98	9.40	0.60	9.04	0.37	8.77	0.23	8.60
SP6	0.42	8.78	0.26	8.64	0.16	8.50	0.10	8.41
SP7	0.18	8.49	0.11	8.44	0.07	8.36	0.04	8.31
SP8	0.08	8.35	0.05	8.34	0.03	8.28	0.02	8.25
SP9	0.04	8.27	0.02	8.28	0.01	8.23	0.01	8.20
SP10	0.02	8.22	0.01	8.23	0.01	8.19	0.00	8.17
SP11	0.01	8.18	0.00	8.20	0.00	8.16	0.00	8.14
SP12	0.00	8.16	0.00	8.18	0.00	8.14	0.00	8.12
SP13	0.00	8.14	0.00	8.16	0.00	8.12	0.00	8.10
SP14	0.00	8.12	0.00	8.14	0.00	8.11	0.00	8.08
SP15	0.00	8.11	0.00	8.13	0.00	8.09	0.00	8.07
<i>T_{max} [°C]</i>	98.00	163.90	69.90	127.20	67.70	121.70	67.60	118.50
<i>T_{med} [°C]</i>	84.01	150.14	66.54	124.73	63.65	117.45	63.14	112.79

Grazie all'analisi FE transitoria è stato possibile definire la topologia di avvolgimento che consente di mantenere la temperatura entro il limite consentito dalle normative e realizzare un generatore privo di hot spot negli avvolgimenti statorici in condizioni di funzionamento a carico nominale. Eliminare gli hot spot consente di garantire una maggiore durata del sistema di isolamento e quindi dell'intero azionamento. Riducendo gli interventi di manutenzione e i fermi macchina.

4.3.5 Prove sul generatore

In seguito alla realizzazione del generatore si è proceduto ad una serie di prove al fine di validare i risultati ottenuti dai calcoli. Un grande vantaggio fornito dalla configurazione di azionamento realizzato è quello di poter effettuare dei test rigenerativi.

Questo implica che la macchina può essere testata a corrente e velocità nominale senza disporre di una macchina in grado di frenare o azionare la macchina in prova, in questo modo l'energia non viene sprecata ma può essere rimessa in rete a meno dell'energia persa a causa del rendimento complessivo del sistema di prova. Soprattutto per il generatore in analisi che è caratterizzato da un'elevata coppia non dover disporre di una macchina da accoppiare per realizzare le prove consente di ridurre considerevolmente il costo delle verifiche prestazionali. Lo schema di funzionamento dei test rigenerativi discussi in [11], [12] è riportato in figura 4.29.

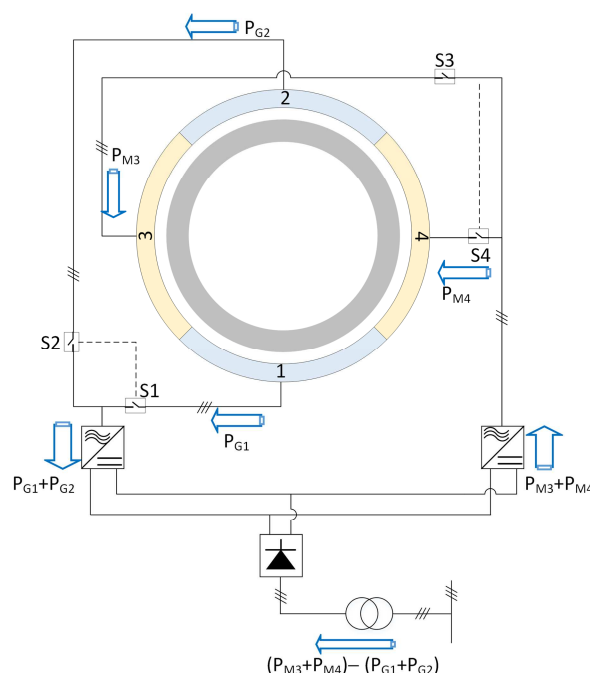


Fig. 4.29: Schema dei test rigenerativi condotti sull'azionamento del generatore GMP.

Nello schema riportato in figura 4.29 gli interruttori S1 e S2 sono chiusi in modo tale che i settori 1 e 2 funzionino da generatore producendo rispettivamente la potenza P_{G1} , P_{G2} mentre gli altri due settori 3 e 4 funzionano da motore producendo rispettivamente la potenza P_{M3} e P_{M4} . I DC-BUS dei due convertitori AC/DC sono connessi tra loro e quindi, come si può concludere da figura. 4.29, gli unici componenti

aggiuntivi necessari per condurre la prova sono un ponte a diodi e un trasformatore. Questa configurazione consente di utilizzare l'energia prodotta dai settori che funzionano da generatore per azionare i settori che funzionano da motore, in questa configurazione la funzione del trasformatore e del convertitore è quella di fornire le perdite dissipate dal sistema di prova.

Grazie al metodo descritto in [11], [12] è stato possibile verificare il rendimento del generatore per diversi punti di funzionamento a carico e per diverse velocità i risultati ottenuti dalle prove sono riportati in figura 4.30. I risultati delle prove hanno un'ottima corrispondenza con i risultati dei calcoli esposti in [12].

Oltre alla valutazione delle prestazioni elettriche durante le prove si è anche effettuato delle verifiche mediante camera termica sull'evoluzione termica dello statore e del rotore del generatore e anche i risultati di queste prove hanno confermato la congruenza con i risultati dei calcoli esposti in [12].

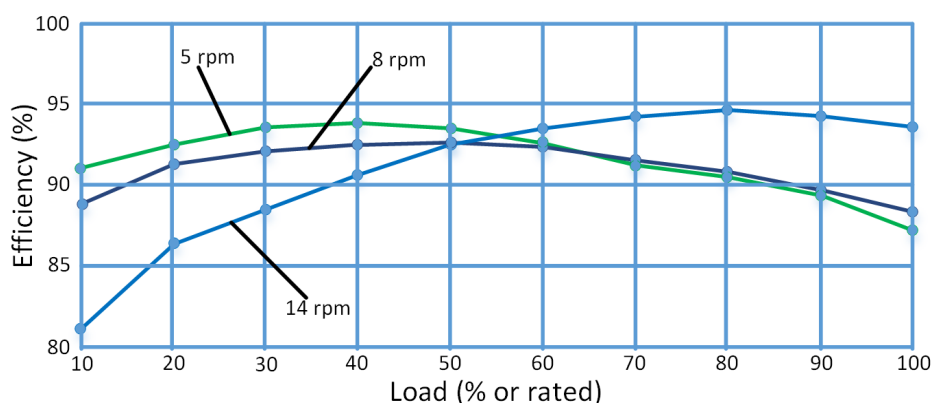


Fig. 4.30: Andamento del rendimento al variare del numero di giri e del carico.

4.4 Conclusioni

In questo lavoro si è analizzata una possibile strategia per soddisfare la crescente richiesta da parte del mercato dell'energia eolica di generatori in grado di essere accoppiati direttamente alla turbina. Il vantaggio dell'accoppiamento diretto risiede principalmente nella riduzione dei costi derivanti dalla manutenzione programmata e straordinaria associata ai moltiplicatori di giri e, in seconda battuta, elevare il rendimento complessivo di conversione. Uno degli obiettivi che ha permeato ogni aspetto della progettazione è stata la capacità di resistere ai guasti del generatore e la facilità di ripristinare il funzionamento del sistema di conversione in caso di malfunzionamento.

Dopo aver effettuato uno studio sulla migliore combinazione tra cave e poli da adottare si è scelto un avvolgimento concentrato combinato con una configurazione di rotore a magneti permanenti interni IPM. La configurazione di avvolgimento individuata è caratterizzata da dei moduli disaccoppiati elettromagneticamente tra loro e uniti in serie a formare un settore. Ogni settore può essere connesso ad un convertitore e così in parallelo alla rete.

Questa struttura consente di far funzionare a coppie i settori che costituiscono il generatore così in caso di guasto ad uno di essi è comunque possibile continuare a

produrre energia a potenza ridotta ed evitare un fermo del sistema. La struttura dell'avvolgimento e dei settori consente una facile sostituzione e manutenzione.

Il rotore IPM ha la peculiarità di resistere meglio alla possibile smagnetizzazione derivante da un cortocircuito inoltre i magneti sono stati protetti con una guaina in acciaio inox che li ripara dagli agenti atmosferici corrosivi che sono tipici dei luoghi a cui sono destinati questi generatori. La progettazione aveva come obiettivo la massimizzazione del rendimento del sistema di conversione, garantendo una buona resistenza ai guasti e una facile manutenzione minimizzando i costi di produzione.

La macchina così progettata è stata realizzata e, grazie alla struttura modulare, è stato possibile effettuare delle prove rigenerative senza l'utilizzo di macchina di trascinamento o di frenatura, gli unici componenti aggiunti durante la fase di prova sono stati un trasformatore e un rettificatore a diodi. I risultati ottenuti dalle prove hanno confermato i risultati delle simulazioni e quindi il sistema è stato testato con successo confermando i livelli di rendimento attesi.

4.5 Bibliografia capitolo 4

- [1] C. Smith, R. Thresher, R. Zavadil, E. DeMeo, R. Piwko, B. Ernst, T. Ackermann, "A Mighty Wind", *IEEE Power and Energy Magazine*, Mar./Apr. 2009, pp. 41-51.
- [2] <http://www.wwindea.org/hyr2015/>
- [3] Technology roadmap.
- [4] H. Wang, C. Nayar, J. Su, M. Ding, "Control and interfacing of a grid-connected small-scale wind turbine generator", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 6, no. 2, June 2011, pp. 428-434.
- [5] X. Chen, H. Sun, J. Wen, W.-J. Lee, X. Yuan, N. Li, L. Yao, "Integrating wind farm energy to the grid using hybrid multiterminal HVDC technology", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, Mar./Apr. 2011, pp. 965-972.
- [6] H. Li, Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons", *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123-138.
- [7] H. Polinder, F. F. A. Van Der Pijl, G. J. De Vilder, P. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, Sept. 2006, pp. 725-733.
- [8] Hui Li, Zhe Chen, Henk Polinder, "Optimization of multibrid permanent-magnet wind generator systems", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 24, no. 1, March 2009, pp. 82-92.
- [9] Y. Chen, P. Pillay, A. Khan, "PM wind generator topologies", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, Nov./Dec. 2005, pp. 1619-1626.
- [10] E. Spooner, A. C. Williamson, "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications", *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, Jan. 1996, pp. 1-8.
- [11] F. Luise, S. Pieri, M. Mezzarobba, A. Tassarolo, "Regenerative Testing of a Concentrated-Winding Permanent-Magnet Synchronous Machine for Offshore Wind Generation—Part I: Test Concept and Analysis", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.48, no.6, pp.1779-1790, Nov.-Dec. 2012.
- [12] F. Luise, S. Pieri, M. Mezzarobba, A. Tassarolo, "Regenerative Testing of a Concentrated-Winding Permanent-Magnet Synchronous Machine for Offshore Wind Generation—Part II: Test Implementation and Results", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.48, no.6, pp.1791-1796, Nov.-Dec. 2012.
- [13] A. Tassarolo, F. Agnolet, F. Luise, F.M. Mezzarobba, "Use of Time-Harmonic Finite-Element Analysis to Compute Stator Winding Eddy-Current Losses Due to Rotor Motion in Surface Permanent-Magnet Machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.27, no.3, pp.670-679, Sept. 2012.
- [14] H. Polinder, H. Lendenmann, R. Chin, W.M. Arshad, "Fault tolerant generator systems for wind turbines", *2009 IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf., IEMDC*, pp.675-681, 3-6 May 2009.