



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

**SVILUPPO E OTTIMIZZAZIONE DI UN MOTORE A  
RILUTTANZA PER SISTEMI DI VENTILAZIONE  
INDUSTRIALI**

*Relatore: Prof. Nicola Bianchi*

*Correlatore: Ing. Riccardo Torchio*

*Laureanda: Elisa Mantovan*

MATRICOLA: 2052291

Anno Accademico 2023/2024



# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione: motore sincrono a riluttanza</b>	<b>3</b>
1.1	Principio di funzionamento e parametri principali . . . . .	3
1.1.1	Effetto del rapporto di salienza su coppia e PF . . . . .	4
1.1.2	Effetto della saturazione: rapporto di isolamento $k_{air}$ . . . . .	6
1.1.3	Effetto del numero di poli . . . . .	8
1.2	Ripple di coppia . . . . .	8
1.2.1	Riduzione del ripple di coppia . . . . .	9
1.2.2	Modello analitico per la riduzione del ripple di coppia . . . . .	9
1.2.3	Estremità delle barriere . . . . .	11
1.3	Confronto tra PM e motori a riluttanza . . . . .	11
1.4	Motori a rotore esterno . . . . .	12
1.5	Avvolgimento distribuito e avvolgimento concentrato . . . . .	12
1.6	Forme delle barriere di flusso . . . . .	13
1.6.1	Equazioni delle barriere fluide . . . . .	13
<b>2</b>	<b>Ottimizzazione parametrica del motore a riluttanza</b>	<b>15</b>
2.1	Motore di riferimento: SPM . . . . .	15
2.2	Motore a riluttanza 12/10 . . . . .	16
2.3	Differential Evolution . . . . .	19
2.4	Ottimizzazione parametrica tramite DE . . . . .	22
2.4.1	Configurazione 24/8 . . . . .	23
2.4.2	Configurazione 36/8 . . . . .	29
2.4.3	Configurazione 36/6 . . . . .	39
2.4.4	Configurazione 27/6 . . . . .	48
2.4.5	Configurazione 18/6 . . . . .	52
2.5	Analisi meccanica e strutturale . . . . .	53
<b>3</b>	<b>Ottimizzazione parametrica del motore a riluttanza assistito</b>	<b>59</b>
3.1	Effetto della temperatura sulle prestazioni del magnete . . . . .	60
3.2	Magnete necessario a saturare i ponticelli . . . . .	60
3.3	PMaREL ottenuto a partire dal REL ottimizzato . . . . .	61
3.4	Ottimizzazione tramite DE del PMaRM 27/6 . . . . .	62
3.4.1	Analisi del PMaREL a tre barriere . . . . .	63
3.4.2	Analisi del PMaREL a due barriere . . . . .	68
3.4.3	Osservazioni . . . . .	71

---

<b>4</b>	<b>Ottimizzazione Topologica</b>	<b>75</b>
4.1	Step per lo svolgimento della TO . . . . .	75
4.1.1	Step 1: calcolo della sensitività . . . . .	76
4.1.2	Step 2: interpolazione . . . . .	76
4.1.3	Step 3: risoluzione del problema di minimizzazione . . . . .	77
4.2	Risultati numerici . . . . .	77
4.2.1	Massimizzazione della coppia media . . . . .	78
4.2.2	Minimizzazione del ripple di coppia . . . . .	79
4.2.3	Minimizzazione del ripple con inizializzazione . . . . .	80
4.3	Analisi di sensitività della geometria . . . . .	81
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>83</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>87</b>



# Elenco delle tabelle

1.1	Proprietà di diverse classi di materiali magnetici [4]. . . . .	3
2.1	Dati geometrici di rotore e statore del motore SPM di riferimento. . . . .	17
2.2	Parametri di design e valori del DE per l'ottimizzazione parametrica. . . . .	24
2.3	Dati geometrici dello statore nel motore a riluttanza con configurazione 24/8. . . . .	24
2.4	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 24/8 con due barriere di flusso per polo. . . . .	26
2.5	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 24/8 con tre barriere di flusso per polo. . . . .	27
2.6	Valori corrispondenti ai minimi locali trovati numericamente risolvendo (2.6). . . . .	29
2.7	Dati geometrici dello statore nel motore a riluttanza con configurazione 36/8. . . . .	31
2.8	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con 2 barriere di flusso per polo. . . . .	32
2.9	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con tre barriere di flusso per polo. . . . .	33
2.10	Rendimenti nei punti di lavoro previsti dalla normativa. . . . .	38
2.11	Soluzioni ottimali per la riduzione del ripple di coppia dovuto alla 12° armonica ricavate con il metodo analitico con $N_b = 2$ . . . . .	41
2.12	Soluzioni ottimali per la riduzione del ripple di coppia dovuto alla 6° armonica ricavate con il metodo analitico con $N_b = 3$ . . . . .	42
2.13	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a singola barriera per polo. . . . .	44
2.14	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a due barriere per polo. . . . .	44
2.15	Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a tre barriere per polo. . . . .	45
2.16	Confronto prestazioni nel punto di lavoro nominale nella configurazione 36/6. . . . .	46
2.17	Prestazioni del motore 36/6 a tre barriere con pacco statorico ridotto. . . . .	47
2.18	Dati geometrici di rotore per la configurazione 27/6. . . . .	49
2.19	Dati geometrici di rotore e statore del motore a riluttanza ottimizzato 27/6 con barriere fluide e $N_b = 3$ . . . . .	51
2.20	Rendimenti nei punti di lavoro previsti dalla normativa per il motore 27/6 a tre barriere di flusso per polo. . . . .	51
2.21	Effetto della variazione del rapporto di isolamento nel motore 27/6 a due barriere. . . . .	52
2.22	Caratteristiche meccaniche del lamierino di rotore simulato. . . . .	56
3.1	Proprietà magnetiche dei magneti in ferrite ceramica e sinterizzata a 20°C. . . . .	59
3.2	Dati geometrici di rotore a riluttanza assistita in ferrite ottimizzato con configurazione 27/6 e tre barriere per polo. . . . .	64

3.3	Dati geometrici di rotore a riluttanza assistita in ferrite ottimizzato con configurazione 27/6 e due barriere per polo. . . . .	68
3.4	Confronto prestazioni e materiali tra l'SPM e i PMAREL ottimizzati tramite DE. . . . .	73
3.5	Proprietà magnetiche di alcuni magneti in NdFeB a 20°C per diverse classi termiche. . . . .	73
5.1	Confronto delle prestazioni tra i motori a riluttanza ottimizzati. . . . .	85

# Elenco delle figure

1.1	Identificazione degli assi $d$ e $q$ in un motore a riluttanza [2]. . . . .	4
1.2	Diagramma fasoriale di una macchina a riluttanza. . . . .	5
1.3	PF in funzione del rapporto di salienza. . . . .	6
1.4	Principali famiglie di motori sincroni a riluttanza: (a) Laminazione trasversale, (b) Laminazione assiale. . . . .	6
1.5	Definizioni geometriche del motore a riluttanza [11]. . . . .	7
1.6	Effetto del rapporto di isolamento sullo spessore delle barriere di flusso: (a) $k_{air} = 0.33$ , (b) $k_{air} = 0.56$ . . . . .	7
1.7	Rotore con anisotropia equamente distribuita proposto in[14]. . . . .	9
1.8	Riduzione del ripple proposto in [18] con configurazione: (a) "Romeo e Giulietta" e (b) "Machaon".	10
1.9	Diverse forme delle barriere di flusso a parità di $k_{air}$ e di angoli di barriera. . . . .	13
1.10	Linee equipotenziali ottenute dalla teoria di Joukowski. . . . .	14
1.11	Sovrapposizione tra campo generato dalle sole correnti di statore e equazione delle barriere fluide.	14
2.1	Motore a magneti permanenti superficiali in ferrite per impianti di ventilazione industriale. . . . .	16
2.2	Magnete superficiale in ferrite montato sul motore SPM. . . . .	16
2.3	Motore a magneti permanenti superficiali in ferrite modellato su FEMM. . . . .	17
2.4	Induzione al traferro a vuoto e carico nell'SPM. . . . .	18
2.5	Scomposizione armonica dell'induzione al traferro a vuoto e a carico nell'SPM. . . . .	18
2.6	Coppia dell'SPM a carico in un periodo elettrico. . . . .	19
2.7	Coppia di cogging dovuta alla presenza dei magneti a vuoto nell'SPM. . . . .	19
2.8	Andamento della coppia in funzione della posizione rotorica nel motore a riluttanza 12/10 con tre barriere per polo, in un periodo di coppia. . . . .	20
2.9	Induzione al traferro nel motore a riluttanza 12/10 dovuta all'interazione tra il campo magnetico di statore e l'anisotropia rotorica. . . . .	20
2.10	Saturazione nel motore 12/10 a riluttanza. . . . .	21
2.11	Scomposizione armonica della $fmm$ prodotta dalle correnti di statore nella configurazione 12/10 con avvolgimento a doppio strato. . . . .	21
2.12	Effetto della variazione dell'estremità sulla barriera più esterna. <b>(a)</b> Configurazione con $k_{shape} = 0.1$ ; <b>(b)</b> Configurazione con $k_{shape} = 0.5$ ; <b>(c)</b> Configurazione con $k_{shape} = 0.9$ . . . . .	23
2.13	Modello per la descrizione del raccordo usando le curve di Bezier e il coefficiente $k_{shape}$ . . . . .	23
2.14	Ottimizzazione multi-obiettivo tramite DE del motore a riluttanza 24/8 con dimensioni esterne pari a quelle dell'SPM e un numero di barriere per polo pari a $N_b = 3$ . . . . .	25
2.15	Confronto tra il fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione del motore a riluttanza 24/8 con rispettivamente tre e due barriere per polo. . . . .	25
2.16	Induzione magnetica a carico nei motori ottimizzati 24/8 per (a) due barriere di flusso per polo e (b) tre barriere di flusso per polo. . . . .	26

2.17	Effetto dello skewing sul motore a riluttanza ottimizzato 24/8 a due barriere di flusso per polo. (a) Scomposizione armonica della coppia su un periodo di $360^\circ/6/p$ in assenza di skewing. (b) Coppia in funzione dell'angolo di skewing e riduzione del ripple. . . . .	28
2.18	Effetto dello skewing sul motore a riluttanza ottimizzato 24/8 a tre barriere di flusso per polo. (a) Scomposizione armonica della coppia in assenza di skewing. (b) Coppia in funzione dell'angolo di skewing e riduzione del ripple. . . . .	28
2.19	Contour della coppia di armonica $Q/p = 6$ in funzione degli angoli di barriera con il modello analitico, con $Q = 24$ e $p = 4$ . . . . .	29
2.20	Ripple di coppia in funzione dell'angolo di barriera ottenuto con il metodo analitico per il motore a riluttanza con configurazione 24/8, considerando unicamente la sesta armonica (Eq. 2.5). . . . .	30
2.21	Avvolgimento di statore per il motore a riluttanza con configurazione 36/8 e angolo di raccorciamento pari a mezza cava. . . . .	30
2.22	Fronte di Pareto ottenuto con il DE per ottimizzare un motore a riluttanza 36/8 con le stesse dimensioni esterne dell'SPM, usando in (a) $N_b = 2$ e (b) $N_b = 3$ . . . . .	31
2.23	Confronto tra i due fronti ottenuti, scegliendo un numero di barriere pari a due o tre, per il motore a riluttanza nella configurazione 36/8. . . . .	32
2.24	Induzione magnetica a carico nei motori ottimizzati 36/8 per (a) due barriere di flusso per polo e (b) tre barriere di flusso per polo. . . . .	34
2.25	Effetto dell'eliminazione delle barriere sul ripple di coppia. (A) Tutte e tre le barriere, (B) Eliminazione della barriera più interna, (C) Eliminazione della barriera intermedia e più sottile. . . . .	34
2.26	Variazione della coppia in funzione dell'angolo di corrente per la determinazione dell'angolo di MTPA. . . . .	35
2.27	Simulazione a carico eseguita su un periodo elettrico corrispondente a $90^\circ$ meccanici, nei due motori ottimizzati con configurazione 36/8, per due e tre barriere per polo. . . . .	35
2.28	Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/8 a due barriere di flusso per polo. . . . .	36
2.29	Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/8 a tre barriere di flusso per polo. . . . .	36
2.30	Salienza in funzione della corrente per diversi tipi di motore. . . . .	37
2.31	Mappatura dei flussi di asse $d$ e $q$ nel motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con $N_b = 3$ . . . . .	37
2.32	Mappatura della coppia in funzione del carico elettrico, luogo dei punti in MTPA e in MTPV per il motore ottimizzato 36/8. . . . .	38
2.33	Mappa di efficienza del motore ottimizzato 36/8. . . . .	39
2.34	Mappe del ripple di coppia ottenute con il metodo analitico:(a) sesta armonica, (b) dodicesima armonica, (c) diciottesima armonica, (d) ventiquattresima armonica. . . . .	40
2.35	Fronti di Pareto individuati nell'ottimizzazione del motore 36/6 con (a) $N_b = 1$ , (b) $N_b = 2$ , (c) $N_b = 3$ . . . . .	43
2.36	Confronto tra i fronti ottenuti, scegliendo un numero di barriere per polo tra uno e due nel motore a riluttanza con configurazione 36/6. . . . .	43
2.37	Saturazione nella prova a carico dei tre motori ottimizzati con configurazione 36/6 con (a) $N_b = 1$ , (b) $N_b = 2$ , (c) $N_b = 3$ . . . . .	45
2.38	Coppia a carico in MTPA nella configurazione 36/6 per i motori selezionati. . . . .	46
2.39	Ampiezza delle armoniche di coppia principali normalizzate nel motore 36/6. . . . .	46
2.40	Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/6 a tre barriere di flusso per polo. . . . .	47
2.41	Salienza in funzione della densità di corrente nel motore a riluttanza 36/6. . . . .	48
2.42	Confronto fronti di Pareto nella configurazione 27/6 con due e tre barriere per polo. . . . .	49
2.43	Simulazione a carico su un periodo elettrico del motore ottimizzato 27/6 a tre barriere per polo con (a) coppia in funzione della posizione rotorica, (b) scomposizione armonica. . . . .	50
2.44	Mappa di induzione del motore 27/6 ottimizzato a tre barriere di flusso per polo. . . . .	50

ELENCO DELLE FIGURE

2.45	Mappatura dei flussi di asse $d$ e $q$ nel motore a riluttanza ottimizzato 27/6 a tre barriere di flusso per polo. . . . .	52
2.46	Luogo dei punti in MTPA e in MTPV per il motore ottimizzato 27/6 a tre barriere per polo. . . . .	53
2.47	Caratteristica meccanica e mappa di efficienza del motore ottimizzato 27/6 a tre barriere di flusso per polo. . . . .	53
2.48	Mappe di induzione a carico nel motore 27/6 ottimizzato a due barriere per polo: (a) soluzione con basso ripple di coppia, (b) soluzione con elevata coppia media. . . . .	54
2.49	Confronto a carico delle prestazioni dei motori in Tabella 2.21. . . . .	54
2.50	Salienza in funzione della densità di corrente nei conduttori per i motori ottimizzati con diverse configurazioni. . . . .	55
2.51	Fronte di pareto ottenuto nell'ottimizzazione del motore con configurazione 18/6. . . . .	55
2.52	Sforzi meccanici calcolati su un disco cavo con le formule analitiche e risolvendo un modello FEA. . . . .	56
2.53	Distribuzione degli sforzi di Von Mises nel motore 27/6 alla velocità di 1420 $rad/s$ . . . . .	57
2.54	Dettaglio degli sforzi di Von Mises sui ponticelli tangenziali. . . . .	57
2.55	Deformazione del motore 27/6 ottimizzato alla velocità nominale di 1420 $rad/s$ . . . . .	57
3.1	Induzione a vuoto dovuta alla presenza dei magneti nel PMaREL ottenuto a partire dal REL ottimizzato a due barriere per polo in configurazione 27/6. . . . .	61
3.2	Simulazione a carico eseguita per il PMaREL ottenuto dal REL ottimizzato 27/6 a due barriere di flusso per polo. . . . .	62
3.3	Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottenuto dal REL ottimizzato. . . . .	63
3.4	Fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione del PMaREL 27/6 a due e tre barriere di flusso per polo. . . . .	64
3.5	Induzione al traferro a vuoto nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo. . . . .	65
3.6	Coppia di cogging nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo. . . . .	65
3.7	Saturazione dei ponticelli per il solo effetto della presenza dei magneti nel PMaREL ottimizzato. . . . .	65
3.8	Coppia media in funzione dell'angolo di corrente nel PMaRM nella configurazione 27/6 a tre barriere per polo. . . . .	66
3.9	Coppia in funzione della posizione rotorica nel PMaREL a tre barriere ottimizzato. . . . .	66
3.10	Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo. . . . .	67
3.11	Effetto della smagnetizzazione del PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo. . . . .	67
3.12	Coppia di cogging nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo. . . . .	68
3.13	Saturazione dei ponticelli per il solo effetto della presenza dei magneti nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo. . . . .	69
3.14	Coppia in funzione della posizione rotorica in un periodo elettrico nel PMaREL a 2 barriere per polo. . . . .	69
3.15	Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo. . . . .	70
3.16	Scomposizione armonica dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato. . . . .	70
3.17	Effetto della smagnetizzazione sul motore PMaREL ottimizzato a due barriere per polo. . . . .	71
3.18	Iperboli isocoppia ottenute dalla mappatura dei flussi di asse $d$ e $q$ nel motore PMaREL ottimizzato. . . . .	71
3.19	Mappe di flusso sul secondo quadrante del motore PMaREL ottimizzato a due barriere di flusso per polo. . . . .	72
3.20	Fronti di Pareto a confronto del motore a riluttanza assistita usando magneti permanenti in ferrite e in terre rare. . . . .	73
4.1	Effetto del fattore di penalizzazione $\alpha$ sulla funzione di interpolazione polinomiale. . . . .	77
4.2	Coppia media e ripple di coppia nella TO con massimizzazione della coppia media a partire da rotore pieno. . . . .	78
4.3	Motore ottimizzato per la massimizzazione della coppia media con la TO a partire dal rotore pieno. . . . .	79
4.4	Coppia media e ripple di coppia nella TO con minimizzazione del ripple a partire da rotore pieno. . . . .	79
4.5	Motore ottimizzato per la minimizzazione del ripple di coppia con la TO a partire dal rotore pieno. . . . .	80

4.6	Coppia media e ripple di coppia nella TO con minimizzazione del ripple a partire dall'ottimizzazione parametrica. . . . .	80
4.7	Motore ottimizzato per la minimizzazione del ripple di coppia con la TO a partire dalla soluzione dell'ottimizzazione parametrica. . . . .	81
4.8	Motore tagliato a partire dalla soluzione della TO affinché sia realizzabile. . . . .	82
4.9	Dettaglio della barriera interna del motore tagliato. . . . .	82

# Abstract

L'interesse verso i motori a riluttanza è cresciuto costantemente nel corso degli ultimi decenni, sia grazie allo sviluppo dell'elettronica di potenza, sia ai vantaggi economici derivanti dall'assenza di magneti permanenti in terre rare. L'elevata densità di coppia e la sua robustezza, unitamente alle ridotte perdite e alla possibilità di operare in un ampio range di velocità, fanno sì che questo motore sia particolarmente versatile e sfruttabile in molteplici applicazioni.

In questo lavoro si è studiata l'applicabilità di un motore a riluttanza a sistemi di ventilazione industriali, in sostituzione di un motore a magneti permanenti superficiali in ferrite. In particolar modo l'obiettivo è stato quello di ottenere la potenza desiderata mantenendo valori del ripple di coppia contenuti e tali da poter essere confrontati con il motore preesistente. Inizialmente si è provato a mantenere lo stesso statore dell'SPM, indagando l'effetto di cave frazionarie e avvolgimento concentrato sulla generazione di coppia. Una volta osservate le scarse prestazioni di questa configurazione è stato deciso di riprogettare lo statore, sfruttando modelli analitici e tecniche di ottimizzazione stocastiche. Simulando diverse configurazioni si sono selezionati i motori con le caratteristiche migliori e si è quindi proseguito con una caratterizzazione più approfondita. Successivamente si è indagata la possibilità di ottenere coppie maggiori ottimizzando un motore a riluttanza assistita con magneti in ferrite. Poiché il contributo maggiore rimane quello di riluttanza, è stato possibile ridurre significativamente il volume di magnete necessario alla macchina. I motori così ottenuti sono stati confrontati con un motore a magneti permanenti in terre rare: questo per verificare se la sua induzione residua maggiore potesse permettere di ottenere prestazioni sensibilmente migliori a fronte di un volume di materiale minore e tale da giustificare l'onere economico.





# Capitolo 1

## Introduzione: motore sincrono a riluttanza

L'interesse verso i motori a riluttanza (REL) è cresciuto costantemente nel corso degli ultimi decenni, sia grazie allo sviluppo dell'elettronica di potenza e degli algoritmi di controllo [1], sia ai vantaggi economici derivanti dall'assenza di magneti permanenti in terre rare. Quest'ultimo vantaggio risulta evidente anche in un'ottica strategica, legata alla volatilità e all'insicurezza del sistema di approvvigionamento di questi materiali, di cui l'Europa risulta sostanzialmente priva. L'esempio più recente è il rapido aumento dei prezzi nel periodo 2010-2014 [2], dovuto alla riduzione delle esportazioni da parte del maggior produttore mondiale, ossia la Cina, di cui l'Italia risulta essere costantemente tra i primi 10 paesi importatori [3]. La sostituzione e la progettazione di motori a riluttanza, privi di magneti permanenti, oppure a riluttanza assistita, con magneti deboli in ferrite, assume dunque un ruolo strategico.

Inoltre, se da un lato i magneti in terre rare come il NdFeB consentono ottime prestazioni grazie all'elevata induzione residua  $B_r$  e coercitività  $H_c$ , dall'altro soffrono di una bassa temperatura di Curie, che ne determina limitazioni termiche, e di una bassa resistenza alla corrosione, che introduce la necessità di un rivestimento protettivo. L'assenza di magneti nei motori a riluttanza permette quindi di sfruttare carichi elettrici superiori, in quanto non soggetti al problema della smagnetizzazione. L'eventuale impiego di ferrite per incrementare il fattore di potenza ( $PF$ ) e ridurre il ripple di coppia porta invece a doverlo nuovamente considerare, presentando questi magneti dei valori di coercitività e di induzione residua sensibilmente minori. Un paragone tra le proprietà magnetiche di classi diverse di materiali è riportato nella Tabella 1.1. Dall'energia specifica appare evidente come, a parità di volume, la forzante introdotta dalle ferriti sia molto inferiore rispetto a materiali come NdFeB o SmCo.

Materiale	$BH_{max}$ [ $kJ/m^3$ ]	$B_r$ [T]	$H_c$ [ $kA/m$ ]
NdFeB	220÷500	0.97÷1.45	740÷1000
SmCo	120÷240	0.85÷1.1	620÷840
Ferrite	7÷42	0.20÷0.48	120÷360
AlNiCo	10÷35	0.6÷1.16	40÷120

Tabella 1.1: Proprietà di diverse classi di materiali magnetici [4].

### 1.1 Principio di funzionamento e parametri principali

I motori sincroni anisotropi, come i motori a riluttanza o a magneti permanenti interni (IPM), consentono di sfruttare non solo la coppia di allineamento dovuta al magnete, se presente, ma anche la coppia di riluttanza dovuta all'elevata salienza della macchina. Rispetto alle macchine isotrope è infatti presente un termine aggiuntivo legato all'allineamento del rotore in corrispondenza della configurazione con il percorso a minore riluttanza magnetica, in corrispondenza del quale lo stato energetico del sistema è minore. Il percorso ad elevata permeabilità, ossia quello

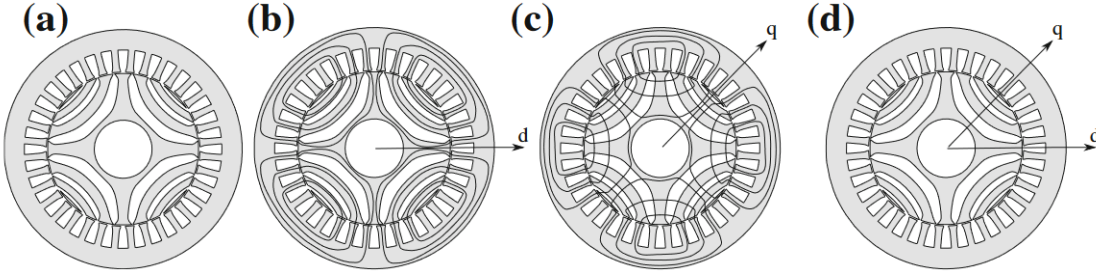


Figura 1.1: Identificazione degli assi  $d$  e  $q$  in un motore a riluttanza [2].

nel ferro rotorico, parallelo alle linee di flusso, viene identificato come asse  $d$  del sistema, mentre il percorso ad elevata riluttanza in corrispondenza delle barriere di flusso in aria figura come asse  $q$  (Figura 1.1). Esprimendo la coppia in termini di componenti  $d$  e  $q$  della corrente, si ottiene quindi la coppia elettromagnetica  $T_{em}$  del motore trifase:

$$T_{em} = \frac{3}{2}p \cdot [\lambda_{pm}i_q - (L_q - L_d)i_d i_q] \quad (1.1)$$

dove  $\lambda_{pm}$  è il flusso del magnete permanente,  $i_d$  e  $i_q$  le componenti di corrente di statore espresse nel sistema di riferimento rotante, e  $L_d$  e  $L_q$  le induttanze associate agli assi del sistema rotante. La coppia può quindi essere divisa in due contributi, il primo dei quali rappresenta la coppia dovuta alla presenza del magnete, che è proporzionale all'induzione dello stesso, e una coppia di riluttanza proporzionale alla differenza tra le due induttanze associate. Considerando un motore privo di magneti, a pura riluttanza, l'equazione (1.1) diventa la seguente (1.2):

$$T_{em} = \frac{3}{2}p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{\partial W_{mc}(i_d, i_q, \vartheta_m)}{\partial \vartheta_m} \quad (1.2)$$

dove  $W_{mc}$  rappresenta la co-energia magnetica in funzione del fasore spaziale di corrente e della posizione rotorica. Questo secondo termine, in particolare, tiene conto del ripple di coppia, in quanto il valor medio della co-energia in un periodo di rotore è nulla, quindi non contribuisce alla generazione di coppia media.

Usando un modello magnetico del motore a riluttanza, la coppia può anche essere espressa in funzione delle dimensioni geometriche ed elettromagnetiche (1.3), indicando con  $K_s(\vartheta_r)$  la distribuzione di corrente nello statore e con  $U_r(\vartheta_r)$  il potenziale scalare magnetico di rotore, tutto in funzione della posizione angolare del rotore stesso rispetto al sistema di riferimento statico dello statore.

$$T_{em} = \frac{\mu_0 D_s^2 L_{stk}}{g} \int_0^{2\pi} -U_r(\vartheta_r) K_s(\vartheta_r) d\vartheta_r \quad (1.3)$$

### 1.1.1 Effetto del rapporto di salienza su coppia e PF

Al fine di ottenere elevate coppie di riluttanza appare evidente la necessità di incrementare la differenza  $(L_q - L_d)$ , aspetto che si traduce nel volere raggiungere rapporti di salienza  $\xi$  elevati (1.4).

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (1.4)$$

Con questo proposito, il rotore deve essere progettato con un adeguato numero di barriere di flusso che si oppongano alla chiusura delle linee di campo lungo l'asse  $q$ , e con delle guide di flusso ottimali per il flusso di asse  $d$ . I limiti al raggiungimento del massimo possibile rapporto di salienza sono principalmente dovuti all'impossibilità di avere la permeanza dell'asse  $q$  nulla, che altrimenti determinerebbe la non chiusura dei flussi lungo l'asse  $d$ . Analogamente, la saturazione del percorso diretto determina un aumento della riluttanza, che inizialmente farebbe ipotizzare di aumentare la sezione del percorso stesso. Tuttavia, questo porterebbe al rischio di cortocircuitare magneticamente le aperture di cava dello statore. Un'ulteriore aspetto

critico è rappresentato dalla robustezza della struttura rotorica, che richiede la presenza di guide in ferro non solo per consentire la chiusura del circuito magnetico di asse  $d$ , ma anche per garantire l'integrità strutturale agli sforzi meccanici. In [5] vengono presentati alcuni dei valori massimi di  $\xi$  realizzati per motori a riluttanza.

La salienza, che di fatto è il principale fattore su cui agire per ottenere elevati valori di coppia media, influenza significativamente anche il fattore di potenza, aspetto su cui i motori a riluttanza presentano valori particolarmente bassi se confrontati con le macchine sincrone a magneti permanenti [6], [5], [7]. Per la determinazione del  $\cos \varphi$  si fa riferimento al diagramma fasoriale del motore sincrono riportato in Figura 1.2.

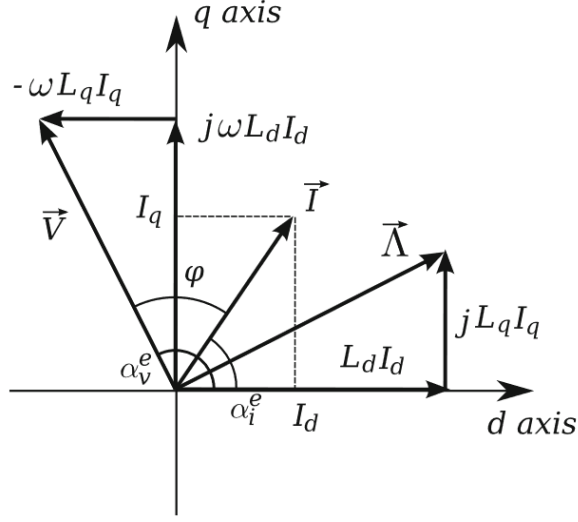


Figura 1.2: Diagramma fasoriale di una macchina a riluttanza.

Come già evidenziato da Kostko [8], per evitare efficienze e PF ridotti è necessario raggiungere elevati valori di salienza. Seguendo quanto riportato in [7] e [5], modellando il sistema in assenza di saturazione, si ottiene l'espressione (1.5), che evidenzia la dipendenza del  $\cos \varphi$  dalla salienza  $\xi$  e dall'angolo  $\alpha_i$  del fasore spaziale di corrente rispetto all'asse  $d$ .

$$\cos \varphi = (\xi - 1) \cdot \sqrt{\frac{\sin 2\alpha_i^e}{2(\tan \alpha_i^e + \xi^2 \cot \alpha_i^e)}} \quad (1.5)$$

Assumendo una resistenza di fase nulla, il massimo fattore di potenza è riportato in 1.6, raggiungibile solamente alimentando il motore con l'angolo di corrente mostrato in 1.7:

$$\cos \varphi_{max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (1.6)$$

$$\alpha_i = \sqrt{\xi} \quad (1.7)$$

A titolo di esempio, assumendo un valore di salienza di  $\xi = 10$ , in assenza di saturazione, e quindi applicando un angolo di corrente di  $45^\circ$ , si ottiene un  $\cos \varphi$  di 0.63. Alimentando invece il motore con  $\alpha_i^e = \sqrt{\xi}$  si raggiungono valori maggiori intorno a 0.8. Per questo motivo, l'inverter necessario al controllo del motore risulta sovradimensionato di un 20÷30 % rispetto alla potenza nominale della macchina. Un esempio dell'andamento del PF in funzione del rapporto di salienza è riportato in Figura 1.3. Si osserva come, pur aumentando la salienza con una progettazione ottimale, la criticità di un basso fattore di potenza rimanga una costante di questa tipologia di macchine. Infatti, oltre un certo  $\xi$ , sia alimentando il motore con l'angolo che massimizza la coppia per ampere (MTPA), sia alimentandolo con il vettore di corrente tale da massimizzare il PF, le due curve raggiungono un asintoto. Questo fenomeno è dovuto all'elevata potenza reattiva richiesta per magnetizzare il rotore.

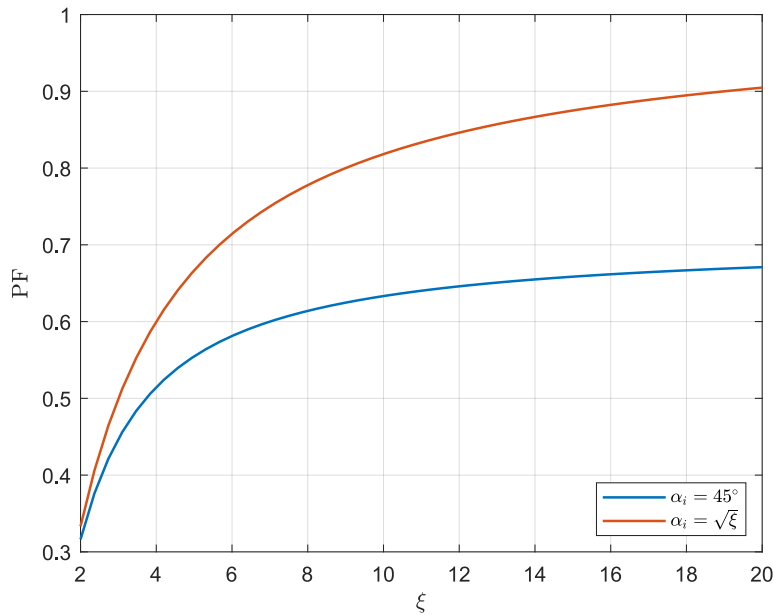


Figura 1.3: PF in funzione del rapporto di salienza.

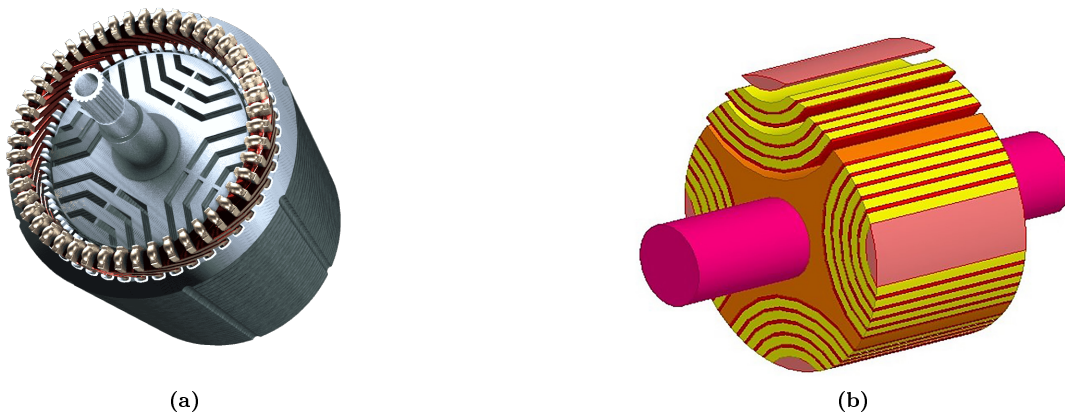


Figura 1.4: Principali famiglie di motori sincroni a riluttanza: (a) Laminazione trasversale, (b) Laminazione assiale.

### 1.1.2 Effetto della saturazione: rapporto di isolamento $k_{air}$

Come si è visto nelle sezioni precedenti per aumentare la coppia è necessario aumentare la riluttanza dell'asse  $q$ . Anziché eliminare la porzione di ferro del rotore corrispondente all'asse in quadratura, come avviene nei motori a poli salienti, Kotsko ha proposto per la prima volta in [8] una struttura a segmenti caratterizzata da più barriere di flusso. Nei lavori successivi alla deduzione di Kostko, due principali famiglie di motori a riluttanza sono state analizzate: la geometria segmentata con rotore a laminazione trasversale (Figura 1.4a) e la laminazione assiale (Figura 1.4b), che risulta però più complessa da produrre industrialmente. Come già evidenziato, infatti, è impossibile ottenere contemporaneamente un'elevata induttanza di asse diretto e una di asse in quadratura nulla. Per assicurare la reiezione del flusso dall'asse  $q$  è quindi fondamentale prevedere più guide nel ferro di rotore a cui corrispondano diversi livelli del potenziale magnetico, da cui si ottiene un rotore magneticamente diviso in segmenti. Fino a questo punto, le equazioni e i modelli precedentemente illustrati prevedevano l'ipotesi di assenza di saturazione del ferro, aspetto che, specie nelle macchine a riluttanza con anisotropia distribuita, risulta particolarmente limitante. Si definisce pertanto il coefficiente  $k_{air}$  per analizzare come vari il comportamento della macchina modificando lo spessore delle barriere di

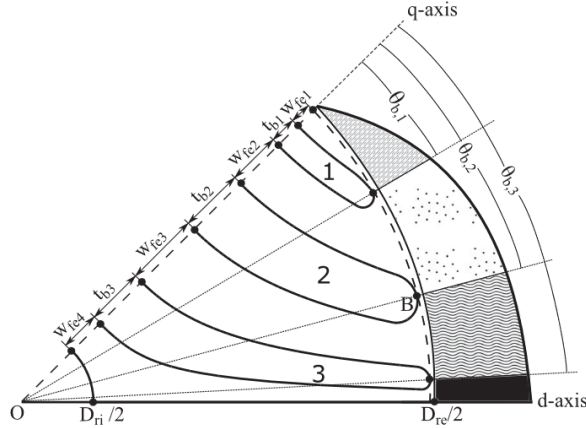


Figura 1.5: Definizioni geometriche del motore a riluttanza [11].

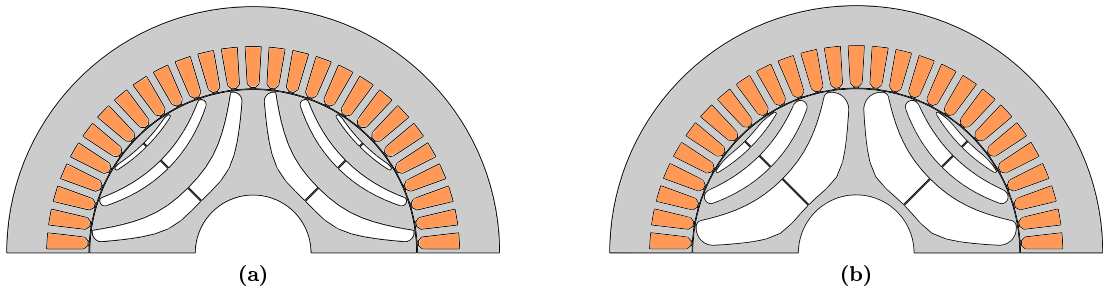
flusso in rapporto allo spessore totale delle barriere e delle guide di flusso (1.8). Tale parametro, introdotto in [1], incide significativamente sul valore della coppia media sviluppata [9], [10]:

$$k_{air} = \frac{\sum_{i=1}^{N_b} t_{bi}}{(D_{re} - D_{ri})/2} = \frac{\sum_{i=1}^{N_b} t_{bi}}{\sum_{i=1}^{N_b} t_{bi} + \sum_{i=1}^{N_b} w_{fei}} \quad (1.8)$$

dove  $t_{bi}$  è lo spessore della  $i$ -sima barriera,  $w_{fei}$  quello delle guide in ferro e  $N_b$  è il numero di barriere (Figura 1.5). In fase di progettazione questo valore deve essere selezionato tenendo in considerazione anche il rapporto di isolamento dello statore  $k_{air,s}$  (1.9), definito in funzione del passo polare  $p_s = \pi D_i / Q_s$  e della larghezza del dente di statore  $w_t$ .

$$k_{air,s} = \frac{p_s - w_t}{p_s} \quad (1.9)$$

Il valore di  $k_{air}$  dovrebbe avvicinarsi a quello di statore, affinché la macchina risulti equamente satura. Infatti, se da un lato incrementare il valore di  $k_{air}$  potrebbe far pensare a una riduzione del flusso magnetico di asse  $q$ , dall'altro si assisterebbe ad una contemporanea diminuzione del flusso di asse  $d$ , dovuto alla progressiva saturazione del ferro, con conseguente riduzione della coppia e quindi della potenza meccanica prodotta [9]. Un aspetto vantaggioso è invece rappresentato dal fatto che la saturazione del rotore determina la riduzione dell'intensità del flusso magnetico nello statore, con conseguente diminuzione delle perdite nel ferro, che quindi decrescono al crescere di  $k_{air}$  [10]. Un esempio di come la geometria cambi in funzione del rapporto di isolamento è riportato in Figura 1.6.


 Figura 1.6: Effetto del rapporto di isolamento sullo spessore delle barriere di flusso: (a)  $k_{air} = 0.33$ , (b)  $k_{air} = 0.56$ .

Una volta fissato l'ingombro del rotore e scelto il valore di  $k_{air}$ , lo spessore delle barriere viene determinato ipotizzando che il flusso magnetico al traferro segua una distribuzione sinusoidale (Figura 1.5). Infatti, lo spessore di ogni guida risulta proporzionale al flusso magnetico tra

le due barriere che divide [11]. L'equazione 1.10 è valida per le guide di indice  $1 \leq i \leq N_b$ , mentre per la guida finale si considera come valore medio di induzione quello espresso in (1.11). Una volta determinati i contributi per ogni guida, il rispettivo spessore viene calcolato come in (1.12).

$$B_{avg,i} = \frac{1}{\vartheta_{b,i} - \vartheta_{b,i-1}} \int_{\vartheta_{b,i-1}}^{\vartheta_{b,i}} B_d \sin(p\vartheta) d\vartheta \quad (1.10)$$

$$B_{avg,N_b+1} = \frac{1}{\pi - 2\vartheta_{b,N_b}} \cdot \int_{\vartheta_{b,N_b}}^{\pi/2} B_d \sin p\vartheta d\vartheta \quad (1.11)$$

$$w_{fei} = L_{Fe} \cdot \frac{B_{avg,i}}{\sum_{i=1}^{N_b+1} B_{avg,i}} \quad (1.12)$$

Lo spessore delle barriere viene invece determinato in modo tale da minimizzare il più possibile il flusso di asse  $q$ , seguendo quanto presentato in [1]. Questo è possibile facendo in modo che le barriere siano proporzionali alla radice quadrata dell'equivalente spessore e alla f.m.m. applicata  $F_i$ , come si vede nelle equazioni (1.13), (1.14), (1.15), (1.16):

$$F_{avg,i} = \frac{1}{\vartheta_{b,i} - \vartheta_{b,i-1}} \int_{\vartheta_{b,i-1}}^{\vartheta_{b,i}} F_q \cos p\vartheta d\vartheta \quad (1.13)$$

$$\Delta F_{q,i} = F_{avg,i} - F_{avg,i+1} \quad (1.14)$$

$$\Delta F_{q,N_b} = F_{avg,N_b} \quad (1.15)$$

$$\frac{t_{bk}}{t_{bh}} = \frac{\Delta F_{q,k}}{\Delta F_{q,h}} \sqrt{\frac{l_{b,k}}{l_{b,h}}} \approx \frac{\Delta F_{q,k}}{\Delta F_{q,h}} \sqrt{\frac{\vartheta_{b,k}}{\vartheta_{b,h}}}, \quad k \neq h \quad (1.16)$$

dove  $l_{b,k}$  è la lunghezza della  $k$ -sima barriera,  $\vartheta_{b,k}$  l'angolo di apertura e  $\Delta F_{q,k}$  è la differenza di forza magnetomotrice sempre sulla stessa barriera.

### 1.1.3 Effetto del numero di poli

L'impiego di un elevato numero di poli consente di ridurre la dimensione della corona di statore e rotore, influenzando notevolmente le dimensioni esterne della macchina. Tuttavia, essendo le perdite nel ferro di rotore proporzionali al quadrato della frequenza, a sua volta proporzionale al numero di poli, questo comporterebbe lavorare con elevate perdite. In particolare, la coppia di riluttanza dipende all'induttanza di magnetizzazione (1.17), che è a sua volta inversamente proporzionale al quadrato del numero di poli. Per questo motivo, i motori sincroni a riluttanza in commercio presentano principalmente un basso numero di poli, compreso tra 4 e 8 [2].

$$L_m = \frac{mD_r}{\pi p^2 g K_{carter}} \mu_0 l (k_{ws1} N_s)^2 \quad (1.17)$$

Un elevato numero di poli, anche nei motori a riluttanza assistita (PMaREL), determina quindi un effetto negativo sulla corrente di magnetizzazione e conseguentemente porta a lavorare con bassi PF [12]. È comunque interessante osservare come l'induttanza di magnetizzazione non sia costante ma cambi in funzione della tensione e della coppia. Infatti, aumentando la tensione aumenta anche il flusso, che potrebbe portare alla saturazione dei percorsi nel ferro. Analogamente, quando la coppia cresce anche le linee di flusso si concentrano, determinando un effetto simile a quanto sopra descritto [13].

## 1.2 Ripple di coppia

Un ulteriore aspetto critico dei motori a riluttanza consiste nell'elevato ripple di coppia dovuto all'interazione tra le armoniche spaziali del carico elettrico di statore, in particolare causate dalla periodicità introdotta dall'apertura delle cave, e l'anisotropia di rotore. Spesso infatti lo skewing

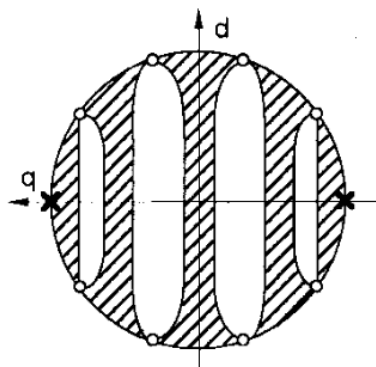


Figura 1.7: Rotore con anisotropia equamente distribuita proposto in[14].

del motore non risulta sufficiente a garantire una coppia più o meno costante [14] [15], oltre a rappresentare questo passaggio un'ulteriore voce di costo, soprattutto per quanto riguarda la produzione industriale.

### 1.2.1 Riduzione del ripple di coppia

In letteratura sono state proposte numerose soluzioni, prima tra le quali l'impiego di barriere equispaziate sulla periferia di rotore (Figura 1.7), il cui numero dipende dalle cave di statore [14]. È stata infatti dimostrata la possibilità di ottenere motori con basso ripple di coppia adottando un numero di cave equivalenti di rotore  $n_r$  che tenga conto del numero di cave per coppia polare di statore  $n_s = Q_s/p$ . Come notato in [14], infatti, se lo statore non presentasse aperture di cava la scelta di  $n_r$  non influenzerebbe il ripple di coppia e anzi, sarebbe opportuno incrementarlo il più possibile, limitatamente però alla realizzazione pratica della struttura stessa. Data l'inevitabile presenza dell'avvolgimento distribuito nelle cave di statore, che determina l'insorgere di armoniche spaziali che possono interagire con l'anisotropia rotore, è però fondamentale legare le due geometrie. In (1.18) è riportata la correlazione individuata nell'ipotesi di trascurare la saturazione del motore.

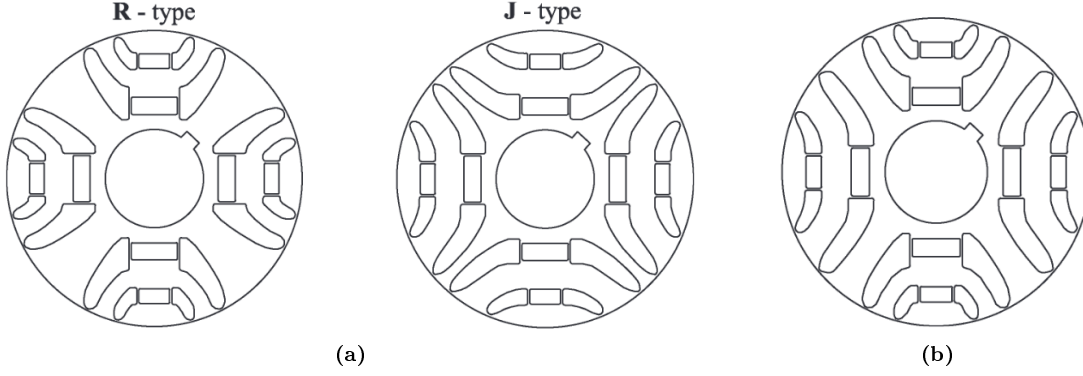
$$n_r = n_s \pm 4 \quad (1.18)$$

Tuttavia, questa formulazione non risulta sempre la soluzione migliore in termini di riduzione del ripple di coppia, anche se rappresenta un valido punto di partenza in una fase di progettazione preliminare del motore stesso, come notato anche in [9] e [16].

Ulteriori proposte avanzate sono: l'aumento del numero di cave per polo e del numero di barriere per polo [14], l'impiego di poli di rotore asimmetrici [17], che si traduce nell'adottare due diverse geometrie per le barriere di flusso, o in due lamierini successivi, nei motori noti come "Romeo e Giulietta" (Figura 1.8a), oppure nei poli adiacenti nello stesso lamierino, nei motori noti anche come "Machaon"[18] [19] (Figura 1.8b). Infine è stata testata la possibilità di sagomare il traferro in modo tale da diminuire ulteriormente le oscillazioni di coppia [20].

### 1.2.2 Modello analitico per la riduzione del ripple di coppia

La distribuzione delle barriere di flusso influenza significativamente il ripple di coppia. Sono stati proposti molteplici modelli analitici per determinare l'angolo ottimale delle barriere [14] [21] [22], al fine di eliminare le armoniche principali. Il modello semplificato proposto in [16] tiene in considerazione solo le armoniche di maggior disturbo e viene ricavato nell'ipotesi di assenza della saturazione del ferro, e quindi su un modello lineare del sistema in esame, e prevede di trascurare l'effetto dell'apertura di cava di statore e delle cadute di tensione magnetica sia di statore che di rotore. La coppia nasce dall'interazione tra carico elettrico  $K_s(\vartheta_r, \vartheta_m)$  (1.19) e potenziale magnetico di rotore  $U_r(\vartheta_r, \vartheta_m)$  (1.20), che dipende dal carico elettrico stesso e dalla



**Figura 1.8:** Riduzione del ripple proposto in [18] con configurazione: (a) "Romeo e Giulietta" e (b) "Machaon".

geometria delle barriere di flusso.

$$K_s(\vartheta_r) = \sum_{\nu} \hat{K}_{\nu} \sin [\nu p \vartheta_r + (\nu - 1) p \vartheta_m - \alpha_i^e] \quad (1.19)$$

$$U_s(\vartheta_r) = \int K_s(\vartheta_r) \frac{D}{2} d\vartheta_r = \sum_{\nu} -\frac{\hat{K}_{\nu}}{\nu} \frac{D}{2p} \cos [\nu p \vartheta_r + (\nu - 1) p \vartheta_m - \alpha_i^e] \quad (1.20)$$

Il traferro  $g$  si ipotizza essere sufficientemente piccolo da garantire che il flusso di induzione nello stesso abbia solo componente radiale 1.21, come presentato anche in [21].

$$B_g(\vartheta_r) = \mu_0 \frac{-U_s(\vartheta_r) + U_r(\vartheta_r)}{g} \quad (1.21)$$

La coppia si ricava integrando la densità della forza di Lorentz sulla superficie del traferro. Manipolando l'espressione (1.22) si ricava infine un'espressione che dipende sia dai parametri geometrici della macchina che da quelli elettromagnetici (1.23), dove con  $\langle T_{em} \rangle$  si indica la coppia media e con  $\Delta T_{em}$  l'oscillazione di coppia.

$$T_{em} = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\vartheta_r) K_s(\vartheta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\vartheta_r \quad (1.22)$$

$$T_{em} = \frac{\mu_0 D^2 L_{stk}}{g} \cdot \int_0^{2\pi} U_r(\vartheta_r) K_s(\vartheta_r) d\vartheta_r = \langle T_{em} \rangle + \Delta T_{em}(\vartheta_r) \quad (1.23)$$

Nonostante tutte le armoniche del carico elettrico introducano delle oscillazioni, le principali rimangono quelle dovute alla periodicità di statore, in particolare introdotte dal numero di cave per polo  $n_s$ , a cui sono associate le armoniche di cava di ordine  $\nu_1 = 1 + Q/p$  e  $\nu_2 = 1 - Q/p$ .

Indipendentemente dalla posizione rotorica, il ripple prodotto dall'armonica  $\nu$  (1.24) si può analizzare considerando due condizioni opposte, a seconda che la forma d'onda di  $K_s$  risulti una funzione pari o dispari rispetto all'asse  $q$  del sistema, come indicato in [16]. Infatti, se in un certo istante temporale la forma d'onda è pari rispetto a  $q$ , il contributo di coppia risulta nullo. Al contrario, se la forma d'onda è dispari, si ottiene un contributo istantaneo di coppia che può essere sia positivo che negativo, e che determina quindi la comparsa di un'oscillazione.

$$T_{em,\nu} = k_T 2p \int_{-\vartheta_b}^{\vartheta_b} U_{r1} K_s^{(\nu)}(\vartheta_r) d\vartheta_r \quad (1.24)$$

Le prime due componenti di ripple di coppia dovute al carico elettrico diventano allora  $\nu_1 = (1 - h)$  e  $\nu_2 = (1 + h)$  con  $h = 6n$ ,  $n \in \mathbb{N}$ . Generalizzando le considerazioni espresse fino ad ora, il ripple di coppia risulta fortemente dipendente dal numero di cave per polo di statore e dal numero di barriere di rotore per polo. Minimizzano numericamente (1.25) si ricavano gli angoli



delle barriere di flusso tali per cui la macchina presenti coppie con piccole oscillazioni.

$$[\Delta T_m^{(h)}]^2 \propto \left[ \sum_{i=1}^{N_b} \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{bi}^e)}{\nu_1} \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^{N_b} \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{bi}^e)}{\nu_2} \right]^2 \quad (1.25)$$

La validazione del modello lineare con simulazioni FEM e test sperimentali suggerisce come nella realtà l'effetto di saturazione dei materiali ferromagnetici determini ripple di coppia inferiori rispetto a quanto previsto dalle equazioni [16], almeno in condizioni di assenza di forte saturazione. Per questo motivo, data la complessità del problema, rimangono fondamentali le simulazioni, pur rimanendo questo modello un valido punto di partenza.

### 1.2.3 Estremità delle barriere

La struttura inizialmente proposta in [1] e illustrata in Figura 1.7 non è chiaramente meccanicamente realizzabile e durante il processo di laminazione è necessario lasciare dei ponticelli tangenziali, o *ribs*, tra le barriere. Esse devono avere uno spessore minimo tale da garantire la resistenza strutturale agli sforzi meccanici sul rotore. Proprio per ridurre la tensione massima su questi ponticelli viene di solito adottata una forma più o meno arrotondata, onde evitare la localizzazione degli sforzi alle estremità delle barriere, tipica delle forme più appuntite. Una volta disegnato il rotore è comunque opportuno validare la geometria ottenuta con simulazioni meccaniche.

La forma delle barriere incide significativamente sulla posizione delle aree saturate del ferro, a sua volta legato a  $n_r$ , e incide quindi anche sul ripple di coppia. In particolare, è stato osservato che, a parità di numero di cave per polo di statore e rotore, più la forma dell'estremità si allunga, quindi più la lunghezza tangenziale della costola aumenta, più cresce il ripple di coppia, visto che l'estremità tende ad avere due zone saturate anziché una [23]. Infatti, la localizzazione e la dimensione di queste aree incide sul numero equivalente di cave per polo di rotore, che come si è visto ha una grossa influenza sulle oscillazioni di coppia e in generale determina una riduzione del valore di coppia media [1]. Per questo motivo, durante la fase di progettazione è necessario ridurre lo spessore di questi elementi il più possibile, limitatamente a quanto previsto dalla meccanica, da cui consegue che macchine di dimensioni maggiori e con velocità nominali più alte debbano necessariamente avere ponticelli più spessi. Si osserva inoltre che il flusso necessario a saturare i ponticelli magnetici non produce un contributo di coppia media, di conseguenza dal punto di vista unicamente elettromagnetico esse dovrebbero essere assenti. Infatti, come si può vedere da un confronto proposto in [12], le simulazioni FEM dimostrano come la coppia media sia sensibilmente maggiore in un motore a riluttanza ideale, in assenza di ponticelli, rispetto allo stesso motore meccanicamente realizzabile.

Inoltre, poiché i ponticelli vengono saturati dalla forza magnetomotrice di statore, essi conducono una parte del flusso magnetico, influenzando la distribuzione di flusso al traferro. Dal punto di vista progettuale quindi, non solo le barriere devono essere costruite in modo tale da produrre una distribuzione sinusoidale di induzione al traferro (Sez. 1.1.2), ma anche le estremità vanno congiuntamente e attentamente disegnate. Per ottenere questa distribuzione, la larghezza dei ponticelli dovrebbe decrescere andando dall'asse  $d$  verso l'asse  $q$  in cui si trova la barriera di dimensioni più ridotte [14].

## 1.3 Confronto tra PM e motori a riluttanza

I punti di forza e di debolezza dei motori a magneti permanenti in terre rare e dei motori a riluttanza o riluttanza assistita vengono riassunti di seguito. Per applicazioni che richiedono la massima efficienza possibile e contemporaneamente la massima densità di coppia su volume, i motori con magneti in terre rare non possono essere sostituiti efficacemente con altre tipologie di macchine [2]. Inoltre, essi consentono un facile controllo grazie alla generazione di una coppia proporzionale alle componenti di corrente in quadratura. Come si è visto nell'introduzione, però, il costo e il monopolio dei giacimenti portano a limitazioni nella disponibilità di questi materiali. I motori a riluttanza o a riluttanza assistita, invece, consentono una maggiore flessibilità

in termini di materiali e costi. Inoltre, l'inserimento dei magneti all'interno del rotore stesso garantisce una protezione meccanica, per cui viene meno la necessità di eseguire il bendaggio degli stessi, come avviene negli SPM. Un aspetto interessante dei motori a riluttanza consiste nella resistenza ai guasti, dovuta al fatto che in caso di cortocircuito ad elevate velocità non vengono indotte correnti di statore. In generale, sia per i REL che per i PMaREL, sebbene il controllo sia complicato dalla presenza di entrambe le componenti di coppia del magnete e di riluttanza, l'anisotropia rotorica consente l'applicazione di algoritmi *sensorless*. Infine, nei motori a riluttanza, grazie all'assenza di magneti, la possibilità di sovraccarico è ampia e la massima velocità raggiungibile è vincolata solo da limiti meccanici.

## 1.4 Motori a rotore esterno

I motori a rotore esterno vengono spesso impiegati nelle applicazioni con ventilatori, sia integrando l'albero con la struttura rotorica nei ventilatori centrifughi, sia calettando le pale direttamente sul rotore in quelli assiali. Entrambe le soluzioni consentono infatti un risparmio in termini di ingombri per unità ma anche un buon bilanciamento, con conseguente riduzione degli sforzi sui cuscinetti [24]. Grazie alla dimensione del rotore, maggiore rispetto alla configurazione interna, il sistema presenta un'elevata inerzia, utile nelle modalità di funzionamento a velocità costante con carico variabile [25]. Questa caratteristica rende la configurazione a rotore esterno molto promettente anche per altre applicazioni, ad esempio nei generatori per impianti eolici, come dimostrato in [26].

Dal punto di vista progettuale, lo statore interno consente da un lato di aumentare il numero di spire per fase, con conseguente incremento della densità di coppia, e dall'altro di aumentare l'area di cava e quindi di diminuire i flussi dispersi [20], aspetto che rappresenta il principale vantaggio della configurazione a rotore esterno. Potendo usufruire di una maggiore superficie di rotore, è possibile progettare macchine con un elevato numero di poli, che tipicamente è limitato a 8 negli IPM a rotore interno. Questa considerazione viene però parzialmente vanificata nei motori a riluttanza o riluttanza assistita, dove, come visto in (1.17), il numero di coppie polari deve rimanere basso, al fine di ottenere elevate coppie di riluttanza. Infine, la presenza di magneti permanenti nel PMaREL consente, sempre nel rotore esterno, di usare ponticelli molto più sottili, il cui spessore è limitato unicamente da vincoli di produzione [27].

## 1.5 Avvolgimento distribuito e avvolgimento concentrato

Come descritto nei paragrafi precedenti il motore a riluttanza soffre di elevati ripple di coppia. Per questo motivo, storicamente ci si è concentrati su avvolgimenti di tipo distribuito, con un numero di cave per polo per fase intero [2]. Sfruttando il doppio strato, infatti, è possibile eliminare alcune delle armoniche spaziali principali del carico elettrico, contribuendo a una riduzione delle oscillazioni di coppia e ottenendo una configurazione di statore tale per cui ogni polo di rotore abbia la stessa posizione rispetto alle cave di statore in ogni istante.

Al contrario, negli avvolgimenti concentrati le testate non si sovrappongono, ma circondano unicamente un singolo dente di statore. Per questo motivo la parte non attiva degli avvolgimenti ha una lunghezza ridotta rispetto al caso degli avvolgimenti distribuiti, permettendo quindi un risparmio sia in termini di materiale che, di conseguenza, una riduzione delle perdite nel rame e quindi una migliore efficienza. Inoltre, consentono un maggiore riempimento delle cave di statore, fino a raggiungere nel caso limite un coefficiente di riempimento  $k_{fill}$  del 75% sfruttando una struttura segmentata di statore, come dimostrato in [28]. Garantiscono poi una ridotta coppia di impuntamento, una buona compatibilità nella regione di deflussaggio e, soprattutto, risultano meno soggetti ai guasti [29], grazie al totale isolamento elettrico tra le fasi, aspetto che li porta ad essere particolarmente indicati per applicazioni in cui la sicurezza sia un aspetto critico. Questa tipologia di avvolgimenti è tipica di un numero di cave per polo per fase frazionario, che consente di eliminare la periodicità tra cave e poli  $Q/p$ . L'aspetto critico degli avvolgimenti concentrati è la generazione di una f.m.m. che si discosta molto dall'ideale forma sinusoidale, in quanto contiene elevate armoniche e subarmoniche. Si determinano quindi effetti

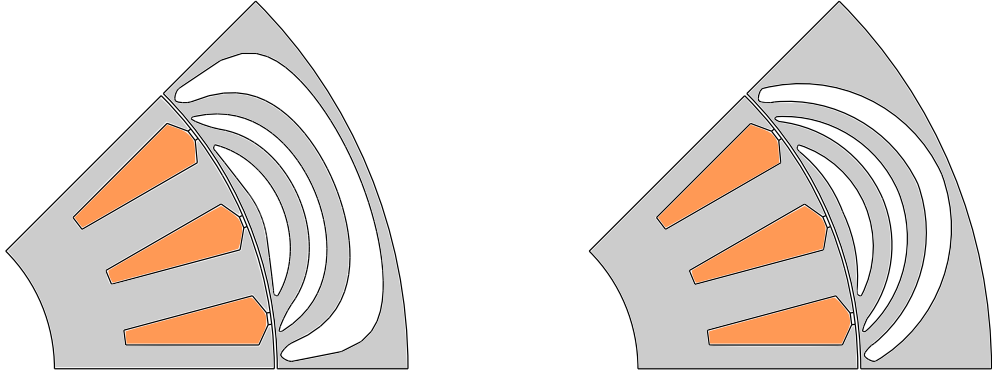


Figura 1.9: Diverse forme delle barriere di flusso a parità di  $k_{air}$  e di angoli di barriera.

parassiti come rumorosità, vibrazioni e forza magnetica non bilanciata, generalmente maggiori rispetto al caso degli avvolgimenti distribuiti. Tali avvolgimenti non sono indicati per macchine con traferri molto piccoli, come negli IPM e nei REL, in quanto gli aspetti vantaggiosi vengono vanificati dalla saturazione e quindi dall'elevato ripple di coppia e dalle perdite nel rotore [30].

## 1.6 Forme delle barriere di flusso

La forma delle barriere incide significativamente sia sulla coppia media che sul ripple di coppia. Infatti, per ottenere un'elevata densità di coppia è necessario che l'induttanza associata all'asse diretto sia molto elevata, mentre quella di asse in quadratura deve essere la più ridotta possibile (1.1). Come si è visto, è impossibile avere una permeabilità nulla di asse  $q$ , di conseguenza ci saranno dei flussi di asse in quadratura e una parte del flusso verrà usata per saturare i ponticelli magnetici. Affinché la coppia di riluttanza sia massima sarebbe quindi necessario che le barriere di flusso avessero una forma tale da risultare parallele alle linee di flusso di asse diretto, così da non ostacolarne la richiusura. Sono possibili infinite tipologie di barriere di flusso. Le più citate in letteratura, grazie al ridotto numero di parametri con cui è possibile descriverle, sono le barriere circolari, quelle segmentate e infine le fluide (Figura 1.9). Chiaramente, aumentando il numero di gradi di libertà che controllano la forma della barriera è possibile aumentare la coppia media e ridurre il ripple, penalizzando però il costo computazionale della procedura stessa [31].

### 1.6.1 Equazioni delle barriere fluide

La formulazione per la costruzione delle barriere fluide nasce da un'analogia con la descrizione del moto di un fluido incompressibile attorno un cilindro, come definito in [32], tramite la teoria delle mappe conformi e del potenziale di Joukowski sui profili alari. Inizialmente infatti queste equazioni sono state derivate per descrivere il flusso attraverso due piani infiniti che formano un angolo pari a  $\pi/p$ , in questo specifico caso, con un cilindro centrato nell'origine. La trattazione completa è presentata in [33]. Poiché si è visto come sia fondamentale ridurre al minimo il flusso attraverso l'asse  $q$  e massimizzarlo contemporaneamente lungo l'asse  $d$ , è necessario che le barriere di flusso siano disegnate in modo tale da risultare parallele alle linee di flusso di asse  $d$  e perpendicolari a quelle di asse  $q$  [11]. Sfruttando la teoria del potenziale di Joukowski si ottengono, per la configurazione a rotore interno, le successive equazioni per il potenziale (1.26) e per il raggio che descrive la barriera in funzione del potenziale stesso e dell'angolo (1.27), usando la notazione in coordinate polari:

$$\Psi = \frac{\sin(p\vartheta) \left[ \left( \frac{2r}{D_{ri}} \right)^{2p} - 1 \right]}{\left( \frac{2r}{D_{ri}} \right)^p} \quad (1.26)$$

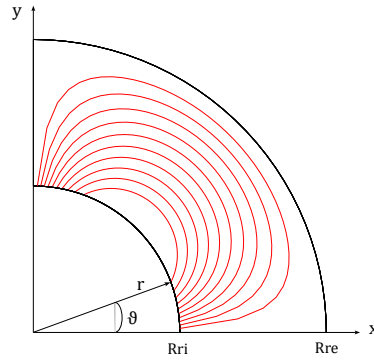


Figura 1.10: Linee equipotenziali ottenute dalla teoria di Joukowski.

$$r(\Psi, \vartheta) = \left( \frac{D_{ri}}{2} \right)^p \sqrt[2]{\frac{\Psi + \sqrt{\Psi^2 + 4 \sin^2(p\vartheta)}}{2 \sin(p\vartheta)}} \quad (1.27)$$

dove  $p\vartheta$  è l'angolo elettrico e  $D_{ri}$  il diametro interno di rotore, ovvero dove comincia l'albero in materiale non ferromagnetico. Analogamente si può descrivere l'andamento delle linee di flusso sul rotore esterno, trascurando anche in questo caso la presenza delle aperture di cava nello statore, che andrebbero a influire sul modello del sistema in quanto il flusso del fluido non sarebbe più uniforme e indisturbato prima di incontrare l'ostacolo rappresentato dalla fine del materiale ferromagnetico. Una validazione sperimentale dell'efficacia di questo metodo di progettazione delle barriere in un motore a rotore esterno è riportata in [34]. Un differente approccio per ricavare le equazioni per le barriere fluide sia per il rotore interno che esterno è invece proposto in [35].

$$\Psi = \frac{\sin(p\vartheta) \left[ \left( \frac{2r}{D_{re}} \right)^{2p} - 1 \right]}{\left( \frac{2r}{D_{re}} \right)^p} \quad (1.28)$$

$$r(\Psi, \vartheta) = \left( \frac{D_{re}}{2} \right)^p \sqrt[2]{\frac{\Psi + \sqrt{\Psi^2 + 4 \sin^2(p\vartheta)}}{2 \sin(p\vartheta)}} \quad (1.29)$$

Come prima, una volta definito un punto di partenza sul rotore si determina il potenziale corrispondente (1.28), definendo con  $D_{re}$  il diametro esterno di rotore. Usando l'equazione (1.29), facendo variare l'angolo dal punto di attacco alla fine della barriera, si descrive completamente la linea equipotenziale, come mostrato in Figura 1.10. In Figura 1.11 si è riportato il campo generato dalle sole correnti di statore in un motore con rotore pieno, in assenza di barriere di flusso che ne influenzerebbero inevitabilmente l'andamento. In sovrapposizione sono state inserite le linee isopotenziali ottenute con la teoria di Joukowski, al fine di illustrare come le barriere fluide approssimino in maniera semplice e fedele l'andamento delle stesse.

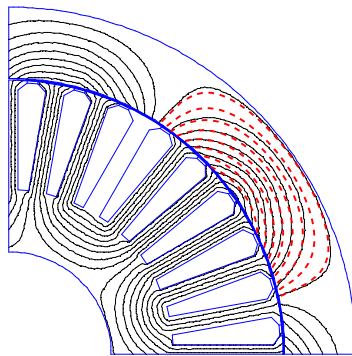


Figura 1.11: Sovrapposizione tra campo generato dalle sole correnti di statore e equazione delle barriere fluide.

## Capitolo 2

# Ottimizzazione parametrica del motore a riluttanza

In questo capitolo viene condotta un'ottimizzazione parametrica per progettare un motore a riluttanza con l'obiettivo di sostituire un motore a magneti permanenti superficiali (SPM) pensato per essere applicato negli azionamenti per impianti di ventilazione industriale. Inevitabilmente, un motore anisotropo presenterà un ripple di coppia superiore rispetto ad uno isotropo. Tuttavia, sfruttando la coppia di riluttanza e, nel caso del motore a riluttanza assistita progettato nel capitolo successivo, sommando il contributo dovuto al magnete, è possibile raggiungere densità di potenza nel primo caso confrontabili e nel secondo caso superiori rispetto al motore SPM di partenza. In particolare, si sono mantenuti costanti gli ingombri esterni del motore come vincoli geometrici.

Inizialmente si è tentato di mantenere lo statore originale, simulando quindi un motore a riluttanza in configurazione 12/10. Infatti, in letteratura ci si concentra storicamente sulla progettazione del rotore mantenendo lo statore preesistente [23], così da confrontare la coppia generata e l'ampiezza delle regioni di funzionamento. Tuttavia, come si è visto anche nel Capitolo 1, la forte correlazione tra armoniche di corrente di statore e anisotropia rotorica suggerisce che la progettazione congiunta di entrambi possa portare a valori di coppia e di ripple migliori. Per questo motivo, dopo aver confermato come un avvolgimento concentrato con un numero di cave per polo per fase frazionario e non ottimale generi una coppia media estremamente bassa, si è deciso di considerare configurazioni diverse, modificando di conseguenza anche lo statore. Come primo passaggio si è individuata una geometria preliminare sfruttando i modelli analitici presentati nel capitolo introduttivo. Successivamente, dopo aver individuato i parametri che più influenzano le prestazioni del motore, si è eseguita un'ottimizzazione multi-obiettivo tramite algoritmi stocastici, in particolare il DE, basandosi quindi sulla logica di Pareto. Selezionando i motori con le prestazioni migliori dal fronte di Pareto si sono poi eseguite delle analisi più approfondite. In questo lavoro sono stati utilizzati codici scritti su MATLAB e FEMM per le simulazioni agli elementi finiti.

### 2.1 Motore di riferimento: SPM

Il motore di riferimento con cui si è scelto di fare un confronto è un SPM a rotore esterno, con configurazione 12/10, ossia con un numero di cave  $Q_s$  pari a 12 e numero di poli  $2p$  pari a 10 (Figura 2.1), con potenza nominale di 3700 W alla velocità  $n_n$  di 1420 rpm. I magneti superficiali in ferrite sinterizzata sono invece riportati in Figura 2.2. Rispetto ai magneti in terre rare, sono materiali caratterizzati da un'induzione residua minore. A vuoto infatti la fondamentale dell'induzione al traferro risulta pari a 0.38 T. Chiaramente, a parità di coppia media generata l'impiego di magneti in terre rare consentirebbe di utilizzare un minor volume di materiale magnetico e di limitare anche l'ingombro esterno del motore.

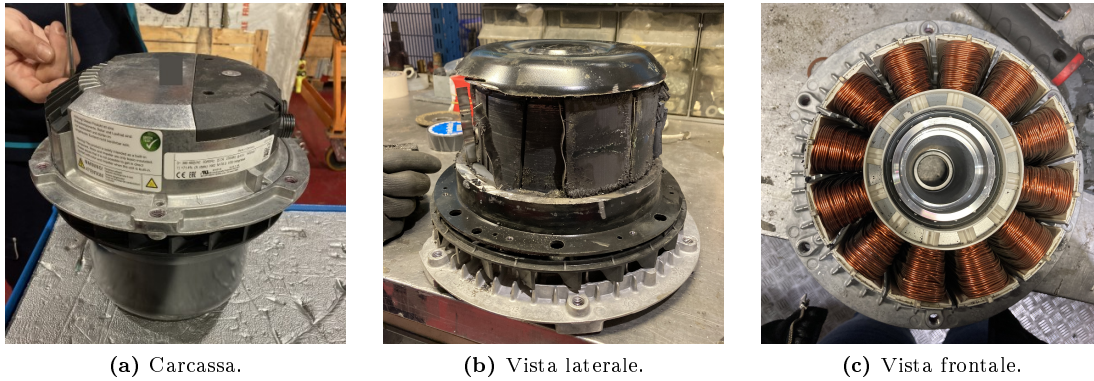


Figura 2.1: Motore a magneti permanenti superficiali in ferrite per impianti di ventilazione industriale.

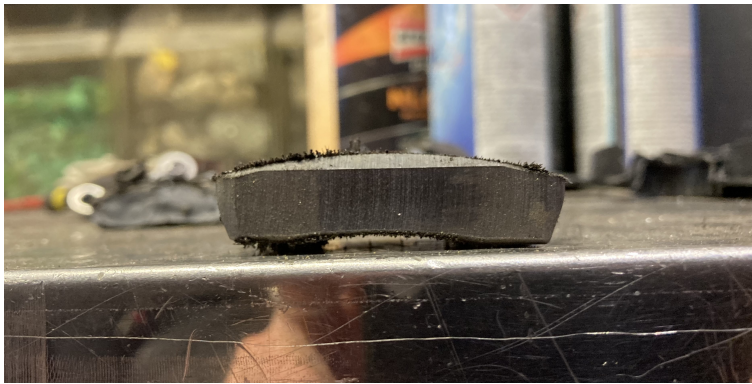


Figura 2.2: Magnete superficiale in ferrite montato sul motore SPM.

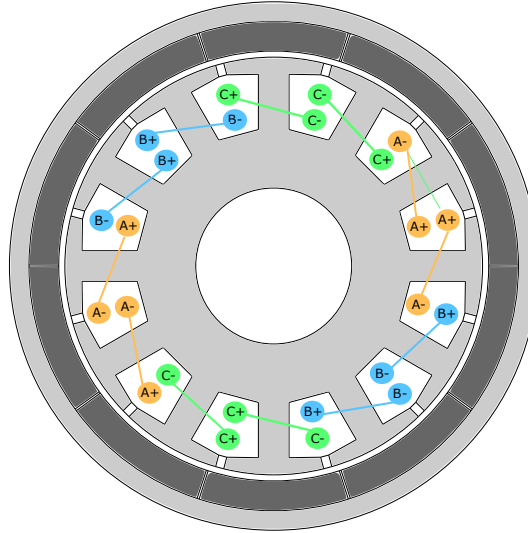
Dai dati di targa e dalle dimensioni del motore reale (Tabella 2.1) si è ricavato un modello su FEMM (Figura 2.3) per simulare i valori di coppia media e ripple alla velocità nominale  $n_n$  da usare come modello e confronto per le ottimizzazioni successive. Data la coppia nominale di 25 Nm, questo motore presenta oscillazioni di coppia estremamente ridotte, pari al 2.7% (Figura 2.6), grazie alla totale isotropia rotorica. Esse sono infatti determinate unicamente dalle armoniche spaziali di corrente introdotte dall'avvolgimento concentrato e dalle aperture delle cave di statore, ma non dall'interazione tra le prime e l'anisotropia rotorica, come invece avviene nel caso del motore a riluttanza. L'induzione al traferro a vuoto e carico e le rispettive scomposizioni armoniche sono riportate in Figura 2.4 e in Figura 2.5. Si osserva in particolare come la configurazione 12/10 con avvolgimento concentrato a doppio strato funzioni particolarmente bene nei motori SPM [30], caratterizzati da elevati traferri equivalenti. A vuoto la presenza di magneti in ferrite, contraddistinti da un'induzione residua sensibilmente minore rispetto ai magneti in terre rare come il NdFeB, permette di generare coppie di *cogging* contenute, con ampiezza dell'oscillazione pari allo 0.6% della coppia nominale generata (Figura 2.7).

## 2.2 Motore a riluttanza 12/10

Come primo passo si è voluto testare un motore a riluttanza che avesse lo stesso statore del motore SPM a dodici cave, progettando quindi unicamente il rotore con dieci poli. Lo spessore del ponticello magnetico, in questa sezione come nelle altre, è stato fissato pari a 0.6 mm. Il numero di cave per polo per fase è in questo caso pari a  $q = 0.4$ , numero frazionario che difficilmente si applica con successo nei motori a riluttanza, che funzionano al massimo bene con un  $q$  multiplo di 0.5. Infatti, le cave frazionarie determinano solitamente una ridotta coppia di riluttanza, nonostante l'impiego di due o tre barriere di flusso per polo [2]. In questi casi, la coppia viene generata praticamente in maniera univoca dai magneti eventualmente presenti nel

Geometria di statore			
Diametro interno	$D_{si}$	56	mm
Diametro esterno	$D_{se}$	150	mm
Lunghezza del pacco statorico	$L_{stk}$	94.5	mm
Numero di cave	$Q_s$	12	–
Larghezza dente	$w_t$	11	mm
Altezza cava di statore	$h_s$	26	mm
Apertura di cava	$w_{so}$	3.0	mm
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	4.3	mm
Geometria di rotore			
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Altezza magnete	$t_m$	11.9	mm
Corona di rotore	$h_{r,bi}$	6.9	mm
Magnete Y40			
Numero di poli	$2p$	10	-
Induzione residua	$B_{rem}$	0.450	T
Coercitività	$H_c$	286600	A/m

**Tabella 2.1:** Dati geometrici di rotore e statore del motore SPM di riferimento.



**Figura 2.3:** Motore a magneti permanenti superficiali in ferrite modellato su FEMM.

PMaREL, che di fatto si comporta quindi come un motore a magneti permanenti interni. Si osserva anche che con un numero di poli elevato un avvolgimento distribuito risulta complicato, mentre diventa più pratico progettare un avvolgimento concentrato.

Volendo mantenere inalterate le dimensioni esterne della macchina, lo spazio disponibile sul rotore per disporre le barriere di flusso risulta particolarmente ridotto. Note quindi entrambe queste osservazioni, non si è ritenuto opportuno eseguire la stessa ottimizzazione prevista nelle sezioni successive, bensì si è testato un motore con angolo di barriere ricavato usando il metodo analitico riportato in Sez. 1.2.2 per un numero di barriere  $N_b$  pari a tre. In Figura 2.8 viene riportata la simulazione che mostra l'andamento della coppia in funzione della posizione rotorica. Come previsto da quanto già osservato in letteratura, la coppia media generata presenta valori estremamente bassi, pari a 6.95 Nm, contro i valori di riferimento dell'SPM di 25 Nm. Il ripple

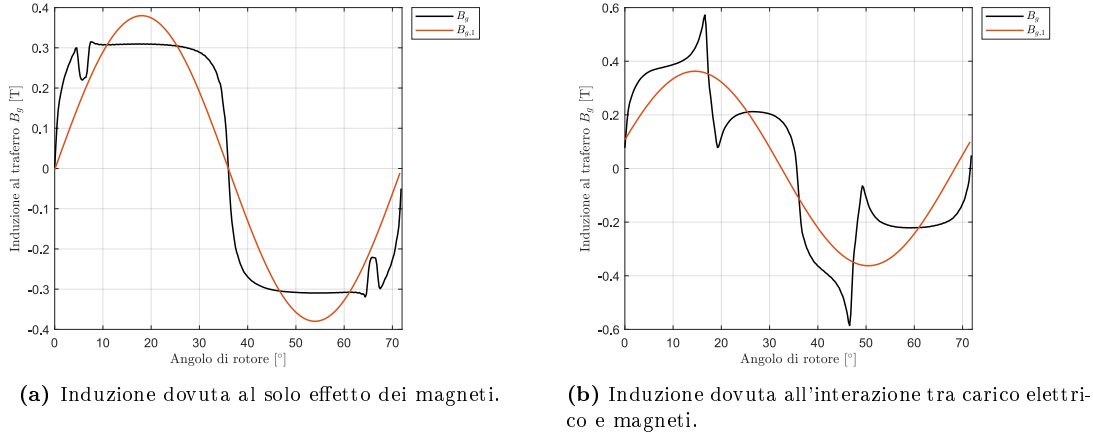


Figura 2.4: Induzione al traferro a vuoto e carico nell'SPM.

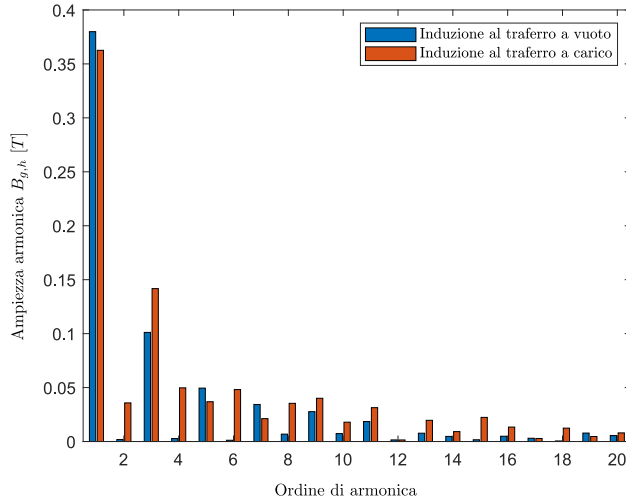


Figura 2.5: Scomposizione armonica dell'induzione al traferro a vuoto e a carico nell'SPM.

di coppia è invece totalmente inaccettabile per qualsiasi applicazione. Queste oscillazioni sono dovute alla variazione di coenergia in funzione della posizione del rotore, a sua volta determinata dalla variazione dei flussi concatenati. Una possibile causa di questo fenomeno sta nel ridotto numero di cave tipico dei motori a cave frazionarie: poiché il numero di denti è basso, mentre lo spessore di ogni dente è elevato, le linee di flusso seguono percorsi alternativi, determinando notevoli flussi dispersi [12].

In Figura 2.9a si riporta l'induzione al traferro dovuta all'interazione tra il campo magnetico generato dalle correnti di statore e l'anisotropia rotorica. Nonostante venga eliminata la periodicità dovuta alla combinazione di  $Q$  e  $p$ , si determina la comparsa di subarmoniche, anche evidenziate in Figura 2.9. La loro presenza determina in particolare perdite nel ferro di rotore, specialmente se non laminato, e uno sbilanciamento della saturazione dei poli [36], come si può vedere anche dalla mappa di induzione riportata in Figura 2.10. Si nota inoltre come l'elevato numero di poli determini una ridotta saturazione della corona di statore, che potrebbe quindi avere uno spessore minore. La forza magnetomotrice prodotta dall'avvolgimento concentrato a cave frazionarie è caratterizzata da un elevato contenuto armonico e, in particolare, dalla presenza di subarmoniche, come evidenziato in Figura 2.11. Infatti, sebbene sia solo la quinta a produrre una coppia media interagendo con i poli di rotore, sono presenti anche armoniche di ordine minore e con elevata ampiezza, che causano rumorosità ed elevate perdite nel ferro.



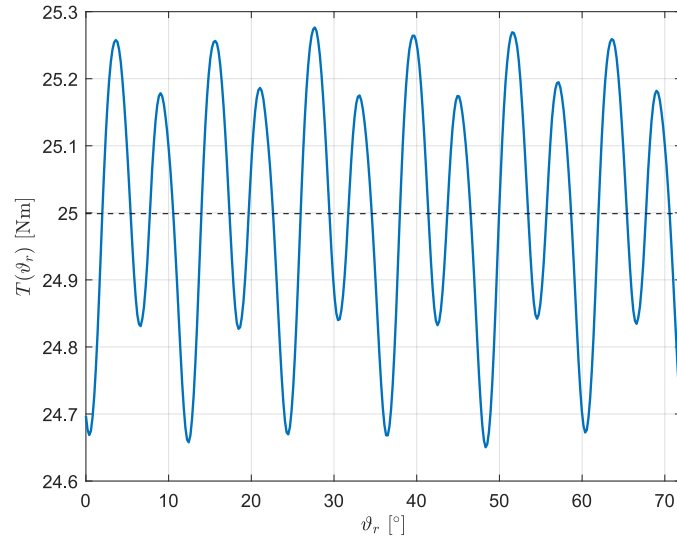


Figura 2.6: Coppia dell'SPM a carico in un periodo elettrico.

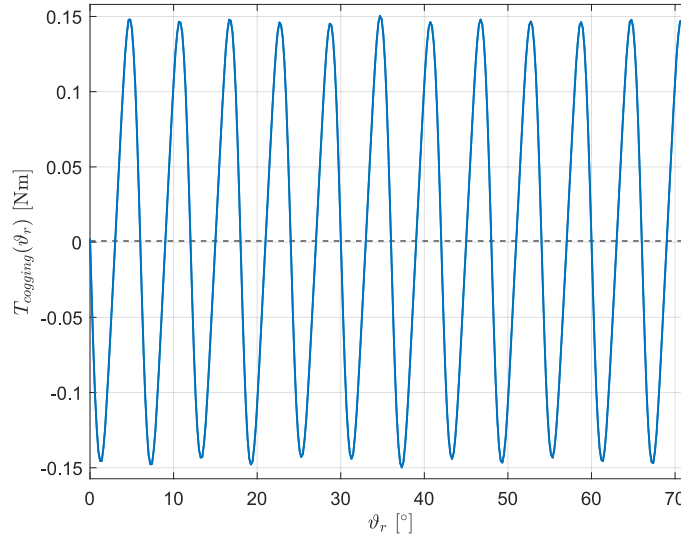
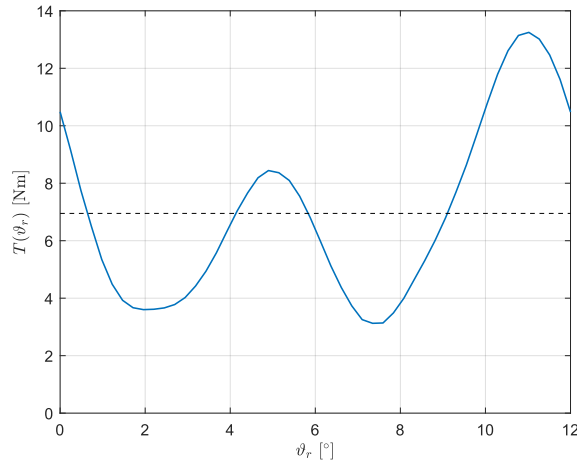


Figura 2.7: Coppia di cogging dovuta alla presenza dei magneti a vuoto nell'SPM.

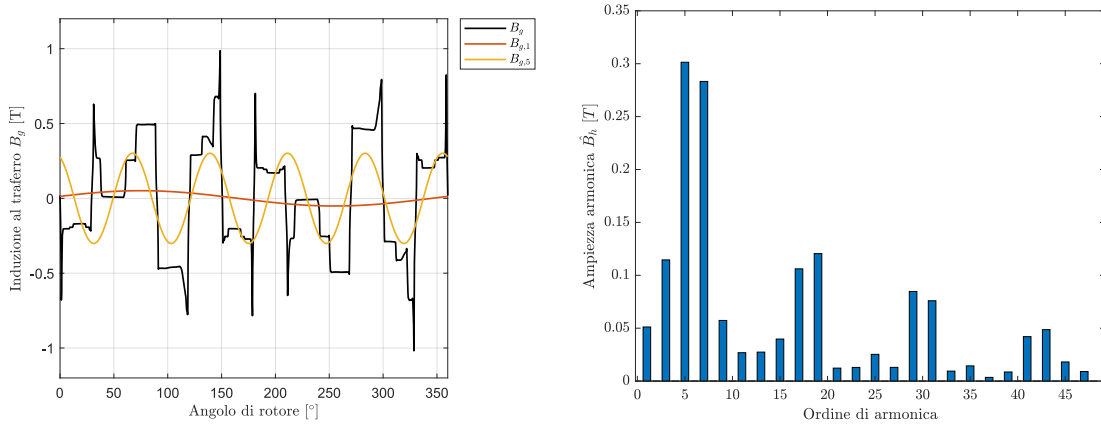
Mentre nel motore SPM l'elevato traferro effettivo limita l'effetto delle subarmoniche dovute alla reazione di indotto, nei motori a riluttanza il traferro più piccolo fa sì che l'effetto sia evidente. Infatti, trovando immediatamente ferro e non uno strato d'aria equivalente maggiore, le subarmoniche e le armoniche di ordine superiore generano un contributo di induzione che non produce coppia media interagendo con la fondamentale del carico elettrico, ma solo oscillazioni di coppia. Lo stesso si può pensare anche nei motori a riluttanza assistita, dove le ferriti generano un basso flusso e conseguenza un contributo di coppia limitato. Per questi motivi la configurazione 12/10 è stata scartata dalle opzioni e l'avvolgimento concentrato non è stato ulteriormente approfondito nel corso di questo lavoro. Risultati analoghi sono stati ottenuti in [37] e l'effetto di questo avvolgimento sui motori a riluttanza è stato analizzato con il metodo degli elementi finiti con maggior dettaglio in [36].

## 2.3 Differential Evolution

Nella prima parte della tesi si è svolta un'ottimizzazione parametrica tramite l'algoritmo *Differential Evolution* (DE) [38]. Il DE si è dimostrato essere particolarmente competitivo rispetto



**Figura 2.8:** Andamento della coppia in funzione della posizione rotorica nel motore a riluttanza 12/10 con tre barriere per polo, in un periodo di coppia.



**(a)** Induzione al traferro con prima e quinta armonica.

**(b)** Scomposizione armonica del campo di induzione per evidenziare le subarmoniche.

**Figura 2.9:** Induzione al traferro nel motore a riluttanza 12/10 dovuta all'interazione tra il campo magnetico di statore e l'anisotropia rotorica.

ad altri algoritmi basati sulla popolazione, e sta emergendo come strumento di ottimizzazione in molteplici ambiti [39]. La ricerca dell'ottimo è basata su un approccio stocastico e non richiede il calcolo del gradiente per individuare il minimo della funzione obiettivo. Rispetto alla classe di algoritmi basati sul calcolo del gradiente, questi metodi offrono il grande vantaggio di non rimanere intrappolati in ottimi locali, anche se una convergenza prematura potrebbe portare a mancare l'ottimo globale del sistema.

Il DE si può suddividere in due fasi, ovvero una prima inizializzazione e una successiva evoluzione della popolazione che rappresenta il set di soluzioni individuate nel corso dell'ottimizzazione. Nella prima fase viene generato in maniera casuale il set di parametri che definisce ogni individuo della generazione 0. Ogni individuo della generazione  $G$  viene definito come un vettore  $\mathbf{X}$  di  $D$  parametri. In altre parole, ogni generazione è data da un insieme di  $N$  vettori, ciascuno dei quali contenente i valori dei  $D$  parametri selezionati:  $\mathbf{X}_{i,G} = \{x_{i,G}^1, x_{i,G}^2, \dots, x_{i,G}^D\}$  con  $i = [1, N]$ . Si indicano i valori limite inferiore e superiore che ogni parametro può assumere rispettivamente con  $a$  e con  $b$ . Quindi, ogni parametro  $j$  dell'individuo  $\mathbf{X}_{i,0}$  viene assegnato come in (2.1).

$$x_{i,0}^j = a + (b - a) \cdot \text{rand}(0, 1) \quad (2.1)$$

Nella fase evolutiva si distinguono tre step: la mutazione, il *crossover* e la selezione. Nel

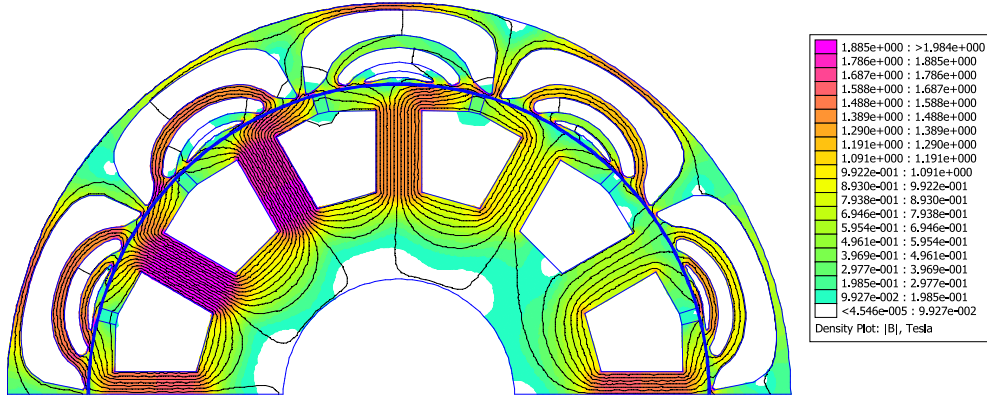


Figura 2.10: Saturazione nel motore 12/10 a riluttanza.

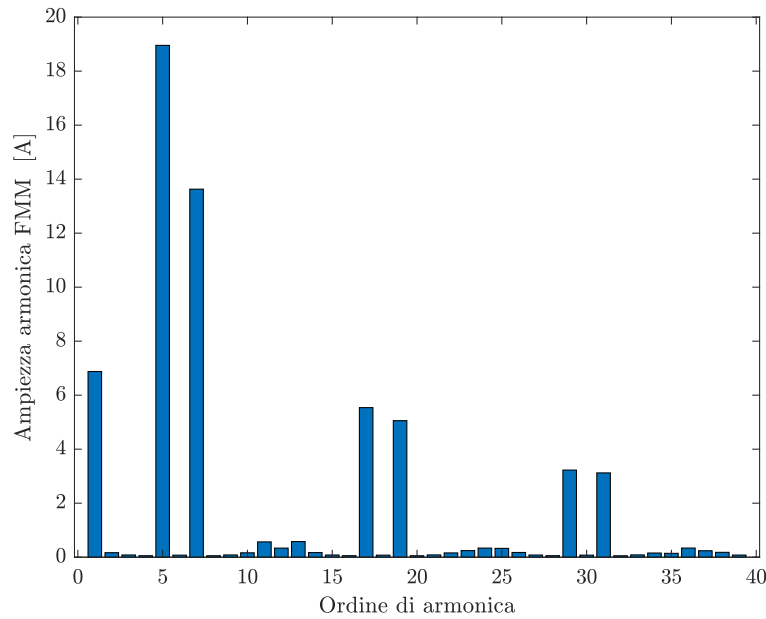


Figura 2.11: Scomposizione armonica della  $fmm$  prodotta dalle correnti di statore nella configurazione 12/10 con avvolgimento a doppio strato.

primo passaggio viene generato un vettore di mutazione  $\mathbf{V}_{i,G}$  per ogni individuo  $\mathbf{X}_{i,G}$ , come indicato in (2.2). Con  $F$  si identifica il fattore di scala che varia tipicamente tra 0.5 e 1 [40]. Valori maggiori potrebbero rallentare eccessivamente la convergenza, mentre al contrario valori ridotti potrebbero determinare una convergenza prematura verso ottimi locali. La strategia di mutazione usata in questo lavoro è la cosiddetta 'DE/best/1'. Infatti, il termine  $\mathbf{X}_{r1,G}$  è rappresentato da un punto casuale appartenente al fronte di Pareto aggiornato ad ogni iterazione. I vettori  $\mathbf{X}_{r2,G}$  e  $\mathbf{X}_{r3,G}$  sono invece i due donatori selezionati in maniera randomica dai membri della popolazione stessa.

$$\mathbf{V}_{i,G} = \mathbf{X}_{r1,G} + F \cdot (\mathbf{X}_{r2,G} - \mathbf{X}_{r3,G}) \quad (2.2)$$

Il vettore di mutazione viene poi incrociato con l'individuo di partenza generando il vettore  $\mathbf{U}_{i,G}$  nella fase di *crossover*. Il coefficiente di *crossover*  $CR$  è compreso tra 0 e 1, e indica la frazione di parametri che vengono mutati in ogni individuo. Valori crescenti accelerano la convergenza dell'ottimizzazione. Il DE utilizzato impiega un *crossover* di tipo binomiale (2.3).

$$\begin{cases} u_{i,G}^j = v_{i,G}^j & \text{se } \text{rand}_j[0,1] \leq CR \text{ o } j = j_{rand} \\ u_{i,G}^j = x_{i,G}^j & \end{cases} \quad (2.3)$$

Prima della selezione vera e propria si verifica che i parametri che caratterizzano l'individuo definito nella fase di *crossover* siano tutti contenuti all'interno del rispettivo range di variazione  $[a, b]$ . In caso contrario i parametri vengono reinizializzati. La selezione dell'individuo che sopravvive nella generazione successiva  $G + 1$  viene fatta valutando la funzione obiettivo sia per il vettore di partenza  $f(\mathbf{X}_{i,G})$  che per il vettore di *crossover*  $f(\mathbf{U}_{i,G})$ , sulla base di quanto riportato in (2.4).

$$\mathbf{X}_{i,G+1} = \begin{cases} \mathbf{U}_{i,G} & \text{se } f(\mathbf{U}_{i,G}) \leq f(\mathbf{X}_{i,G}) \\ \mathbf{X}_{i,G} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (2.4)$$

Nell'algoritmo si considera anche la presenza di un archivio esterno che immagazzini e aggiorni nel corso delle iterazioni le soluzioni non-dominate individuate nello spazio di ricerca. Il suo ruolo è quello di mantenere la diversità della popolazione nel corso delle generazioni, fornendo contemporaneamente un set di soluzioni che possano guidare verso la ricerca di ottimi migliori. Una dimensione eccessiva dell'archivio determina un rallentamento eccessivo della convergenza.

## 2.4 Ottimizzazione parametrica tramite DE

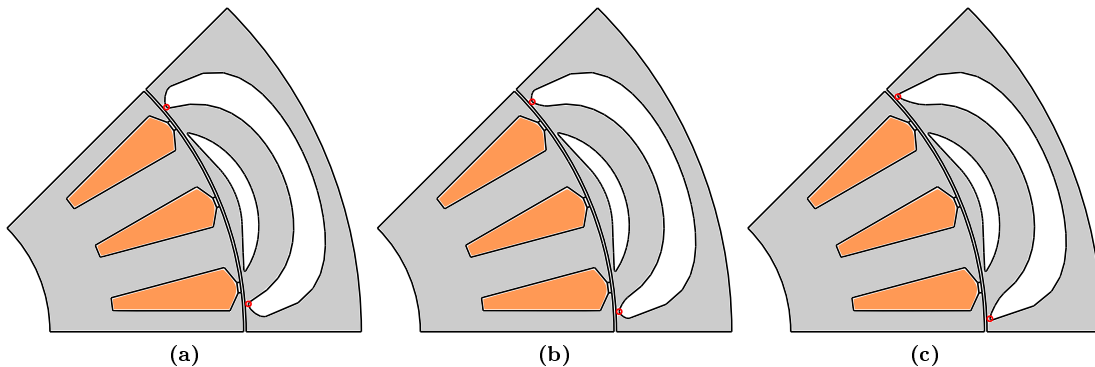
Nonostante la configurazione 12/10 sia ampiamente sfruttata in letteratura, specie nei sistemi di ventilazione azionati con SPM, si è visto che il motore a riluttanza lavora male con questa periodicità. Di fatti viene solitamente impiegato un numero di cave per polo per fase intero e con avvolgimenti di tipo distribuito, scelta su cui ci si è basati nelle successive ottimizzazioni. Questo ha portato a dover riprogettare lo statore, mantenendo invariato solamente il diametro al traferro. Sono rimasti costanti anche gli ingombri esterni della macchina, quindi i motori a riluttanza presentano lo stesso diametro esterno di rotore e lunghezza del pacco statorico del motore SPM di partenza.

Come si è visto nel capitolo introduttivo, il valore della coppia media è fortemente influenzato dal rapporto di isolamento, mentre il ripple di coppia dipende da molteplici fattori, tra i quali l'angolo e la forma della barriera e delle estremità. Per ridurre il costo computazionale dell'ottimizzazione parametrica si è scelto di ridurre i gradi di libertà legando lo spessore e la posizione di ogni barriera al coefficiente  $k_{air}$ , usando quanto esposto nella Sez. 1.1.2.

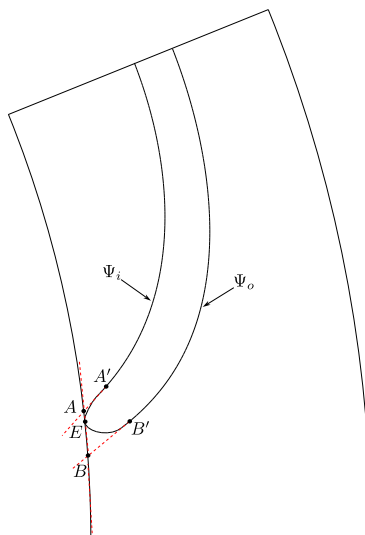
Le variabili di design individuate sono riportate di seguito:

- $k_{air}$ : è stato fatto variare in accordo con quanto calcolato analiticamente in funzione dell'induzione e del numero di poli. In questo modo è possibile valutare l'effetto della saturazione dei percorsi di asse  $d$  e  $q$  sul valore di coppia media.
- $N_b$ : il numero di barriere è stato imposto compreso tra un minimo di uno e un massimo di tre, a seconda della configurazione, così da valutarne l'effetto sul ripple di coppia. Non si è scelto di aumentarne il numero a causa delle ridotte dimensioni del rotore, per evitare la formazione di barriere troppo sottili e non realizzabili.
- $\vartheta_b^e$ : per ogni barriera l'angolo che va dalla bisettrice del polo (in corrispondenza dell'angolo  $\pi/2p$ ) al punto in cui essa tocca il diametro interno del rotore a meno dello spessore del ponticello magnetico è stato fatto variare da un minimo di  $5^\circ$  ad un massimo di  $180^\circ/2p$ , angolo per cui il percorso di asse  $d$  avrebbe una sezione nulla.
- $k_{shape}$ : è una variabile introdotta per modificare la forma delle estremità delle barriere e varia nell'intervallo  $[0,1]$ , in analogia con quanto presente in [2]. Infatti, una volta definite le linee equipotenziali che caratterizzano una barriera, la posizione effettiva della punta che cade sul diametro del ponticello magnetico è determinata da questo coefficiente (Figura 2.12). Quando  $k_{shape}$  è nullo, la punta cade sulla linea fluida interna della barriera, mentre quando assume un valore unitario si trova sulla linea esterna. Per tutti i valori intermedi, il punto finale del raccordo si trova tra i due punti di attacco delle linee che definiscono la barriera. La forma delle estremità è stata descritta usando due curve di Bezier, in modo tale da garantire sia la tangenza alla linea equipotenziale caratterizzata dal valore di  $\Psi$  a partire dal punto  $A'$ , sia la tangenza punto di contatto con il diametro del ponticello

definita dal punto  $E$ . Un esempio di come è stato costruito il raccordo è riportato in Figura 2.13.



**Figura 2.12:** Effetto della variazione dell'estremità sulla barriera più esterna. (a) Configurazione con  $k_{shape} = 0.1$ ; (b) Configurazione con  $k_{shape} = 0.5$ ; (c) Configurazione con  $k_{shape} = 0.9$ .



**Figura 2.13:** Modello per la descrizione del raccordo usando le curve di Bezier e il coefficiente  $k_{shape}$ .

Nelle sezioni a seguire il metodo di ottimizzazione scelto è stato il DE. I dati relativi ai valori utilizzati sono riportati in Tabella 2.2. La popolazione  $N$  è in realtà stata modificata a seconda del numero di parametri dell'ottimizzazione stessa, che dipende dal numero di barriere selezionato, così come i limiti del coefficiente  $k_{air}$  si sono aggiornati a seconda del valore determinato analiticamente. Per ogni motore generato, ossia per ogni individuo dell'ottimizzazione, è stata eseguita una simulazione in modo tale da determinare la fase del fasore spaziale di corrente per lavorare nella regione di *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA) e una prova a carico su un periodo elettrico, così da calcolare sia la coppia media che il ripple di coppia, ovvero le due funzioni obiettivo selezionate. Una volta trovato il fronte di Pareto si sono selezionati gli individui più promettenti, passando quindi ad un'analisi più approfondita delle caratteristiche dei motori.

### 2.4.1 Configurazione 24/8

Lo statore è stato modificato in modo tale da ottenere 24 cave, ossia progettando un motore con  $q$  unitario, ottenendo i dati geometrici riportati in Tabella 2.3. L'avvolgimento distribuito a doppio strato non consente con questo angolo di cava di  $\alpha_s^e = 60^\circ$  un raccorciamento ottimale

Parametri geometrici			
Parametro	Simbolo	Limite minimo	Limite massimo
Numero di barriere	$N_b$	1	3
Angolo di barriera	$\vartheta_b$	5°	180°/2p
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.3	0.7
Estremità barriere forma	$k_{shape}$	0.0	1.0
Differential evolution			
Numero di individui	$N$	70	120
Numero di iterazioni	$itmax$	50	90
Scaling factor	$F$	-	0.9
Crossover factor	$CR$	-	0.7

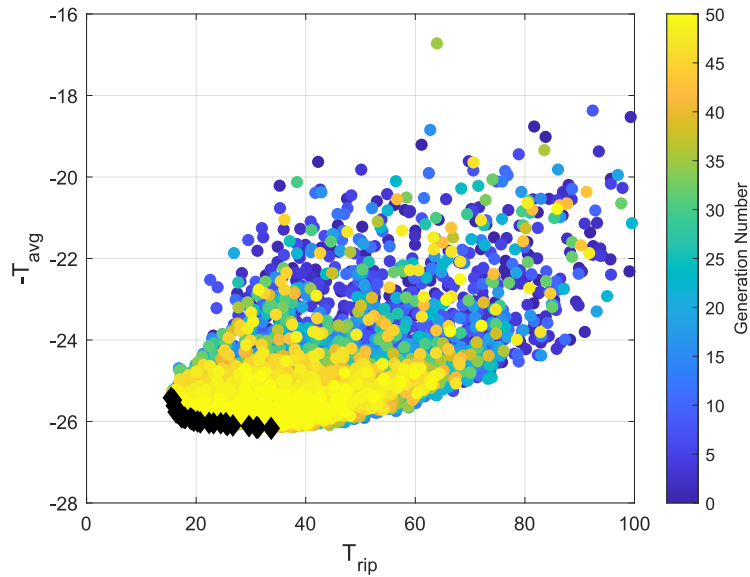
**Tabella 2.2:** Parametri di design e valori del DE per l'ottimizzazione parametrica.

Geometria di statore			
Diametro interno	$D_{si}$	56	mm
Diametro esterno	$D_{se}$	150	mm
Lunghezza del pacco statorico	$L_{stk}$	94.5	mm
Numero di cave	$Q_s$	24	–
Larghezza dente	$w_t$	8	mm
Altezza cava di statore	$h_s$	30	mm
Apertura di cava	$w_{so}$	1.8	mm
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.6	mm

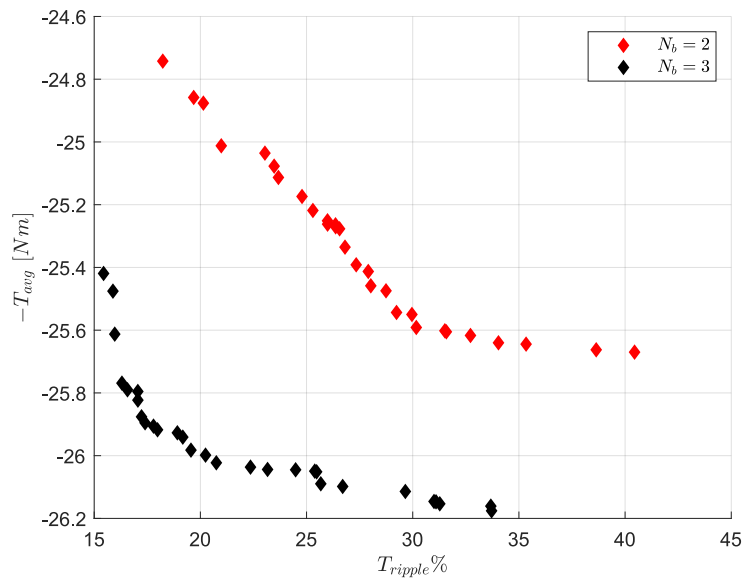
**Tabella 2.3:** Dati geometrici dello statore nel motore a riluttanza con configurazione 24/8.

e tale da eliminare la quinta o la settima armonico. Si è quindi scelto di raccorciare di una sola cava. Il numero di poli di rotore è stato ridotto a 8, così da poter sfruttare un'induttanza di avvolgimento maggiore (1.17) e dunque coppie di riluttanza superiori. In questa ottimizzazione il rapporto di isolamento massimo  $k_{air}$  è stato imposto prossimo a quello di statore  $k_{air,s}$ , che con questa geometria risulta essere pari a 0.59, in accordo con quanto visto nella Sez. 1.1.2. Si sono testate sia due che tre barriere di flusso per polo. Il carico elettrico è stato imposto pari a quanto ricavato nell'SPM, con una densità di corrente  $J$  di 6 [A/mm<sup>2</sup>], coerentemente con le ridotte dimensioni del motore. In Figura 2.14 è riportato il fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione usando tre barriere di flusso per polo, da cui si vede come per migliorare leggermente la coppia media aumenti in maniera esagerata il ripple di coppia. Si è quindi deciso di scartare gli elementi del fronte che si trovano più a destra, in quanto presentano valori di ripple inaccettabili per l'applicazione. Mettendo a confronto il fronte ottenuto nella configurazione a due e tre barriere, a parità di statore e carico elettrico, si vede come  $N_b = 3$  consenta di raggiungere mediamente risultati migliori (Figura 2.15). Questo a conferma di come nei motori a riluttanza ci sia un numero ottimale di barriere a seconda del numero di cave di statore. Vengono di seguito riportati i dati geometrici dei motori a due e a tre barriere di flusso individuati sul fronte di Pareto che rappresentano un buon compromesso tra le due funzioni obiettivo, prediligendo ripple di coppia al di sotto del 25% (rispettivamente in Tabella 2.4 e in Tabella 2.5).

I motori sono stati analizzati più approfonditamente e confrontati tra loro. In assenza di skewing, il motore a due barriere produce una coppia media di 25.3 Nm con un ripple del 24%, mentre la soluzione a tre barriere presenta caratteristiche migliori con una coppia media di 25.8 Nm e un ripple del 17%. Si osserva che il coefficiente di saturazione di entrambi i motori ottimizzati è effettivamente basso se confrontato con quello di statore. Questo è dovuto al



**Figura 2.14:** Ottimizzazione multi-obiettivo tramite DE del motore a riluttanza 24/8 con dimensioni esterne pari a quelle dell'SPM e un numero di barriere per polo pari a  $N_b = 3$ .



**Figura 2.15:** Confronto tra il fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione del motore a riluttanza 24/8 con rispettivamente tre e due barriere per polo.

ridotto spazio disponibile sul rotore stesso. Aumentano il valore di  $k_{air}$ , infatti, le guide del ferro si riducono a tal punto da determinare la saturazione del ferro e la conseguente mancata chiusura del flusso di asse  $d$  e quindi crollo della coppia generata.

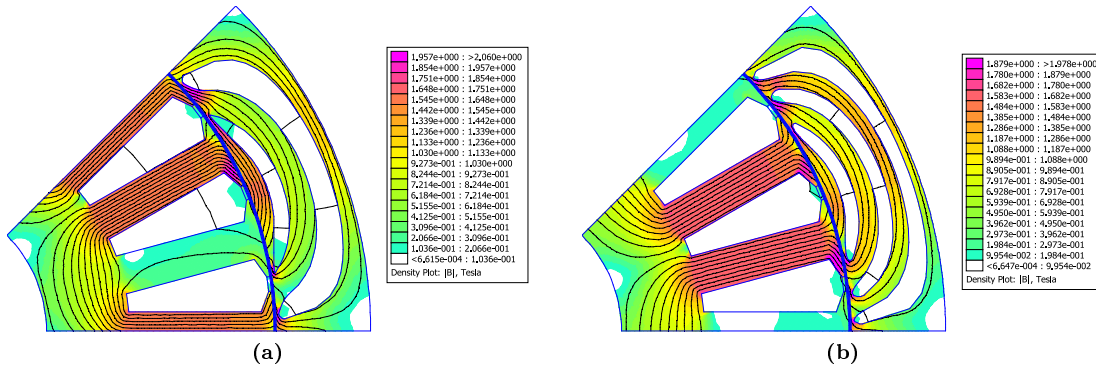
### Effetto dell'induzione sul ripple di coppia

Vengono riportate le mappe di induzione ottenute a carico per i due motori. In Figura 2.16a si vede come le zone sature dei ponticelli magnetici nel caso di due barriere di flusso siano più estese rispetto al caso a tre barriere in Figura 2.16b. Questo effetto si ripercuote sul coefficiente di Carter, aumentandone il valore. Infatti, l'ampia area satura in corrispondenza del bordo interno del rotore fa sì che il campo magnetico veda queste aree come aperture di cava "virtuali" di rotore, con permeabilità magnetica relativa  $\mu_r$  prossima a uno. Il fatto che al traferro né lo statore né il rotore si presentino come una superficie liscia fa sì che la forza

Geometria di rotore				
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm	
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm	
Coefficiente di saturazione	$k_{air}$	0.4	-	
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	13	°	
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	20	°	
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.91	-	
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.68	-	
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	3.6	mm	
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	4.8	mm	
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	2.6	mm	
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	2.9	mm	
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	4.1	mm	

**Tabella 2.4:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 24/8 con due barriere di flusso per polo.

magnetomotrice necessaria per magnetizzare il rotore sia più elevata, e che si abbia quindi un traferro equivalente maggiore rispetto a quello reale. La conseguenza di quest'ulteriore discontinuità introdotta dagli effetti di saturazione si traduce in un maggior ripple per il motore in Figura 2.16a, determinato dalla maggiore estensione dell'area satura, in accordo con quanto già osservato in [23]. Sempre dalle mappe di induzione si vede che nella configurazione a tre barriere tutti i percorsi nel ferro sono equamente sfruttati, mentre nel due barriere solo il primo percorso raggiunge valori di induzione elevati. Questo permette di aumentare la riluttanza di asse  $q$ , lasciando però un percorso di richiusura per il flusso di asse  $d$ . In entrambi i casi la corona statorica è particolarmente scarica e potrebbe quindi essere ridotta. Questo è anche dovuto all'elevato numero di poli della macchina.



**Figura 2.16:** Induzione magnetica a carico nei motori ottimizzati 24/8 per (a) due barriere di flusso per polo e (b) tre barriere di flusso per polo.

## Skewing

Come già discusso nel capitolo introduttivo, per ottenere ripple di coppia ridotti si deve scegliere un numero di barriere adeguato al numero di cave di statore [14]. Per ridurre il ripple di coppia, oltre a scegliere in maniera opportuna  $n_r$  e la forma delle estremità delle barriere, è possibile eseguire uno skewing del rotore e non dello statore, così da evitare l'aumento delle perdite nel rame a causa dell'incremento della lunghezza degli avvolgimenti. Risulta inoltre estremamente più pratico eseguirlo sul rotore, grazie all'assenza di materiale posto all'interno delle barriere, che consente quindi di eseguire uno skewing continuo. Al contrario, sarebbe più complesso



Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Coefficiente di saturazione	$k_{air}$	0.43	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	11	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	17	°
Angolo meccanico della terza barriera	$\vartheta_{b3}$	21	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.47	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.27	-
Forma estremità terza barriera	$k_{shape,3}$	0.55	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	2.9	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	3.6	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	2.5	mm
Quarta guida nel ferro	$w_{fe,4}$	1.5	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	2.6	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	2.5	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	2.4	mm

**Tabella 2.5:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 24/8 con tre barriere di flusso per polo.

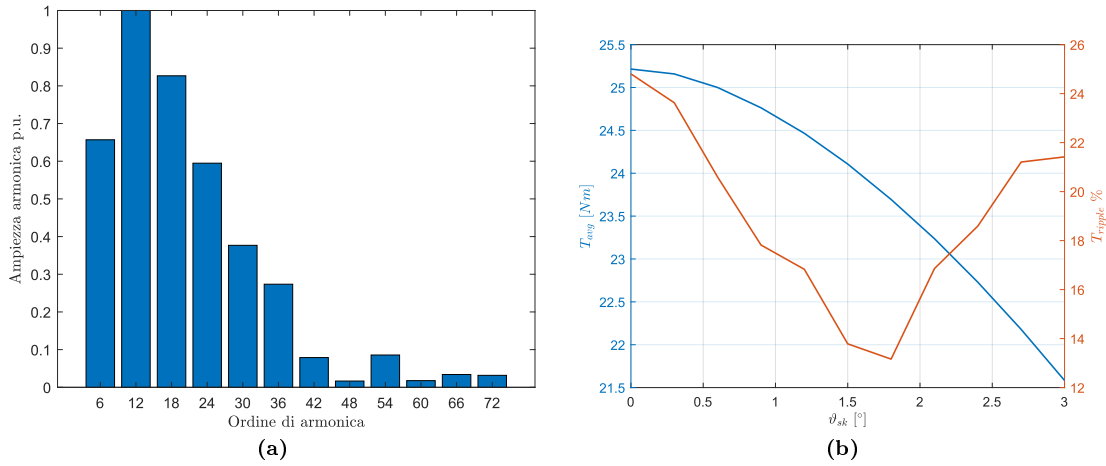
avvolgere il rame sui denti di statore con lamierini ruotati. Questa disposizione determina tuttavia una riduzione della coppia media. L'angolo di skewing dipende in generale dal numero di barriere per polo, e tipicamente funziona meglio quanto maggiori sono le barriere [41]. Per simulare l'effetto dello skewing si sono condotte due simulazioni aggiuntive: la prima spostando il rotore dalla posizione di allineamento aggiungendo un angolo positivo e pari a  $\vartheta_{sk}/2$ , mentre la seconda togliendo lo stesso angolo  $\vartheta_{sk}/2$ . Si è quindi fatta la media dei risultati per ottenere una stima della coppia della macchina nella sua interezza, pur non avendo simulato uno skewing continuo.

Nel motore a due barriere per polo una rotazione continua del rotore di un angolo pari a  $1.8^\circ$  permette di passare da un ripple del 24% al 14%, a fronte però di una riduzione della coppia media che scende a 23.7 Nm. L'angolo selezionato permette di ridurre principalmente la ventiquattresima armonica di coppia individuata in assenza di skewing (Figura 2.17a). Analogamente si è valutato se fosse possibile ridurre il ripple di coppia tramite skewing nel motore ottimizzato a tre barriere di flusso per polo. I risultati sono riportati in Figura 2.18. In questo caso l'angolo ottimale è di  $0.8^\circ$ , a conferma dello spostamento del contributo armonico verso ordini maggiori (Figura 2.18a). La rotazione estremamente contenuta consente di passare da un ripple del 17% ad uno dell'11.5%, con un leggero calo della coppia media che risulta pari a 25.5 Nm.

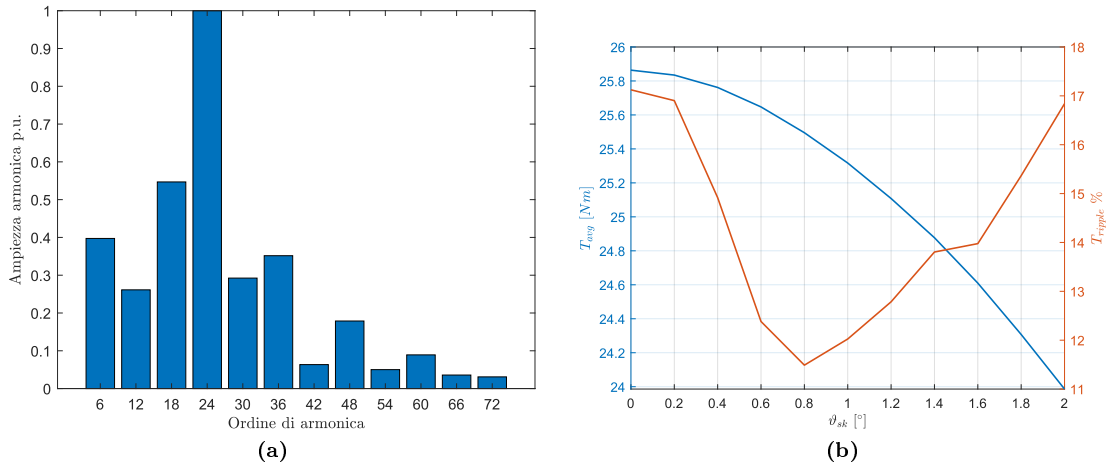
### Confronto con il metodo analitico

Seguendo quanto indicato in nella Sezione 1.2.2, si ricavano analiticamente i valori degli angoli di barriera, in modo da verificare se il motore così ottenuto sia effettivamente comparabile con il motore derivante dall'ottimizzazione parametrica. In particolare, nel motore con configurazione 24/8 le prime armoniche di disturbo dovute all'interazione tra cave di statore e poli di rotore sono quelle di ordine  $\nu_1 = 1 - Q/p = -5$  e  $\nu_2 = 1 + Q/p = 7$ . Per due barriere di flusso l'Eq. (1.25) da minimizzare si riscrive come in (2.5).

$$[\Delta T_m^{(h)}]^2 \propto \left[ \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{b1}^e)}{\nu_1} + \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{b2}^e)}{\nu_1} \right]^2 + \left[ \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{b1}^e)}{\nu_2} + \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{b2}^e)}{\nu_2} \right]^2 \quad (2.5)$$



**Figura 2.17:** Effetto dello skewing sul motore a riluttanza ottimizzato 24/8 a due barriere di flusso per polo. (a) Scomposizione armonica della coppia su un periodo di  $360^\circ/6/p$  in assenza di skewing. (b) Coppia in funzione dell'angolo di skewing e riduzione del ripple.

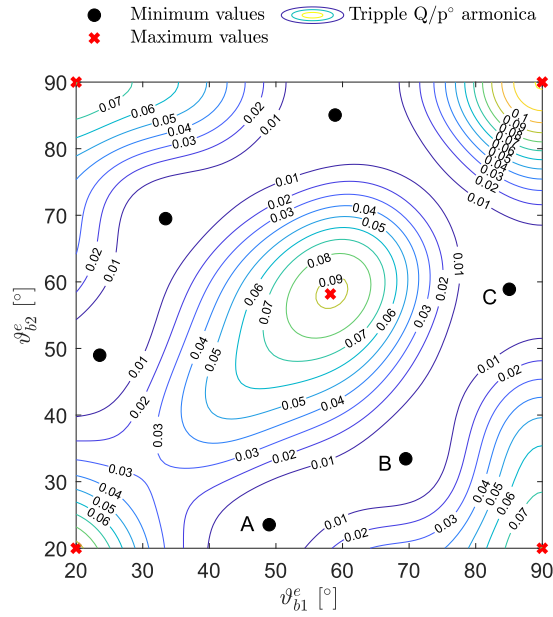


**Figura 2.18:** Effetto dello skewing sul motore a riluttanza ottimizzato 24/8 a tre barriere di flusso per polo. (a) Scomposizione armonica della coppia in assenza di skewing. (b) Coppia in funzione dell'angolo di skewing e riduzione del ripple.

Per farlo, si risolve numericamente il sistema di equazioni riportato in 2.6.

$$\begin{cases} 2 \left[ \frac{\sin \nu_1 \vartheta_{b1}^e}{\nu_1} + \frac{\sin \nu_1 \vartheta_{b2}^e}{\nu_1} \right] \cos \nu_1 \vartheta_{b1}^e + 2 \left[ \frac{\sin \nu_2 \vartheta_{b1}^e}{\nu_2} + \frac{\sin \nu_2 \vartheta_{b2}^e}{\nu_2} \right] \cos \nu_2 \vartheta_{b1}^e = 0 \\ 2 \left[ \frac{\sin \nu_1 \vartheta_{b1}^e}{\nu_1} + \frac{\sin \nu_1 \vartheta_{b2}^e}{\nu_1} \right] \cos \nu_1 \vartheta_{b2}^e + 2 \left[ \frac{\sin \nu_2 \vartheta_{b1}^e}{\nu_2} + \frac{\sin \nu_2 \vartheta_{b2}^e}{\nu_2} \right] \cos \nu_2 \vartheta_{b2}^e = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

Dalla soluzione numerica, come si può vedere anche nel contour della coppia dovuta alla sesta armonica in Figura 2.19, si individuano tre minimi locali (vista la simmetria del diagramma, le soluzioni sono coincidenti a coppie), riportati per chiarezza anche in Tabella 2.6. Il minimo assoluto dato dal punto B in Figura 2.20 si avrebbe in corrispondenza degli angoli di barriera meccanici  $\vartheta_{b1} = 8.3^\circ$  e  $\vartheta_{b2} = 17.4^\circ$ . Questa soluzione non è però stata individuata nel fronte di Pareto, anche se un motore con caratteristiche vicine è stato effettivamente simulato. Questo è dovuto a due aspetti principali. Da un lato, il modello analitico prevede una serie di semplificazioni e ipotesi iniziali che difficilmente si possono assumere in un motore a riluttanza, come l'assenza di saturazione nel ferro, aspetto che, come risulta evidente in Figura 2.16a, mal si applica per descrivere i motori reali. In secondo luogo, le formule analitiche considerano unicamente le prime due armoniche dovute all'interazione tra le aperture di cava di statore e i poli di rotore, mentre la funzione obiettivo minimizzata nel DE prende in considerazione le oscillazioni



**Figura 2.19:** Contour della coppia di armonica  $Q/p = 6$  in funzione degli angoli di barriera con il modello analitico, con  $Q = 24$  e  $p = 4$ .

Punto	$\vartheta_{b1}^e [^\circ]$	$\vartheta_{b2}^e [^\circ]$	$\vartheta_{b1} [^\circ]$	$\vartheta_{b2} [^\circ]$	$f(\vartheta_{b1}^e, \vartheta_{b2}^e)$
A	23.5	48.9	5.9	12.2	0.0262
B	33.4	69.5	8.3	17.4	0.0240
C	58.9	85.0	14.7	21.3	0.0826

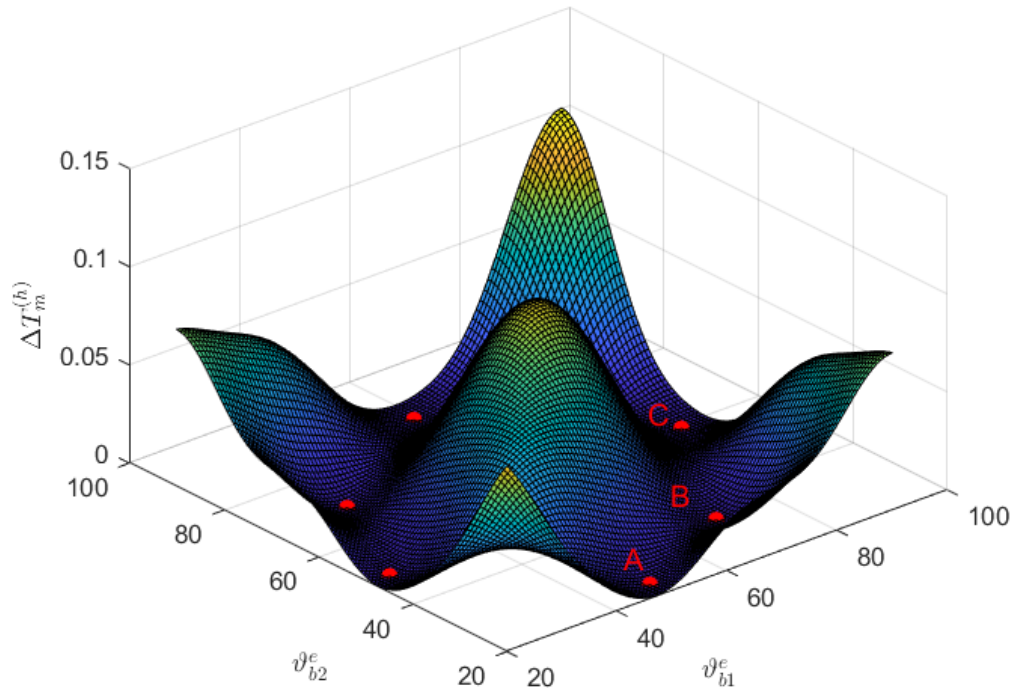
**Tabella 2.6:** Valori corrispondenti ai minimi locali trovati numericamente risolvendo (2.6).

di coppia dovute a tutte le armoniche. Il fronte di Pareto per il motore a due barriere presenta però un individuo con angoli di barriera simili al punto C in tabella. Ne deriva che sebbene questo modello sia pratico in una fase iniziale della progettazione, l'ottimizzazione parametrica condotta con simulazioni numeriche rimanga un passaggio fondamentale.

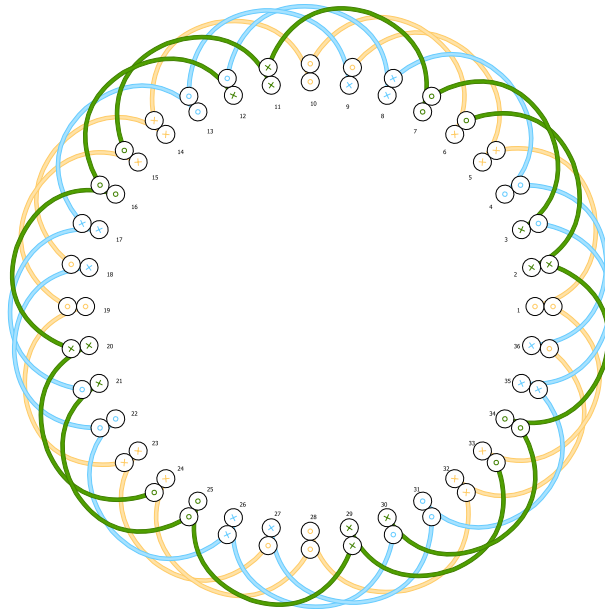
### 2.4.2 Configurazione 36/8

Come si è visto, l'avvolgimento con 24 cave di statore non consente di eliminare le armoniche spaziali del carico elettrico di ordine maggiore. Al fine di ridurre il ripple si è quindi scelto di studiare un motore con  $Q_s = 36$ , a cui corrisponde un angolo di cava pari a  $10^\circ$  meccanici, ovvero  $40^\circ$  elettrici, con un numero di cave per polo per fase pari a 1.5. L'angolo di raccorciamento minimo è di mezza cava, a cui corrisponde un angolo elettrico  $\beta_{r,min}^e = 20^\circ$ . Aumentare ulteriormente il raccorciamento risulterebbe eccessivamente negativo per l'ampiezza della fondamentale, senza per altro eliminare le armoniche di disturbo principali. L'avvolgimento di statore usato è riportato in Figura 2.21. Il numero di coppie polari si è mantenuto pari a  $p = 4$ , come nella sezione precedente.

I parametri del DE sono rimasti invariati in termini di popolazione, iterazioni massime e fattori che ne regolano la convergenza. Anche i limiti delle variabili geometriche che definiscono il rotore sono rimaste inalterate. Lo statore progettato presenta un coefficiente  $k_{air,s}$  di 0.618, leggermente più alto del motore 24/8, così da sfruttare meglio i denti. La densità di corrente nei conduttori è stata imposta pari a  $6 A/mm^2$ . I dati relativi geometrici relativi allo statore progettato per la configurazione 36/8 sono riportati in Tabella 2.7. I risultati delle ottimizzazioni condotte con due e tre barriere di flusso per polo sono mostrati in Figura 2.22. Si osserva che rispetto al caso precedente l'ottimizzazione di un motore con  $q = 1.5$  ha consentito di individuare soluzioni con ripple di coppia particolarmente ridotti e al di sotto del 15%. Infatti, l'aumento



**Figura 2.20:** Ripple di coppia in funzione dell'angolo di barriera ottenuto con il metodo analitico per il motore a riluttanza con configurazione 24/8, considerando unicamente la sesta armonica (Eq. 2.5).



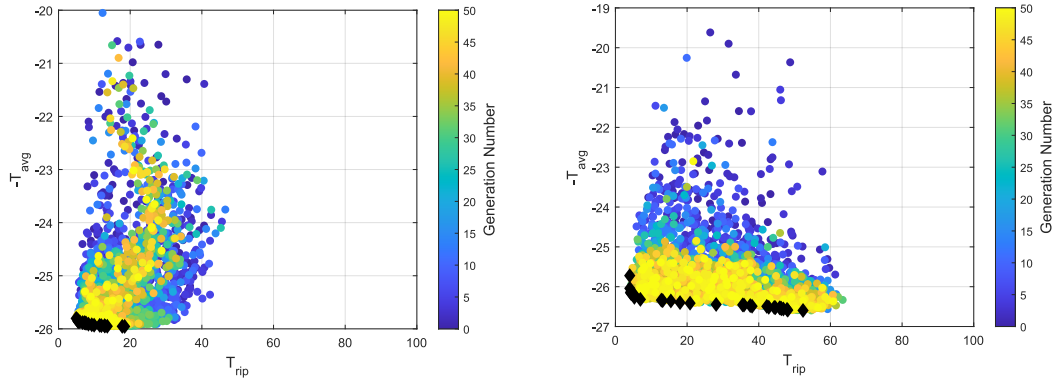
**Figura 2.21:** Avvolgimento di statore per il motore a riluttanza con configurazione 36/8 e angolo di raccorciamento pari a mezza cava.

del numero di cave di statore ha permesso di spostare il ripple su ordini di armonica maggiori e di ottenere una f.m.m. con andamento più sinusoidale, grazie ad un maggiore numero di cave per polo per fase. Tuttavia, rispetto alla sezione precedente, un numero di barriere pari a due ha consentito generalmente di trovare individui più preformanti in termini di oscillazioni rispetto al caso a tre barriere (Figura 2.23), confermando di fatto come la scelta del valore ottimale di  $N_b$  sia strettamente legata al numero di cave di statore [1]: infatti, essendo cambiato  $Q_s$ , risulta

Geometria di statore			
Diametro interno	$D_{si}$	56	mm
Diametro esterno	$D_{se}$	150	mm
Lunghezza del pacco statorico	$L_{stk}$	94.5	mm
Numero di cave	$Q_s$	36	–
Larghezza dente	$w_t$	5	mm
Altezza cava di statore	$h_s$	30	mm
Apertura di cava	$w_{so}$	3	mm
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.6	mm

**Tabella 2.7:** Dati geometrici dello statore nel motore a riluttanza con configurazione 36/8.

potenzialmente migliore cambiare il numero di barriere.

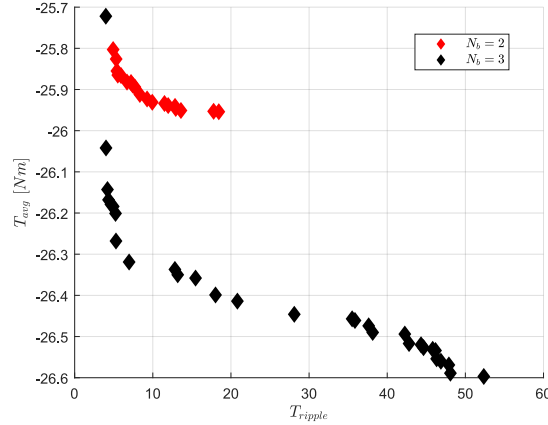


**Figura 2.22:** Fronte di Pareto ottenuto con il DE per ottimizzare un motore a riluttanza 36/8 con le stesse dimensioni esterne dell'SPM, usando in (a)  $N_b = 2$  e (b)  $N_b = 3$ .

### Analisi delle soluzioni ottimali

Questa configurazione ha permesso di raggiungere mediamente valori di coppia confrontabili con il motore SPM iniziale. Per questo motivo, sempre nell'ottica di limitare il ripple di coppia, che rimane uno degli aspetti più svantaggiosi del motore a riluttanza, si sono individuate nel fronte di Pareto le soluzioni che presentavano le oscillazioni minori (Tabella 2.8 e Tabella 2.9).

Nel DE, al fine di ridurre i tempi computazionali richiesti per la determinazione del ripple, la coppia è stata calcolata su una periodicità di coppia ( $360^\circ/6/p$ ) in trenta step di posizione. Una volta individuate le soluzioni sul fronte i motori sono stati analizzati in maniera più dettagliata, valutando la coppia in funzione della posizione del rotore su un set di punti più fitto. In Figura 2.24a e Figura 2.24b vengono riportate le mappe di induzione per i due motori selezionati a carico. Nonostante i percorsi nel ferro siano maggiormente sfruttati rispetto ai motori 24/8, non ostruiscono comunque il flusso di asse  $d$ , permettendo di generare elevate coppie medie. La corona di statore rimane in entrambi i casi scarica, aspetto che porta a riconfermare la possibilità di ridurre il numero di poli. Mentre la soluzione a due barriere non desta particolari osservazioni, in quanto presenta delle barriere e delle guide nel ferro tutte con spessori tali da garantire la fattibilità costruttiva di un prototipo, il motore a tre barriere individuato presenta delle criticità, visibili anche dalla corrispondente mappa di induzione. Si osserva infatti come la barriera intermedia sia particolarmente sottile, anche se i percorsi nel ferro continuano a garantire il minimo valore per la tolleranza geometrica. Si è così pensato di analizzare lo stesso motore eliminando rispettivamente la barriera più interna nel primo caso e la barriera intermedia nel secondo caso. Tuttavia, le simulazioni hanno permesso di rilevare un significativo aumento del ripple congiuntamente ad un'elevata riduzione della coppia media. Quindi, nonostante



**Figura 2.23:** Confronto tra i due fronti ottenuti, scegliendo un numero di barriere pari a due o tre, per il motore a riluttanza nella configurazione 36/8.

Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.45	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	10.79	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	18.08	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.38	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.34	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	4.0	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	4.1	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	2.3	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	2.6	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	1.7	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	6.2	mm

**Tabella 2.8:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con 2 barriere di flusso per polo.

tipicamente si possa eliminare la barriera più interna senza ridurre eccessivamente le prestazioni [14], in questo specifico caso essa risulta fondamentale (Figura 2.25).

### Caratterizzazione dei motori

Dopo aver selezionato il motore dal fronte di Pareto si sono condotte delle simulazioni più accurate, in modo tale da evidenziare l'angolo di MTPA, il funzionamento a carico, i flussi, la salienza. Infine si è indagata la possibilità di effettuare uno skewing per ridurre ulteriormente il ripple di coppia. L'angolo di MTPA per un motore a riluttanza ideale dovrebbe essere pari a 45°. Tuttavia, a causa degli effetti di saturazione si ricavano angoli sensibilmente maggiori, pari a 57° per il motore a due barriere e 55° per quello a tre (Figura 2.26). Considerando la bassa velocità nominale per la quale è dimensionato il motore, anche in virtù dell'elevato numero di poli, la simulazione a carico è stata condotta lavorando sempre in MTPA. In assenza di skewing, la coppia media generata dal motore a due barriere è di 25.8 Nm con un'oscillazione del 5.7%. Invece, a parità di carico elettrico, usando tre barriere per polo si ottiene pressoché la stessa coppia media di 26 Nm, con la riduzione di un punto percentuale in termini di ripple, che diventa pari al 4.3% (Figura 2.27a. Scomponendo il ripple su un periodo elettrico si riconoscono

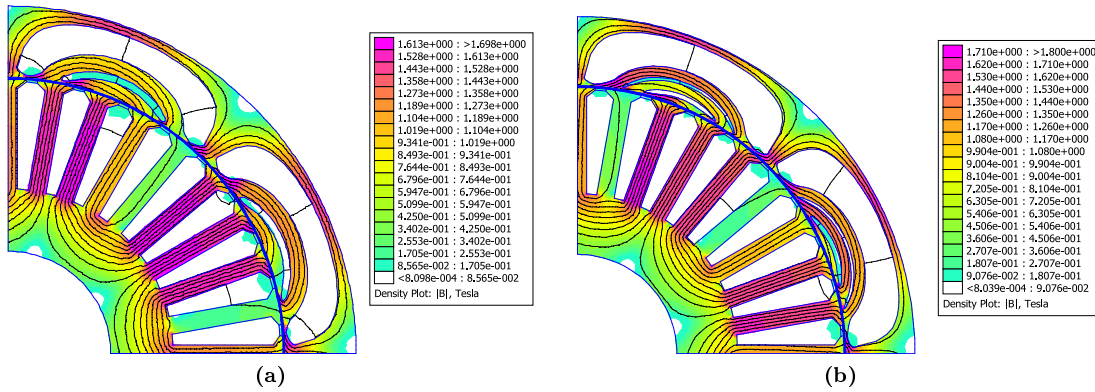
Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.52	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	7.7	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	12.8	°
Angolo meccanico della terza barriera	$\vartheta_{b3}$	18.8	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.58	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.64	-
Forma estremità terza barriera	$k_{shape,3}$	0.55	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	1.7	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	2.5	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	2.8	mm
Quarta guida nel ferro	$w_{fe,4}$	1.8	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	1.2	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	0.7	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	7.2	mm

**Tabella 2.9:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con tre barriere di flusso per polo.

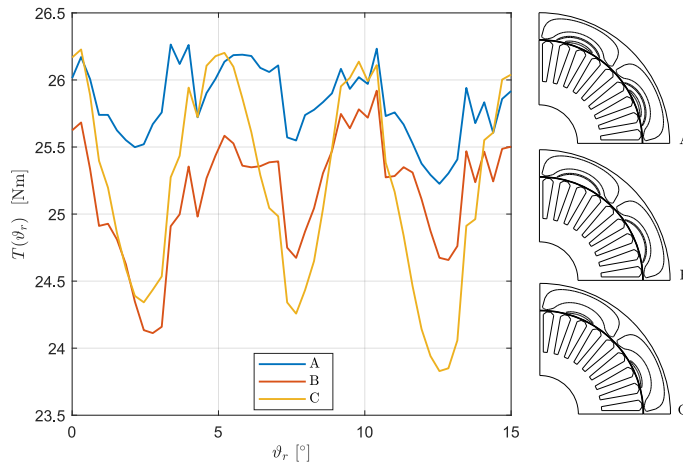
le armoniche di ordine  $6k$  responsabili delle oscillazioni di coppia. Risulta evidente dalla Figura 2.27b come la sesta armonica, che determina le oscillazioni maggiori, sia nettamente minore nel caso del motore a tre barriere.

La già bassa oscillazione di coppia, ottenuta scegliendo un numero di barriere ottimale con apertura e forma delle estremità ottimizzati, può essere ulteriormente ridotta sfruttando lo skewing, analogamente a quanto visto per il motore nella configurazione 24/8. Eseguendo uno skewing di rotore, si ricavano le prestazioni migliorate evidenziate in Figura 2.28 e Figura 2.29. Il motore a due barriere per polo (Figura 2.28a), presentando contributi armonici maggiori per numerosi ordini di armonica superiore rispetto al motore a tre barriere, esibisce più minimi locali in corrispondenza di diversi angoli di skewing, che corrispondono all'eliminazione o alla parziale compensazione di diverse armoniche. In questo caso l'angolo ottimale corrisponderebbe a  $1.5^\circ$ , a cui seguirebbe una riduzione del ripple da poco più del 5% al 4.4%. La rotazione dei lamierini determinerebbe però una riduzione del contributo alla coppia media, che diminuisce infatti da 25.8 Nm a 24.8 Nm, ossia del 4%. Un'altra soluzione che permetterebbe di erodere meno margine di coppia media è l'utilizzo di  $\vartheta_{sk}$  pari a  $0.5^\circ$ , che consente di passare a un ripple di 4.5% mantenendo una coppia di 25.7 Nm, di poco inferiore a quella iniziale (Figura 2.28b). Il motore con tre barriere per polo presenta già inizialmente un basso ripple di coppia. Come evidenziato in Figura 2.29a, sebbene l'angolo ottimale di skewing sia di oltre  $2^\circ$ , la riduzione di coppia risulterebbe eccessiva. Si ricava quindi un compromesso, scegliendo un minimo locale in corrispondenza di  $\vartheta_{sk} = 1^\circ$ . Questo consente di mantenere una buona coppia media, pari a 25.5 Nm, portando però il ripple sotto il 2.7% (Figura 2.29b). In realtà il già basso ripple iniziale consentirebbe di realizzare il motore senza eseguire lo skewing.

La salienza del motore è definita come il rapporto tra il flusso di asse  $d$  e il flusso di asse  $q$  (Eq. 1.4), pertanto il suo valore è fortemente influenzato dalla corrente e dalle condizioni di saturazione della macchina. Per determinare il valore di  $\xi$  il motore è stato testato con magnetizzazione diretta, ossia fornendo solo corrente di asse  $d$  per diversi valori di corrente di picco, in posizione di allineamento, e successivamente in maniera analoga si è calcolata la magnetizzazione di asse in quadratura. Dal rapporto dei flussi trovati si è quindi ricavata la salienza in ogni punto. Come si può osservare dalla Figura 2.30, la salienza inizialmente cresce



**Figura 2.24:** Induzione magnetica a carico nei motori ottimizzati 36/8 per (a) due barriere di flusso per polo e (b) tre barriere di flusso per polo.



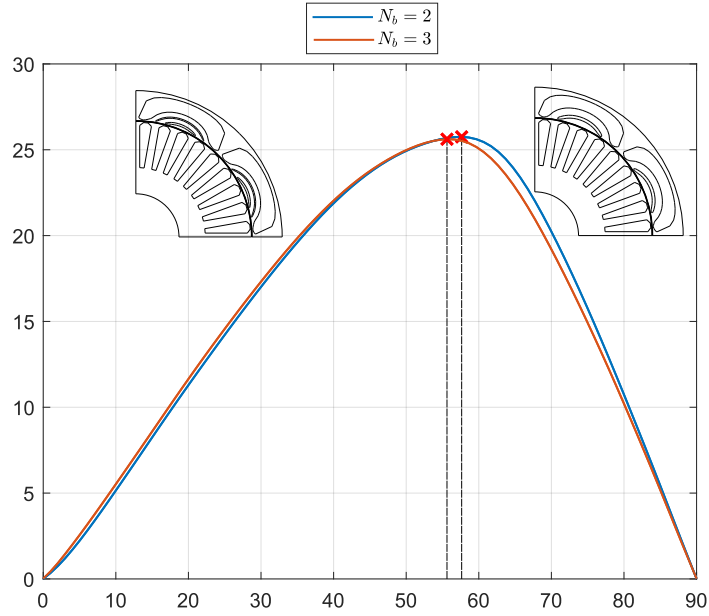
**Figura 2.25:** Effetto dell'eliminazione delle barriere sul ripple di coppia. (A) Tutte e tre le barriere, (B) Eliminazione della barriera più interna, (C) Eliminazione della barriera intermedia e più sottile.

fino a raggiungere un punto di massimo, per poi diminuire rapidamente a causa degli effetti di saturazione. Per poter sfruttare un'elevata coppia di riluttanza è fondamentale che il valore di  $\xi$  sia elevato in corrispondenza della corrente nominale del motore. Per quanto osservato, vista la rapida diminuzione al crescere della corrente oltre il punto di massimo, in sovraccarico il motore opera con una salienza minore e può quindi generare una ridotta coppia di riluttanza. Sempre in Figura 2.30 si sono evidenziate le curve che rappresentano la salienza per il motore con configurazione 24/8 a tre barriere e i due motori ottimizzati 36/8 a due e tre barriere. Poiché la salienza è un rapporto che fornisce un'indicazione sui flussi, avendo i due motori 36/8 lo stesso statore e pressapoco la stessa coppia media, essi presentano valori di  $\xi$  praticamente coincidenti. La differenza si nota invece per il motore 24/8, che, generando più flussi dispersi e dunque avendo un'induttanza di asse  $L_q$  maggiore, presenta rapporti leggermente inferiori. La biforcazione si nota principalmente al crescere della corrente, mentre in assenza di fenomeni di saturazione i valori risultano quasi coincidenti.

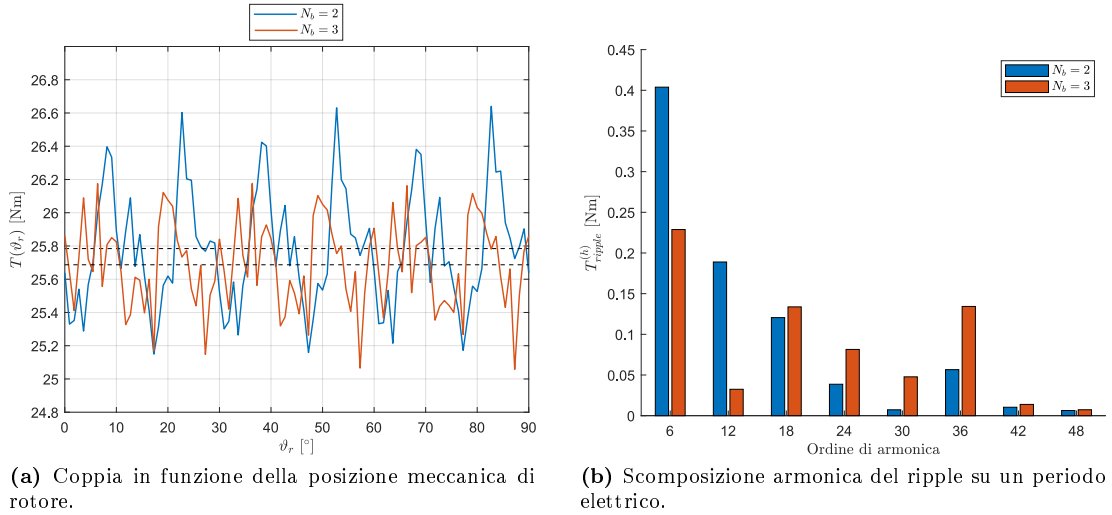
### Mappatura dei flussi e caratteristica meccanica

Selezionando il motore con le prestazioni migliori, che si è visto essere la configurazione riportata in Tabella 2.9, si è quindi eseguita la mappatura dei flussi, in modo tale da determinare la coppia in funzione dell'angolo di corrente e la velocità del motore. È evidente dalla Figura 2.31 l'effetto del *crosscoupling*: infatti, inizialmente i flussi crescono linearmente con la corrente dello stesso asse, per poi piegare man mano che la corrente dell'altro asse cresce, a causa della progressiva saturazione dei percorsi.



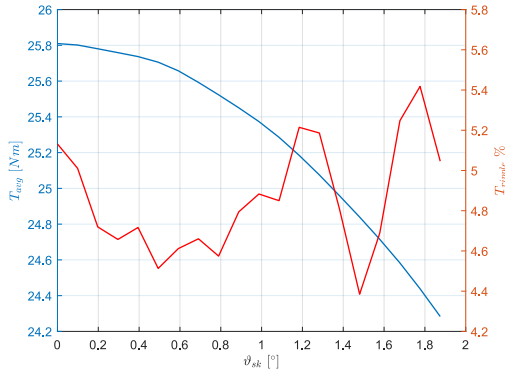


**Figura 2.26:** Variazione della coppia in funzione dell'angolo di corrente per la determinazione dell'angolo di MTPA.

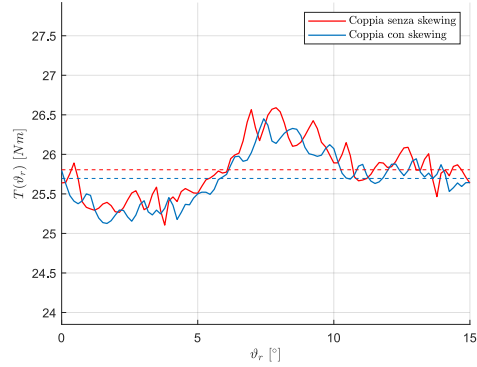


**Figura 2.27:** Simulazione a carico eseguita su un periodo elettrico corrispondente a  $90^\circ$  meccanici, nei due motori ottimizzati con configurazione 36/8, per due e tre barriere per polo.

In Figura 2.32 sono riportati i limiti di corrente efficace, nominale e in sovraccarico, con le curve isocoppia. Essendo un motore a riluttanza, le iperboli sono equilatera e centrate in (0;0). Man mano che il carico elettrico cresce, il punto di tangenza tra il limite di corrente e le iperboli, che rappresenta il punto di lavoro in MTPA, si sposta per angoli di corrente maggiori rispetto al valore ideale di  $45^\circ$ , a causa dell'effetto di saturazione. Una volta raggiunto il punto base, il punto di funzionamento non è più dato dall'intersezione tra l'iperbole e la circonferenza limite di corrente. Infatti, per velocità superiori a  $\omega_B$  il limite di tensione diventa più stringente e il punto di lavoro è quindi determinato dall'intersezione tra il limite di tensione e il limite di corrente. Si lavora pertanto in corrispondenza della zona *Maximum Torque Per Voltage* (MTPV), con una coppia minore rispetto alla nominale e che decresce rapidamente al crescere della velocità. Questa caratteristica meccanica è dovuta all'aver ottimizzato il motore usando come funzione obiettivo la massimizzazione della coppia nominale, che ha portato a configurare un motore che risultasse già sfruttato al massimo per il valore della corrente nominale. Una variazione della struttura del motore e dunque della caratteristica meccanica si

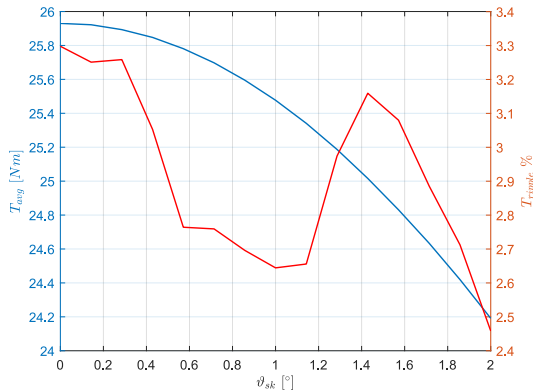


(a) Skewing di rotore per il 36/8 a due barriere.

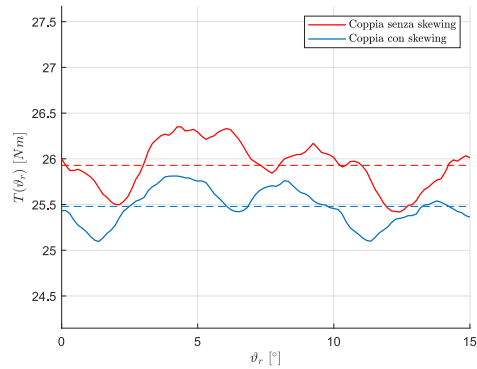


(b) Confronto della coppia a carico con skewing e senza skewing.

**Figura 2.28:** Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/8 a due barriere di flusso per polo.



(a) Skewing di rotore per il 36/8 a tre barriere.



(b) Confronto della coppia a carico con skewing e senza skewing.

**Figura 2.29:** Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/8 a tre barriere di flusso per polo.

avrebbe considerando più funzioni obiettivo e imponendo determinati valori di coppia anche in corrispondenza di velocità maggiori rispetto a quella base. Tuttavia, un simile andamento non è rilevante al fine dell'applicazione, in quanto la curva di carico di un ventilatore presenta un andamento quadratico con la velocità e lavora tipicamente per carichi inferiori a quello nominale per la maggior parte delle ore lavorative. L'efficienza è stata valutata in vari punti di funzionamento della caratteristica meccanica, considerando un sovraccarico doppio rispetto alla corrente nominale calcolata (Figura 2.33).

### Efficienza secondo normativa

Poiché i ventilatori lavorano per buona parte del servizio a carichi ridotti, in accordo con la IEC 60034-30-2 l'efficienza può essere determinata come in (2.7):

$$\eta_{tot} = \frac{\eta_1 + \eta_2 + \eta_3}{3} \quad (2.7)$$

con  $\eta_1$  come efficienza alla velocità nominale con coppia nominale,  $\eta_2$  al 50% della coppia e 75% della velocità e infine  $\eta_3$  calcolato con una coppia pari al 25% della nominale e una velocità dimezzata. I punti identificati corrispondono approssimativamente alla dipendenza quadratica

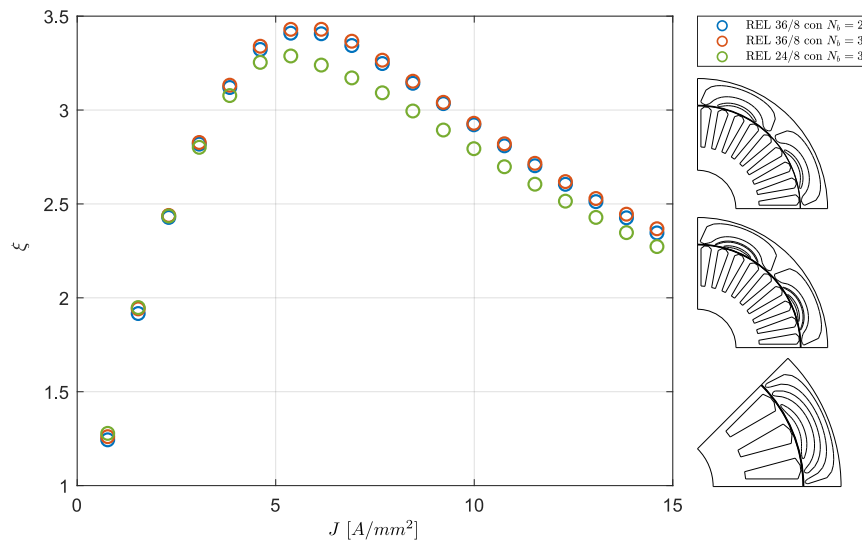
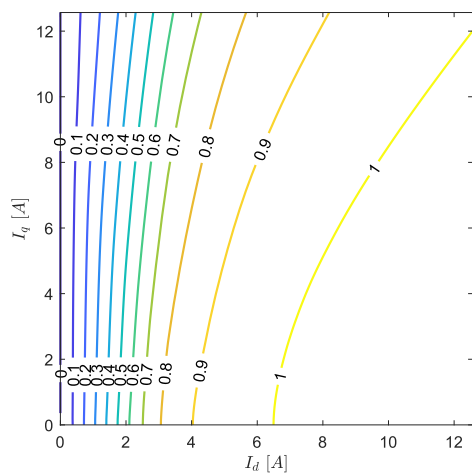
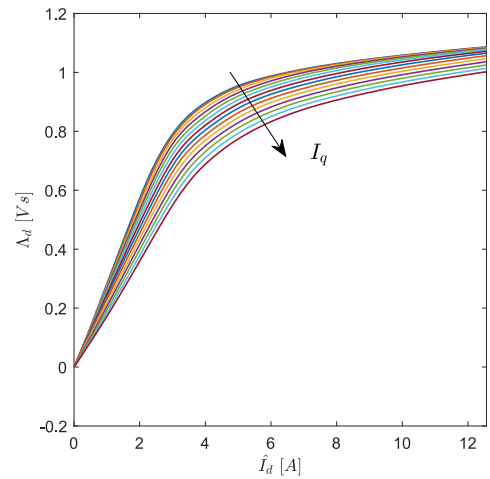


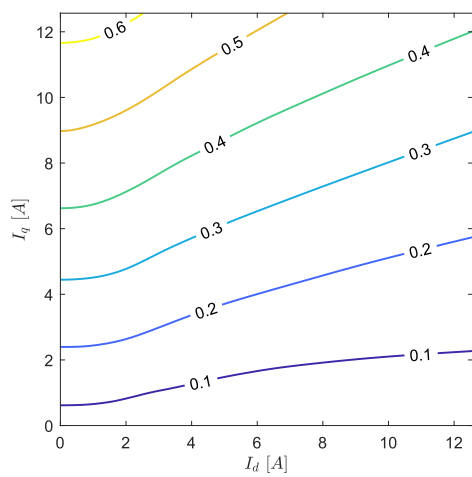
Figura 2.30: Saliency in funzione della corrente per diversi tipi di motore.



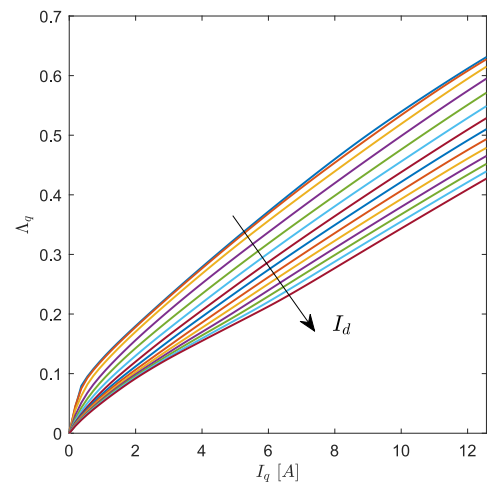
(a) Contour dei flussi di asse d.



(b) Flusso di asse d in funzione della corrente  $I_d$ .

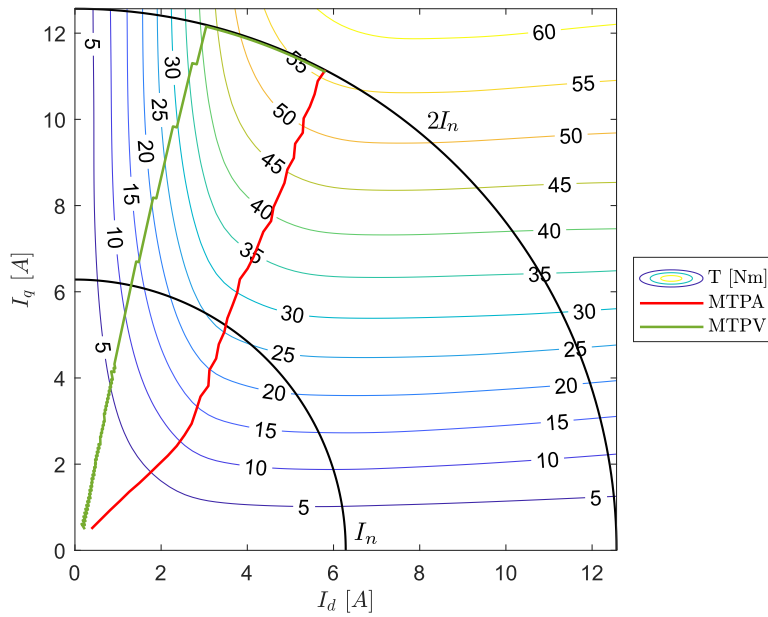


(c) Contour dei flussi di asse q.



(d) Flusso di asse q in funzione della corrente  $I_q$ .

Figura 2.31: Mappatura dei flussi di asse d e q nel motore a riluttanza ottimizzato 36/8 con  $N_b = 3$ .



**Figura 2.32:** Mappatura della coppia in funzione del carico elettrico, luogo dei punti in MTPA e in MTPV per il motore ottimizzato 36/8.

Punto di lavoro	$n$ [rpm]	$T$ [Nm]	$\eta$
1	1420	25.5	0.85
2	1065	12.7	0.86
3	710	6.4	0.83

**Tabella 2.10:** Rendimenti nei punti di lavoro previsti dalla normativa.

del carico con la velocità. I valori ottenuti sono riportati in Tabella 2.10. Applicando (2.7) si ricava un rendimento complessivo dell'84%.

### Confronto con il modello analitico

Anche in questo caso viene riportato il confronto con il modello analitico per quanto riguarda la soluzione a due barriere per polo, essendo questa l'unica rappresentabile graficamente. Scegliendo un numero di barriere per polo maggiori, la soluzione numerica potrebbe portare alla mancata identificazione di punti di ottimo, difficilmente individuabili graficamente. Nella configurazione 36/8 l'interazione tra il numero di cave e le coppie polari determina un'elevata sesta armonica responsabile del ripple di coppia. In realtà come visto dalla scomposizione armonica sono presenti disturbi anche ad altre frequenze, tra le quali si segnala un'elevata 18° e 36° armonica. Analiticamente si determinano le mappe del ripple di coppia per le principali armoniche presenti, considerando  $6k + 1$  con  $k = \pm 1, \pm 2, \dots$  (Figura 2.34). Si osserva che al crescere di  $k$  i minimi locali della funzione superano di molto il numero di punti in cui si trovano i massimi della stessa [16]. È inoltre interessante osservare come sia i minimi che i massimi si trovino idealmente su delle rette. Noti quindi dei punti ottimali dal metodo analitico, essi possono essere utilizzati per inizializzare la popolazione o almeno una parte di essa nell'algoritmo genetico DE. Come già evidenziato, queste mappe considerano molti aspetti semplificativi e, soprattutto, esprimono il ripple di coppia di un'unica armonica per volta, mentre con l'ottimizzazione la funzione obiettivo considera la totalità del ripple. Le mappe possono comunque fornire una valida indicazione sugli angoli di barriera. Nelle ottimizzazioni successive si è scelto di inizializzare la popolazione inserendo manualmente nella generazione iniziale il valore determinato con il metodo analitico.

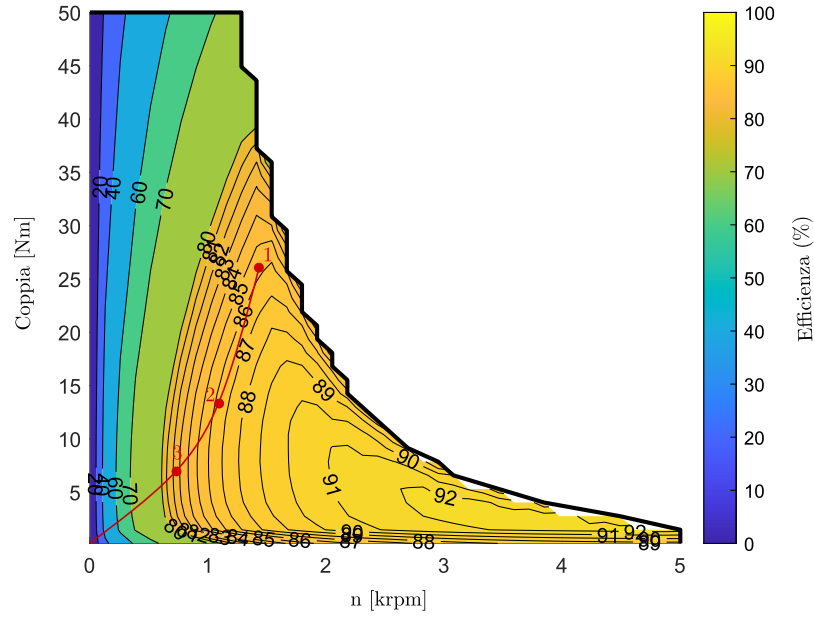


Figura 2.33: Mappa di efficienza del motore ottimizzato 36/8.

### 2.4.3 Configurazione 36/6

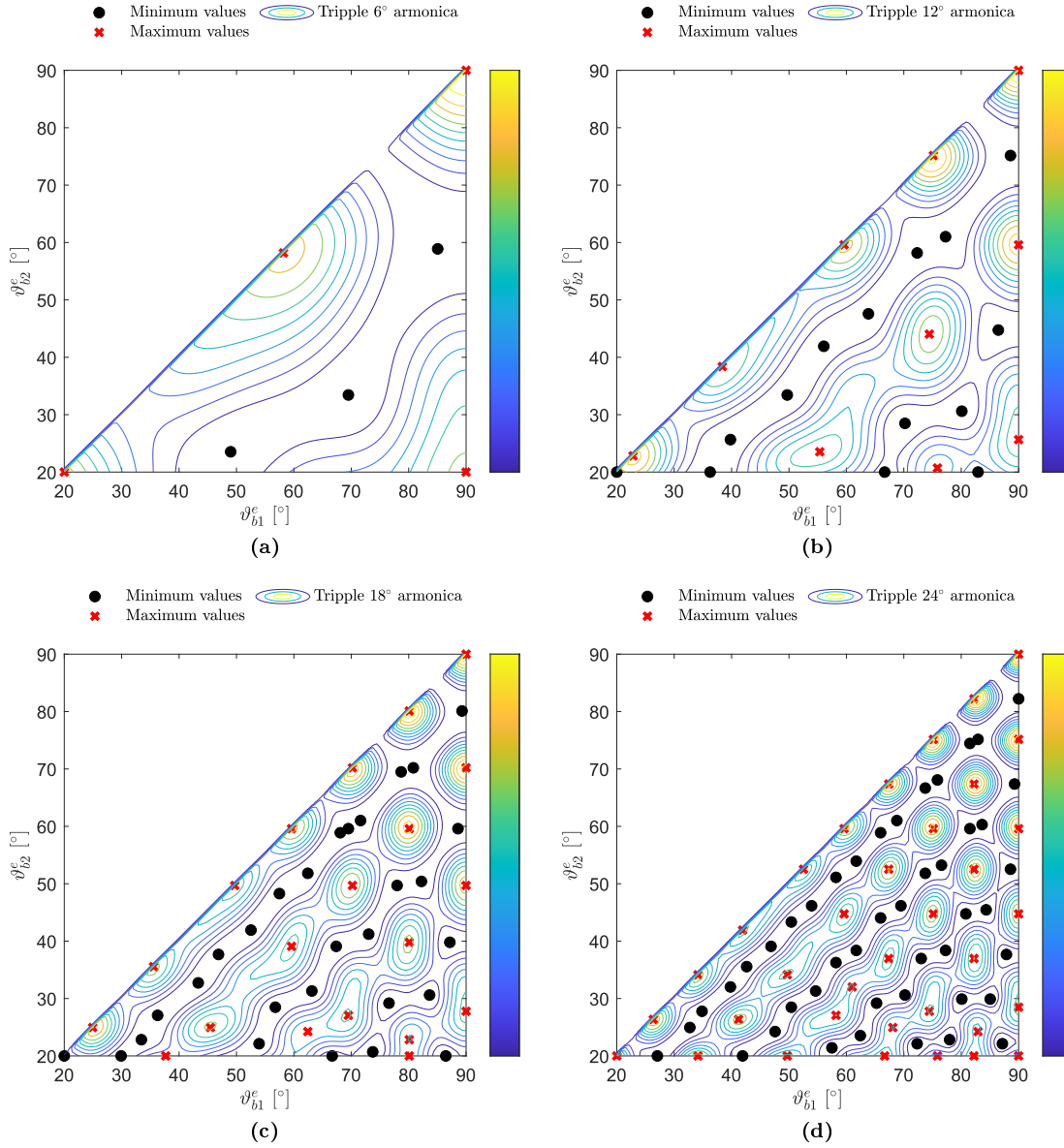
Riducendo ulteriormente il numero di poli e mantenendo lo statore con 36 cave si è cercato di sfruttare ulteriormente la riduzione del numero di poli per incrementare la coppia media generata, in accordo con quanto previsto dall'equazione 1.17, usando un numero di cave per polo per fase intero. Tipicamente infatti i motori a riluttanza presenti sul mercato presentano tutti basse coppie polari, che generalmente non superano  $p = 2$  nei motori a rotore interno [2]. Oltretutto, visto quanto osservato fino a questo punto relativamente alla corona di statore poco sfruttata, la riduzione del numero di poli determinerebbe anche, a parità di induzione, un flusso in corona maggiore e dunque uno sfruttamento migliore. Alla luce di questa osservazione e considerando anche come tutte le simulazioni precedenti abbiano portato ad avere motori con  $k_{air}$  minori rispetto a quanto previsto in letteratura, il limite inferiore di questo parametro nel DE è stato abbassato.

#### Stima delle caratteristiche geometriche del motore usando le barriere equispaziate

Prima di effettuare l'ottimizzazione si è cercato di stimare le dimensioni principali di un motore a basso ripple usando quanto già riportato nel capitolo introduttivo nella Sezione 1.2.1. Noto il numero di cave di statore per coppia polare, che in questo caso è pari a  $n_s = Q/p = 12$ , le cave equivalenti di rotore per coppia polare, ossia i punti di attacco delle barriere equispaziate sulla periferia di rotore  $n_r$ , possono essere rispettivamente pari a 8 oppure a 16 (Eq. 1.18). Scegliendo la seconda opzione è possibile che il rotore sia più complesso da realizzare da un punto di vista costruttivo [14], e alcune delle barriere più interne potrebbero dover essere omesse. Scegliendo  $n_r = 16$ , le barriere si dispongono sulla periferia di rotore equispaziate di un angolo meccanico pari a  $7.5^\circ$ . Si dovrebbero quindi trovare tre barriere per polo con angolo di apertura meccanico stimato rispetto all'asse polare rispettivamente pari a:  $\vartheta_{b1}^* = 7.5^\circ$ ,  $\vartheta_{b2}^* = 15^\circ$  e  $\vartheta_{b3}^* = 22.5^\circ$ . Usando invece  $n_r = 8$ , le barriere si dispongono equispaziate l'una dall'altra di un angolo pari a  $15^\circ$ . A questo seguirebbe un motore con un'unica barriera per polo, di apertura  $\vartheta_{b1}^* = 15^\circ$ . Ricapitolando, le due soluzioni proposte per le barriere equispaziate risultano le seguenti:

- $n_r = 16 \Rightarrow \vartheta_{b1}^* = 7.5^\circ, \vartheta_{b2}^* = 15^\circ, \vartheta_{b3}^* = 22.5^\circ$

- $n_r = 8 \Rightarrow \vartheta_{b1}^* = 15^\circ$



**Figura 2.34:** Mappe del ripple di coppia ottenute con il metodo analitico: (a) sesta armonica, (b) dodicesima armonica, (c) diciottesima armonica, (d) ventiquattresima armonica.

Il rapporto di isolamento dello statore è pari a  $k_{air,s} = 0.618$ , al quale corrisponderebbe un  $k_{air}$  di rotore analogo, stando a quanto descritto in letteratura e riassunto in Sez. 1.1.2. In realtà se si considera un dimensionamento eseguito con valori tipici, si verifica come questo valore sia minore, in accordo con quanto osservato anche nelle sezioni precedenti. Infatti, ipotizzando di ottenere un'induzione sinusoidale al traferro di ampiezza  $\hat{B}_g$  pari a  $0.8 T$ , si ottiene un flusso pari a:

$$\hat{\phi} = \hat{B}_g \cdot \frac{DL_{stk}}{p} = 3.78 [mWb] \quad (2.8)$$

Poiché in corona il flusso si divide in due parti uguali, si può considerare  $\hat{\phi}_{bi}$  pari alla metà di quello al traferro. Considerando un valore di induzione tipico in corona e pari a  $B_{bi} = 1.6 [T]$  si ricava l'altezza di corona corrispondente e tale da evitare la saturazione dei percorsi.

$$h_{bi} = \frac{\hat{\phi}_{bi}}{B_{bi}L_{Fe}} = 12.9 [mm] \quad (2.9)$$

Nome	$\vartheta_{b1}^e$ [°]	$\vartheta_{b2}^e$ [°]	$\vartheta_{b1}$ [°]	$\vartheta_{b2}$ [°]
A	20.0	20.0	6.7	6.7
B	20.0	36.3	6.7	12.1
C	20.0	66.7	6.7	22.2
D	20.0	82.9	6.7	27.6
E	25.6	39.8	8.5	13.3
F	28.5	70.2	9.5	23.4
G	30.6	80.1	10.2	26.7
H	47.6	63.8	15.8	21.3
I	58.2	72.3	19.4	24.1
J	61.0	77.3	20.3	25.8
K	75.2	88.6	25.0	29.5

**Tabella 2.11:** Soluzioni ottimali per la riduzione del ripple di coppia dovuto alla 12° armonica ricavate con il metodo analitico con  $N_b = 2$ .

$$\sum_{i=1}^{N_b+1} w_{Fe,i} = h_{bi} \quad (2.10)$$

Nel motore a riluttanza l'altezza della corona di rotore corrisponde alla somma dello spessore delle guide nel ferro, che agiscono come percorsi in parallelo per il flusso. Per garantire l'Eq. 2.10 si ricava che il motore in esame dovrà avere un  $k_{air}$  pari a 0.34. In realtà l'induzione al traferro non è sinusoidale, di conseguenza l'ampiezza della fondamentale è minore e la dimensione totale della corona ci si aspetta che sia minore. Questo si traduce in valori di  $k_{air}$  leggermente maggiori.

Un'ulteriore considerazione che può essere fatta è basata sul metodo analitico per la determinazione delle mappe di coppia presentato nella Sezione 1.2.2. Con la configurazione 36/6 ci si aspetta infatti di avere un'elevata armonica di ordine 12, dovuta a  $\nu_1 = 1 - Q/p$  e  $\nu_2 = 1 + Q/p$ . Dalla mappa riportata in Figura 2.34b si determinano le possibili soluzioni ottimali, riassunte in Tabella 2.11. Escludendo la soluzione A, che prevede la presenza di due barriere coincidenti, quindi di fatto un'unica barriera per polo, rimangono a disposizione 10 possibili combinazioni di angoli di apertura di barriera che minimizzano la dodicesima armonica. Tuttavia, la tabella riportata fa riferimento a due sole barriere per polo, configurazione che non è prevista usando il numero di barriere ottimale proposto da Vagati in [14]. Risolvendo analiticamente per tre barriere (Eq. 2.11) la rappresentazione grafica risulta inefficace. Si riportano in Tabella 2.12 le soluzioni che minimizzano il ripple di sesta armonica, ad eccezione di quelle evidentemente irrealizzabili, come ad esempio la prima combinazione trovata, che prevede la barriera più interna con un angolo meccanico pari a 0.19°. La soluzione I proposta risulta particolarmente interessante in termini di barriere equispaziate. La presenza di numerosi minimi, come è già evidente nel caso bidimensionale, potrebbe aver portato alla mancata individuazione di tutti i minimi locali di questa funzione complessa. In aggiunta, non potendo ricavare graficamente la funzione, diventa complicato verificare se i minimi individuati siano tutti o meno. La soluzione E presenta comunque delle similarità con quanto trovato sopra.

$$[\Delta T_m^{(h)}]^2 \propto \left[ \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{b1}^e)}{\nu_1} + \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{b2}^e)}{\nu_1} + \frac{\sin(\nu_1 \vartheta_{b3}^e)}{\nu_1} \right]^2 + \left[ \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{b1}^e)}{\nu_2} + \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{b2}^e)}{\nu_2} + \frac{\sin(\nu_2 \vartheta_{b3}^e)}{\nu_2} \right]^2 \quad (2.11)$$

#### Ottimizzazione tramite DE e confronto con il metodo analitico

Per l'ottimizzazione parametrica eseguita con il DE si sono aggiustati alcuni parametri, in accordo con quanto ricavato analiticamente. Infatti, come riconosciuto risolvendo (2.10), ci

Nome	$\vartheta_{b1}^e$ [°]	$\vartheta_{b2}^e$ [°]	$\vartheta_{b3}^e$ [°]	$\vartheta_{b1}$ [°]	$\vartheta_{b2}$ [°]	$\vartheta_{b3}$ [°]
A	14.8	35.9	51.2	4.9	11.9	17.1
B	20.3	35.8	54.2	6.7	11.9	18.1
C	22.6	35.3	56.2	7.5	11.7	18.7
D	24.0	35.1	57.8	8.0	11.7	19.3
E	25.6	38.9	65.6	8.5	12.9	21.8
F	25.6	35.7	61.3	8.5	11.9	20.4
G	25.8	37.1	63.3	8.6	12.4	21.1
H	25.8	36.7	62.9	8.6	12.2	20.9
I	29.4	55.4	77.4	9.8	18.5	25.8
J	34.2	63.4	78.3	11.4	21.1	26.1
K	37.5	70.8	74.7	12.5	23.6	24.9
L	54.4	72.8	85.6	18.1	24.3	28.5

**Tabella 2.12:** Soluzioni ottimali per la riduzione del ripple di coppia dovuto alla 6° armonica ricavate con il metodo analitico con  $N_b = 3$ .

si aspetta un valore del rapporto di isolamento prossimo a 0.34. Per questo motivo, il limite inferiore di  $k_{air}$  è stato abbassato a 0.2, mentre quello superiore è stato limitato a 0.5, noto che un valore troppo elevato porterebbe alla saturazione dei percorsi in ferro. Visto che dalla progettazione manuale i motori a una o tre barriere appaiono come i più promettenti, il numero di barriere è stato variato tra 1 e 3 (Figura 2.35). La generazione iniziale è stata generata inserendo manualmente anche i motori ricavati con il metodo analitico. I coefficienti del DE relativi alla popolazione sono invece rimasti invariati.

La scelta di una soluzione ottimale dal fronte mostrato in Figura 2.35a risulta particolarmente difficoltosa: infatti, il motore con la coppia più elevata presenta anche valori di ripple inaccettabili, mentre la soluzione che minimizza l'altra funzione obiettivo dimostra di avere una salienza non sufficiente a garantire buone coppie medie. Ripple di coppia così elevati convincono comunque a scartare tutte le ipotesi di motori che si discostano anche di poco dal motore a minore ripple. Risulta interessante notare come le due soluzioni estreme presentino rispettivamente per il motore a minor ripple un  $k_{air}$  pari a 0.37, mentre nella configurazione che produce la maggiore coppia media questo si ferma a 0.34, in accordo con quanto stimato analiticamente (Eq. 2.10). Ne consegue una conferma di quanto osservato anche nelle altre simulazioni, ossia che un rapporto di isolamento elevato non sia sempre garanzia di un'elevata coppia media, ma che debba anzi essere selezionato sulla base dello statore e del carico stesso. Per quanto concerne la configurazione a due barriere per polo (Figura 2.35b), il fronte di Pareto risulta molto largo, con valori di coppia media che si mantengono pressapoco invariati. Infatti, tutti i membri del fronte di Pareto hanno valori di  $k_{air}$  molto vicini tra loro, tutti intorno a 0.37. Nell'ottimizzazione a tre barriere (Figura 2.35c) il fronte è poco esteso. I motori individuati hanno pressapoco la stessa coppia media, con oscillazioni di coppia diverse. Risulta interessante osservare come queste soluzioni presentino pressapoco le stesse dimensioni geometriche principali, ossia stesso rapporto di isolamento, e quindi spessore delle barriere analogo, angoli di apertura praticamente coincidenti, ma forma delle estremità determinate da coefficienti  $k_{shape}$  diverse. Questo conferma come la punta delle barriere e la sua ottimizzazione sia particolarmente critica, a parità di condizioni, nella riduzione del ripple di coppia, e come sia quindi fondamentale che questa rientri tra i gradi di libertà dell'ottimizzazione. La maggiore sensibilità alle variazioni geometriche si vede in particolare per i motori a basso ripple di coppia, confermando quanto già osservato in [42]. Volendo confrontare i motori, i fronti sono riportati nella stessa Figura 2.36. Mediamente, sia in termini di ripple che di coppia media prodotta, le tre barriere per polo sembrano essere ottimali con questa geometria di statore.

In particolare per quanto riguarda i fronti per le due e tre barriere di flusso si è scelto di prendere in considerazione i motori con il ripple minore, vista la sostanziale uguaglianza della



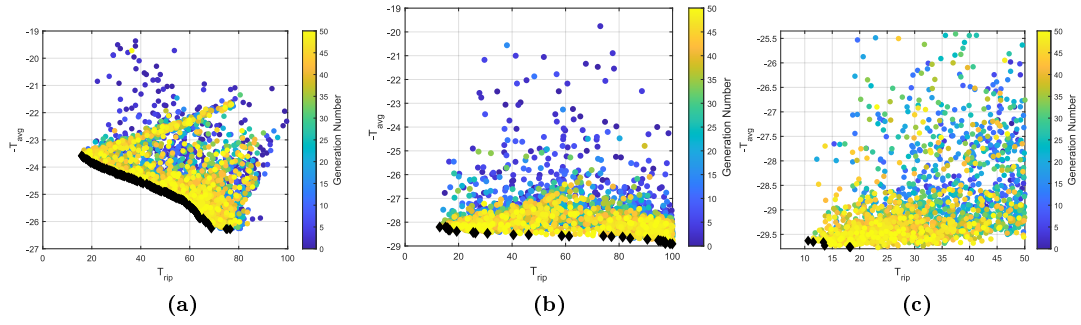


Figura 2.35: Fronti di Pareto individuati nell'ottimizzazione del motore 36/6 con (a)  $N_b = 1$ , (b)  $N_b = 2$ , (c)  $N_b = 3$ .

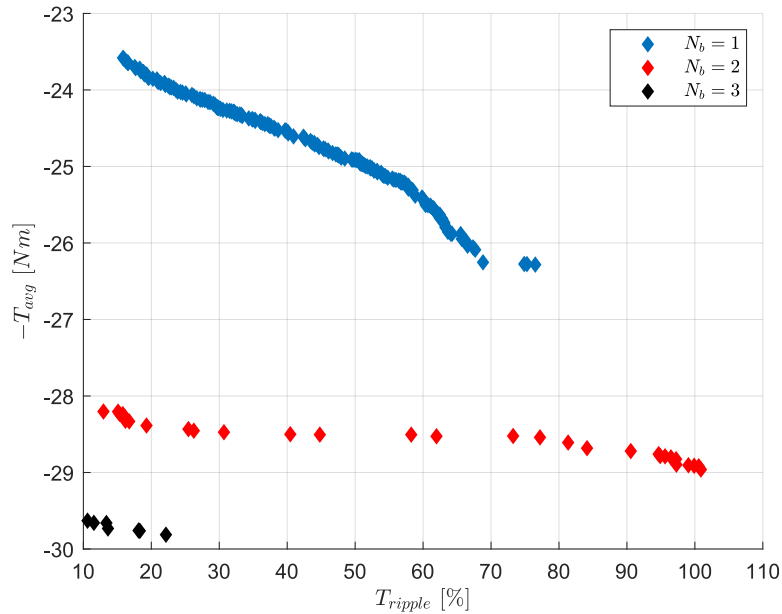


Figura 2.36: Confronto tra i fronti ottenuti, scegliendo un numero di barriere per polo tra uno e due nel motore a riluttanza con configurazione 36/6.

coppia media prodotta. Essendo lo statore lo stesso proposto in Tabella 2.8, si riportano di seguito unicamente i dati geometrici di rotore per i tre motori menzionati. L'apertura di barriera del motore ottimizzato con  $N_b = 1$  riportato in Tabella 2.13 presenta un angolo meccanico di  $15.1^\circ$ , estremamente vicino a quanto ricavato analiticamente con il modello proposto in [14] e determinato nella Sez. 2.4.3. Il rapporto di isolamento è leggermente maggiore rispetto a quanto calcolato, a causa della minore ampiezza della fondamentale del campo di induzione. La soluzione a due barriere con il minor ripple presenta angoli meccanici rispettivamente di  $\vartheta_{b1} = 11.4^\circ$  e  $\vartheta_{b2} = 22.8^\circ$ . In realtà questa configurazione non rientrerebbe tra quelle inizialmente considerate, a causa di un numero di cave virtuali per polo di rotore non ottimale. Ciononostante, volendo minimizzare unicamente la dodicesima armonica in Tabella 2.11 si ritrovano dei valori simili. Come già riconosciuto in precedenza, questi valori sono solo indicativi, a causa delle ipotesi limitative su cui sono ricavati. Infine, i dati relativi all'ottimizzazione del tre barriere, previsto come ottimale, presenta cave virtuali in corrispondenza degli angoli:  $\vartheta_{b1} = 9.6^\circ$ ,  $\vartheta_{b2} = 18.2^\circ$  e  $\vartheta_{b3} = 26.4^\circ$ . Benché non esattamente comparabili con quanto previsto analiticamente, la soluzione a barriere equispaziate sembra essere comunque una delle soluzioni più promettenti.

Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.37	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	15.2	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.04	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	4.5	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	6.3	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	6.1	mm

**Tabella 2.13:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a singola barriera per polo.

Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.37	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	11.4	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	22.8	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.08	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.40	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	2.7	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	4.6	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	3.4	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	0.8	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	5.3	mm

**Tabella 2.14:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a due barriere per polo.

### Caratterizzazione dei motori selezionati

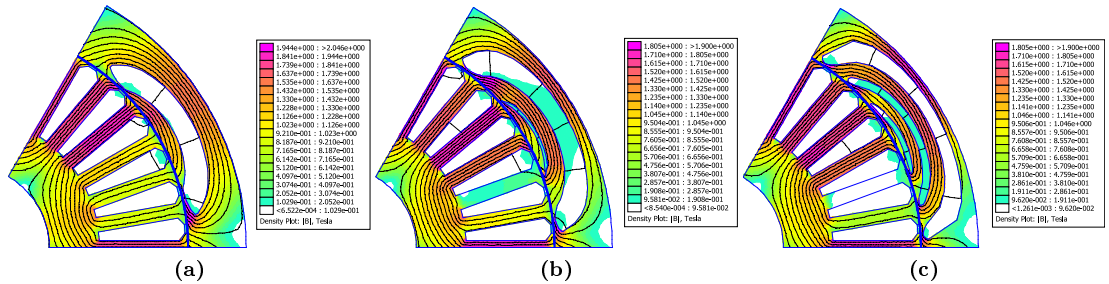
Il ridotto numero di coppie polari ha permesso di sfruttare meglio i motori. La corona di statore presenta infatti valori di induzione maggiori rispetto al caso con otto coppie polari. Considerando i tre motori a minore ripple per le tre configurazioni si osserva come nel primo caso (Figura 2.37a) i percorsi nel ferro siano relativamente poco saturi se confrontati con quanto mostrato dalla mappa per le tre barriere per polo (Figura 2.37c). Questo è dovuto anche al maggiore rapporto di aria su ferro. Infatti, mentre la configurazione a una e due barriere hanno un  $k_{air}$  di 0.37, il tre barriere ottimizzato ha un rapporto di isolamento maggiore e pari a 0.42, di conseguenza satura di più. Il flusso di asse  $d$  non è comunque ostacolato, dato che solo il percorso più esterno tocca valori di picco di 1.8 T, mentre le altre guide in parallelo consentono l'attraversamento delle linee di flusso. Come si è visto dalla sezione relativa alla salienza, infatti, tale configurazione continua a garantire la salienza maggiore e di conseguenza anche la coppia media più elevata.

### Analisi dei motori

Dalle mappe di saturazione si riconosce come il modello proposto in Figura 2.37a sia meno saturo rispetto agli altri. Infatti, l'angolo di MTPA è prossimo a quello ideale ed è pari a 48°. Al contrario gli altri due motori, con valori di induzione sensibilmente maggiori, presentano rispettivamente un angolo di 60° e 63° per il fasore di corrente. Tuttavia, la salienza ridotta

Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.42	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	9.6	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	18.2	°
Angolo meccanico della terza barriera	$\vartheta_{b3}$	26.4	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.48	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.31	-
Forma estremità terza barriera	$k_{shape,3}$	0.42	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	1.5	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	2.9	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	3.6	mm
Quarta guida nel ferro	$w_{fe,4}$	1.9	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	1.5	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	2.0	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	3.4	mm

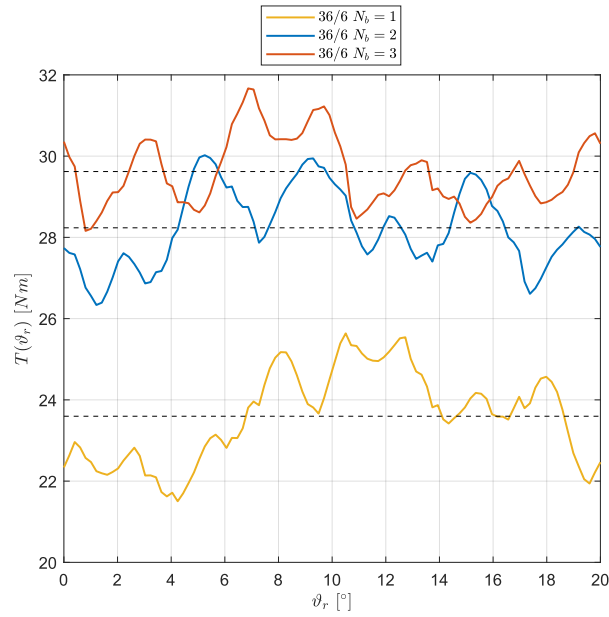
**Tabella 2.15:** Dati geometrici di rotore del motore a riluttanza a minor ripple nella configurazione 36/6 a tre barriere per polo.



**Figura 2.37:** Saturazione nella prova a carico dei tre motori ottimizzati con configurazione 36/6 con (a)  $N_b = 1$ , (b)  $N_b = 2$ , (c)  $N_b = 3$ .

non consente di raggiungere valori di coppia elevati rispetto alle altre due configurazioni. Con una densità di corrente efficace sui conduttori di  $6 \text{ A/mm}^2$  si è eseguita una simulazione a carico per determinare la coppia media e il ripple in maniera più dettagliata. I risultati sono riportati in Figura 2.38 e in Tabella 2.16. Ancora una volta, la configurazione a tre barriere per polo risulta la più interessante, sia in termini di coppia media che in termini di oscillazioni. In particolare, analizzando le armoniche maggiormente responsabili del ripple si riconosce la presenza delle armoniche di ordine  $6k$ , in particolare la  $36^\circ$ , la cui periodicità è introdotta dalle aperture di cava dello statore (Figura 2.39). Si riconoscono inoltre la sesta armonica, dovuta alla periodicità polare, e la dodicesima, determinata dall'interazione apertura di cava-poli. Per ridurre l'effetto dell'armonica principale ci si aspetta quindi uno skewing pari a un angolo di  $1.6^\circ$ , a cui corrisponde un  $\vartheta_{sk}/2$  di  $0.8^\circ$ . Eseguendo la simulazione si verifica infatti un valore di skewing ottimale simile a quanto ipotizzato, che consente di passare da un ripple del 10% a uno del 6%. Chiaramente, lo sfasamento dei lamierini rispetto alla posizione di allineamento determina anche una riduzione della coppia nominale, che risulta pari a 29.5 Nm, di poco ridotta al caso iniziale grazie al piccolo angolo di skewing.

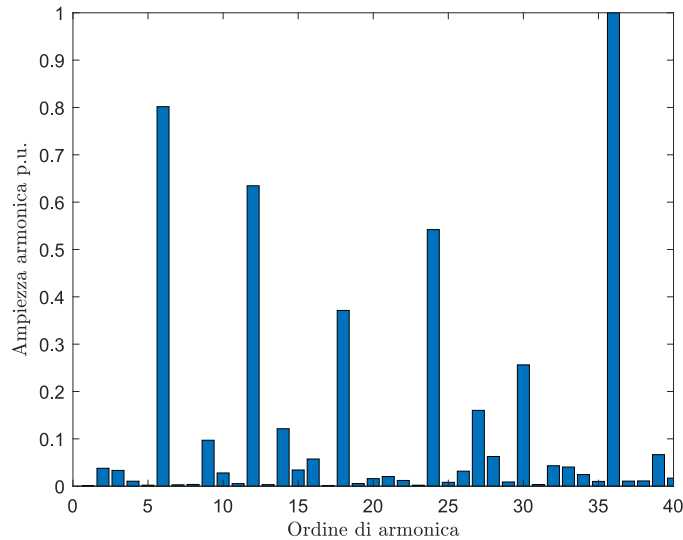
Nonostante nella configurazione 36/6 i motori presentino oscillazioni mediamente maggiori rispetto al caso 36/8, la densità di coppia è sensibilmente più elevata. Ne consegue che, per



**Figura 2.38:** Coppia a carico in MTPA nella configurazione 36/6 per i motori selezionati.

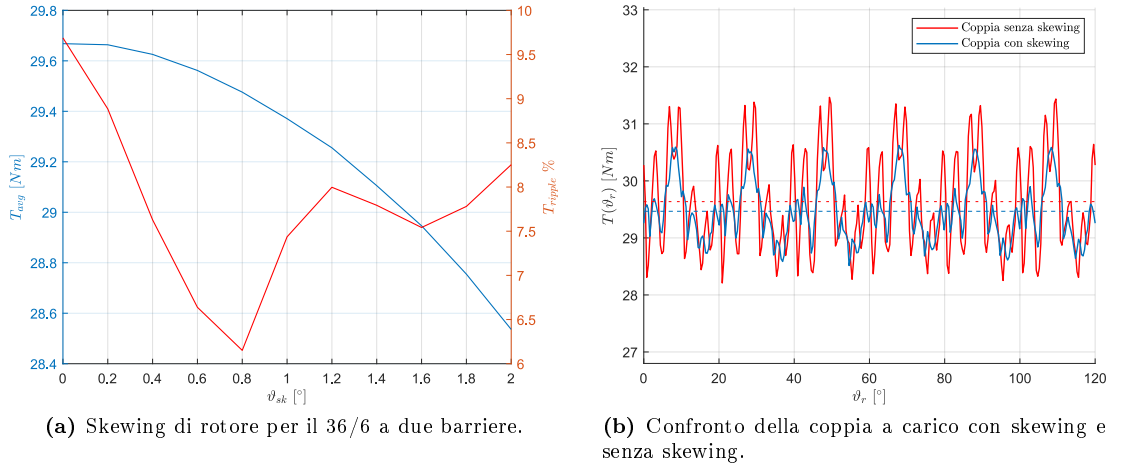
$N_b$	$T_{avg}$ [Nm]	$T_{ripple}$ %
1	23.6	18
2	28.2	13
3	29.6	10

**Tabella 2.16:** Confronto prestazioni nel punto di lavoro nominale nella configurazione 36/6.



**Figura 2.39:** Ampiezza delle armoniche di coppia principali normalizzate nel motore 36/6.

produrre un motore che lavori nel punto nominale a 25 Nm è sufficiente un motore con dimensioni del pacco statorico ridotte. Prendendo il motore ottimale, anche considerando uno skewing, per produrre la stessa coppia del motore SPM, al posto di avere una lunghezza di 94.5 mm è sufficiente un pacco statorico di 80 mm. Questo permetterebbe non solo un minore ingombro spaziale, ma consentirebbe anche di ridurre le perdite nel rame, grazie a conduttori di lunghezza inferiore, e quindi permetterebbe di ottenere motori con efficienze maggiori (Tabella



**Figura 2.40:** Effetto dello skewing di rotore sul valore della coppia media e sul ripple percentuale nella configurazione 36/6 a tre barriere di flusso per polo.

2.17). Rispetto ai valori riportati in letteratura [9], la densità di coppia del motore a rotore esterno è maggiore e pari a  $11.3 \text{ Nm/l}$ . Si conferma quindi un effettivo risparmio in termini di ingombri prediligendo una configurazione a rotore esterno piuttosto che interno. Si riporta infatti l'esempio di un riluttanza a rotore interno con dimensioni esterne del tutto analoghe che presenta una densità di coppia pari a  $9.1 \text{ Nm/l}$  [9].

Modifiche geometriche			
Diametro esterno rotore	$D_{r,e}$	150	mm
Lunghezza del pacco statorico	$L_{stk}$	80	mm
Angolo di skewing totale	$\vartheta_{sk}$	1.6	°
Prestazioni finali			
Coppia nominale	$T_n$	25.7	Nm
Coppia di ripple	$T_{ripple}$	7.1	%
Velocità nominale	$n$	1420	rpm
Perdite nei denti di statore	$P_{Fe,t}$	20	W
Perdite nella corona di statore	$P_{Fe,bi}$	5	W
Perdite meccaniche	$P_{mech}$	115	W
Perdite nel rame	$P_{Cu}$	405	W
Potenza meccanica erogata	$P_m$	3820	W
Efficienza stimata	$\eta_n$	87.5	%
Densità di coppia	$k_{TV}$	11.3	Nm/l

**Tabella 2.17:** Prestazioni del motore 36/6 a tre barriere con pacco statorico ridotto.

### Effetto delle barriere sulla salienza

A parità di carico elettrico, il motore a tre barriere produce la maggiore coppia media a cui corrisponde, infatti, una salienza nettamente superiore al modello a una sola barriera per polo (Figura 2.41). Si osservi che rispetto a quanto riportato in Figura 2.30, dove motori con lo stesso statore avevano salienze simili, in questo caso i valori si discostano significativamente, con salienze maggiori pur essendo stati ottenuti con  $k_{air}$  minori. Questo scostamento non sembra comunque totalmente imputabile al diverso rapporto di isolamento, visto che anche

nella configurazione 36/8 i valori non erano identici. Inoltre, le due soluzioni riportate per una e due barriere per polo presentano lo stesso  $k_{air}$ , avendo però rapporti di salienza molto diversi. Quello che si può osservare è che i valori di salienza massimi si hanno per carichi

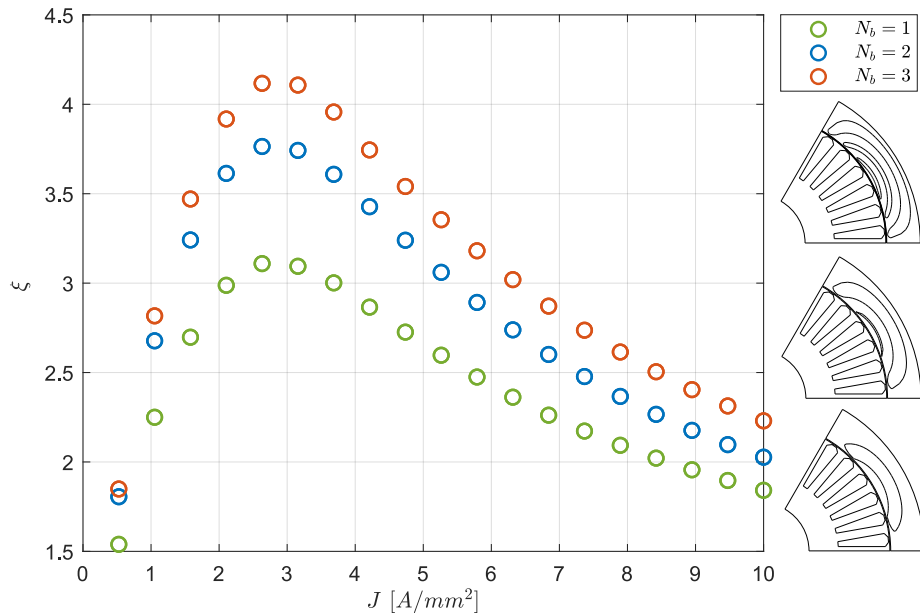


Figura 2.41: Salienza in funzione della densità di corrente nel motore a riluttanza 36/6.

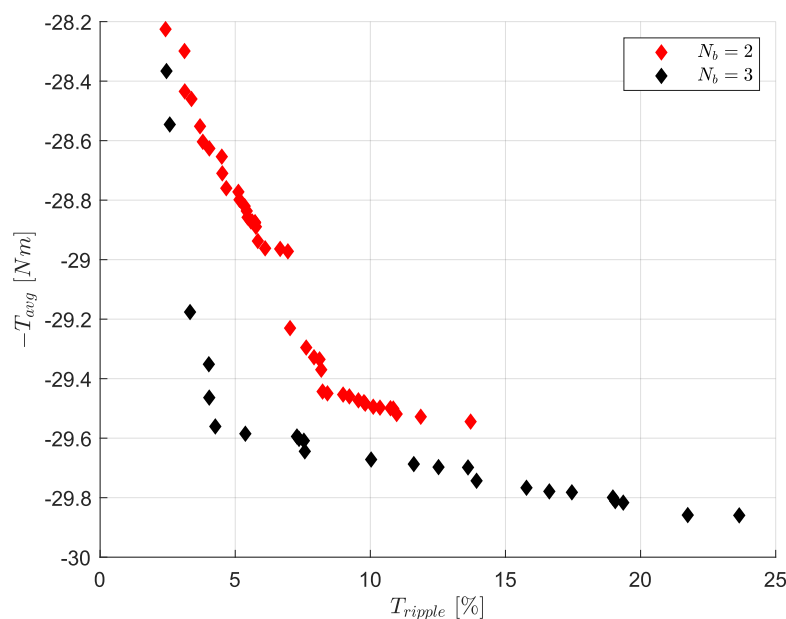
elettrici minori rispetto a quanto utilizzato nelle simulazioni, che prevedevano una densità di corrente nei conduttori pari a  $6 \text{ A/mm}^2$ . Ne consegue che il motore non lavora in un punto tale da sfruttare al massimo le sue potenzialità dal punto di vista geometrico. Tuttavia, l'estrema compattezza del motore richiede che per produrre determinate coppie il carico elettrico debba essere superiore. Il valore di  $\xi$  rappresenta comunque un valore indicativo per esprimere la coppia di riluttanza. Per arrivare quindi a generare valori di coppia confrontabili con il motore SPM, è necessario aumentare il carico elettrico, nonostante la salienza in quel punto si riduca a causa della saturazione del ferro. Si ricorda però che in quest'applicazione, così come negli azionamenti per pompe e compressori, caratterizzati da una dipendenza quadratica tra coppia e velocità di rotazione, le macchine lavorano per la maggior parte del tempo a carico ridotto, di conseguenza si il motore proposto si troverebbe a lavorare con una relativa bassa salienza in corrispondenza della coppia nominale, ma per la maggior parte delle ore operative il motore rimane caratterizzato da buone coppie di riluttanza anche con carichi ridotti.

#### 2.4.4 Configurazione 27/6

Poiché nelle sezioni precedenti si è osservato che la configurazione con numero di cave per polo per fase pari a 1.5 risulta particolarmente promettente, si è testata la configurazione 27/6, in modo tale da sfruttare i vantaggi legati ad un ridotto numero di poli per aumentare l'induttanza di magnetizzazione. Seguendo un procedimento analogo, partendo dalla progettazione analitica per determinare sia lo statore e l'avvolgimento (Tabella 2.18), che una possibile geometria di rotore a basso ripple, si sono ottenuti i parametri iniziali di ottimizzazione. In questo caso applicando l'Eq. 1.18 risulta a priori ottimale simulare un rotore a due barriere per polo, equispaziate tra loro di  $10^\circ$  meccanici, ossia  $30^\circ$  elettrici. Essendo però il motore difficilmente analizzabile in termini analitici, è stata eseguita anche la simulazione con tre barriere, vista la sua efficacia nettamente superiore osservata nelle ottimizzazioni precedenti. Da un bilancio di flusso si ricava che il rapporto di isolamento di rotore debba stare intorno a 0.33. Di conseguenza, per i limiti di  $k_{air}$  nel DE si sono usati valori intorno a quanto ricavato.

In Figura 2.42 è riportato il confronto tra due e tre barriere per polo. Come ci si aspettava il ridotto numero di coppie polari consente di aumentare la densità di potenza del motore. Vo-

Geometria di statore			
Diametro interno	$D_{si}$	56	mm
Diametro esterno	$D_{se}$	150	mm
Lunghezza del pacco statorico	$L_{stk}$	94.5	mm
Numero di cave	$Q_s$	18	—
Larghezza dente	$w_t$	10	mm
Altezza cava di statore	$h_s$	35	mm
Apertura di cava	$w_{so}$	3	mm
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.6	mm

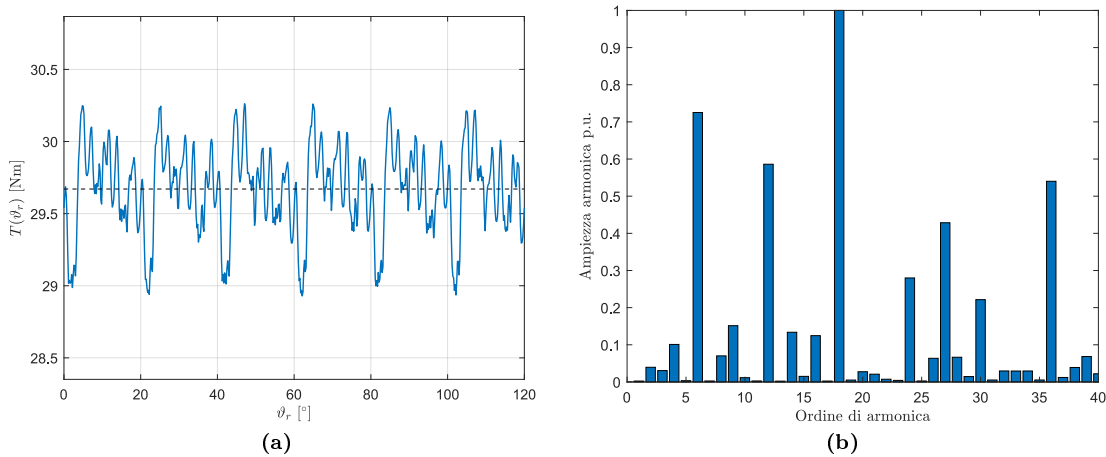
**Tabella 2.18:** Dati geometrici di rotore per la configurazione 27/6.

**Figura 2.42:** Confronto fronti di Pareto nella configurazione 27/6 con due e tre barriere per polo.

lendo quindi lavorare a una coppia media di 25 Nm alla velocità nominale, è possibile ridurre le dimensioni del pacco statorico, ottenendo dimensioni analoghe alla configurazione 36/6. Rispetto a quest'ultima, tuttavia, e anche in accordo con quanto riportato nella sezione relativa al 36/8, il ripple di coppia è sensibilmente inferiore e praticamente dimezzato, a conferma di come per quest'applicazione un numero di cave per polo per fase frazionario sia in realtà ottimale. La differenza tra motori a due e tre barriere risulta, peraltro, meno rilevante rispetto alle configurazioni precedenti. Prediligendo un ripple di coppia inferiore al 5%, si è scelto di simulare più accuratamente i motori che si trovano a sinistra di questo limite. Si è considerata la configurazione a tre barriere, anche se in realtà, come già evidenziato soprattutto per quanto riguarda la minimizzazione del ripple di coppia, le due configurazioni si somigliano. I motori ottimali nella parte finale del fronte, ossia quelli che presentano la stessa coppia media ma variazioni elevate di ripple, hanno lo stesso coefficiente  $k_{air}$ . Da questo si può quindi confermare come il rapporto tra aria e ferro di statore sia strettamente legato alla coppia media generata, ma si può anche vedere come il ripple sia una funzione che dipende praticamente unicamente dall'estremità delle barriere. I set di parametri individuati, infatti, differiscono tra loro non tanto per l'angolo di apertura, quanto per il parametro  $k_{shape}$  che definisce il punto di curvatura del raccordo per il ponticello e la posizione effettiva della zona satura che funge da cava virtuale di rotore. Da queste osservazioni si è quindi deciso di simulare il motore con caratteristiche tali da permettere la minimizzazione del ripple di coppia, modificando però il  $k_{air}$  in modo tale da ottenere un

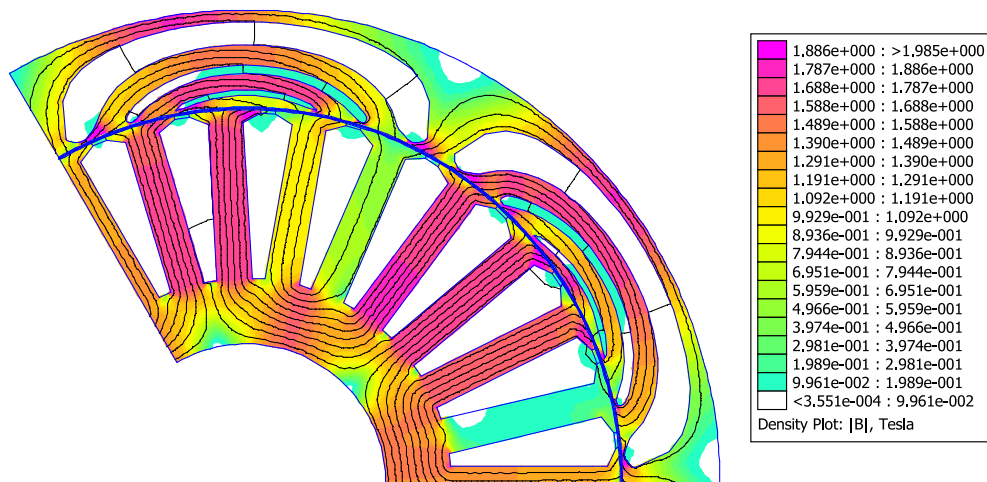
valore di coppia media superiore.

### Analisi motore ottimizzato 27/6 a tre barriere di flusso per polo

In Tabella 2.19 è riportato l'ottimo del motore con tre barriere per polo, scelto sul ginocchio del fronte di Pareto in modo tale da avere congiuntamente elevati valori di coppia e basso ripple. Analizzando in maniera più dettagliata il motore, si ricava una coppia media pari a  $29.7 \text{ Nm}$  con un ripple estremamente ridotto e pari al 4.4%, senza la necessità di eseguire uno skewing (Figura 2.43). In Figura 2.44 è mostrata la mappa di induzione del motore a carico. Come già osservato in precedenza, il ridotto numero di poli consente un migliore sfruttamento magnetico della macchina. Per il motore a tre barriere si è quindi eseguita la mappatura dei flussi, da cui si sono ricavate le coppie medie in funzione della corrente (Figura 2.45). Anche in questo caso risulta particolarmente evidente il *cross-coupling*, causato dagli effetti di saturazione del ferro. In Figura 2.46 sono invece riportati i limiti di funzionamento con corrente nominale e in sovraccarico 2, con traiettoria in MTPA e MTPV. Come già osservato, per come è stata definita la funzione obiettivo il motore opera nel punto nominale già in condizioni di saturazione. Per questo motivo la zona in MTPV risulta estremamente ridotta.



**Figura 2.43:** Simulazione a carico su un periodo elettrico del motore ottimizzato 27/6 a tre barriere per polo con (a) coppia in funzione della posizione rotorica, (b) scomposizione armonica.



**Figura 2.44:** Mappa di induzione del motore 27/6 ottimizzato a tre barriere di flusso per polo.

A partire dalla mappa dei flussi e dalle perdite calcolate in ogni punto di funzionamento è possibile determinare la caratteristica meccanica con le due zone di funzionamento sopra



Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.39	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	10.3	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	17.8	°
Angolo meccanico della terza barriera	$\vartheta_{b3}$	25.7	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.46	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.34	-
Forma estremità terza barriera	$k_{shape,3}$	0.47	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	2.4	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	3.3	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	4.1	mm
Quarta guida nel ferro	$w_{fe,4}$	2.4	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	1.1	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	1.7	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	4.5	mm

**Tabella 2.19:** Dati geometrici di rotore e statore del motore a riluttanza ottimizzato 27/6 con barriere fluide e  $N_b = 3$ .

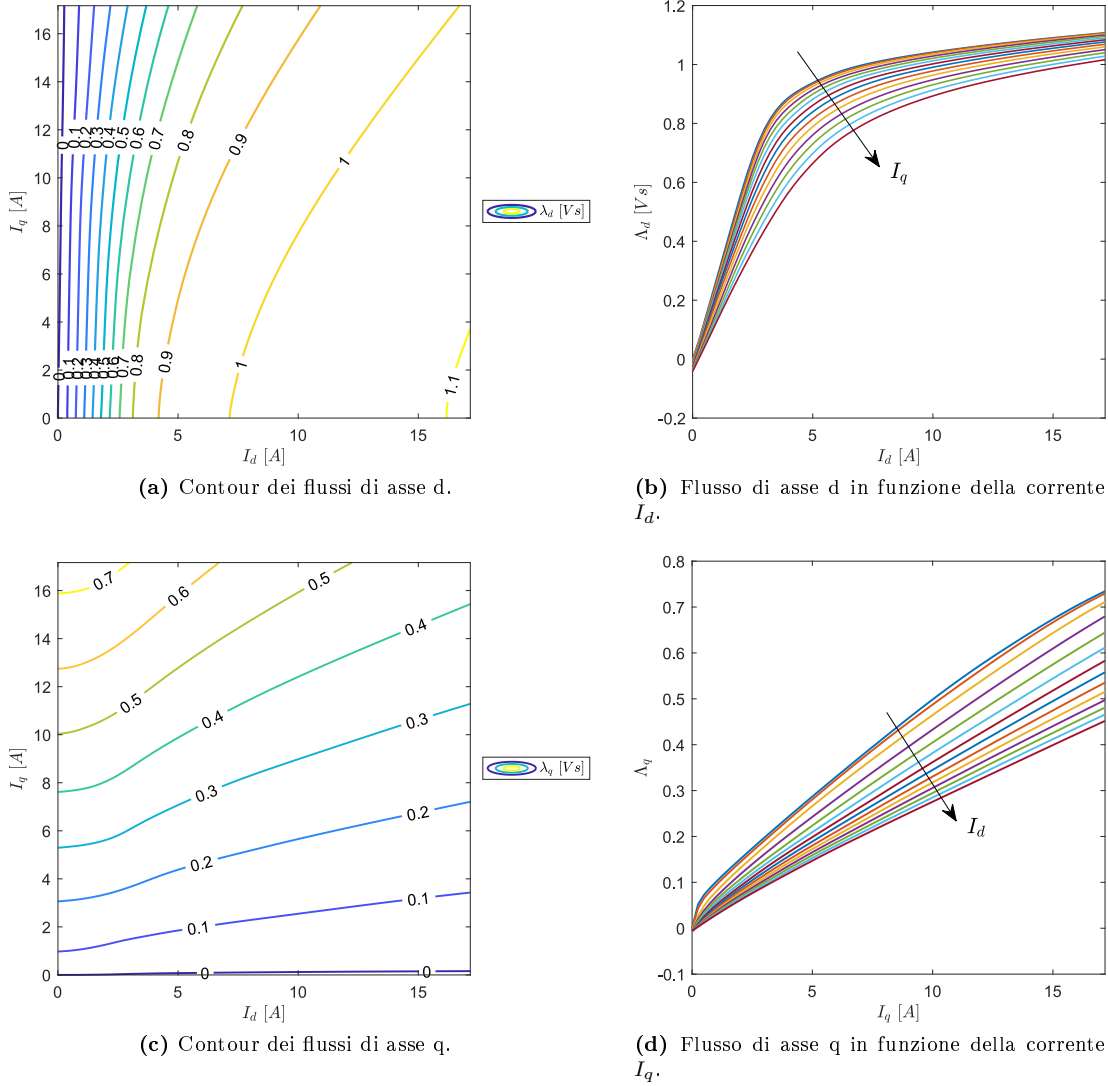
Punto di lavoro	$n$ [rpm]	$T$ [Nm]	$\eta$
1	1420	25.5	0.83
2	1065	12.7	0.88
3	710	6.4	0.86

**Tabella 2.20:** Rendimenti nei punti di lavoro previsti dalla normativa per il motore 27/6 a tre barriere di flusso per polo.

menzionate e la rispettiva efficienza in ogni punto di lavoro, come mostrato in Figura 2.47. Considerando un carico che vari in maniera quadratica con la velocità di rotazione si riportano in Tabella 2.20 i valori di efficienza relativi ai punti di funzionamento indicati dalla IEC 60034-30-2. Applicando la normativa in (2.7) si ricava un'efficienza complessiva dell'85.6%. Se validato sperimentalmente il motore rientrerebbe allora nella classe di efficienza IEC3.

### Analisi del motore ottimizzato 27/6 a due barriere di flusso per polo

Per quanto riguarda la configurazione con  $N_b = 2$ , al fine di ottenere un motore con coppia media elevata ma basso ripple si sono combinate le caratteristiche relative alle barriere del motore con il ripple più basso, sostituendo però il coefficiente  $k_{air}$  in modo tale da ottenere coppie maggiori. Dalla Tabella 2.21 che pone a confronto i parametri che permettono di ottenere rispettivamente un buon ripple di coppia e un'elevata coppia media risulta interessante osservare come la seconda opzione presenti un rapporto di isolamento minore rispetto alla prima. Questo è a conferma di quanto osservato nella Sezione 1.1.2, in cui si è sottolineato come un  $k_{air}$  elevato non sia sempre sinonimo di alta coppia generata, a causa della saturazione dei percorsi nel ferro. Ciò appare anche evidente osservando l'induzione nel ferro riportata in Figura 2.48. Infatti, nel motore con il rapporto di isolamento maggiore i percorsi nel ferro si portano a 1.7 T, mentre nel motore che produce la coppia maggiore l'induzione si ferma a 1.5 T. Il confronto tra le coppie prodotte dai tre motori a due barriere riportate in tabella è rappresentato in Figura 2.49. In Figura 2.50 viene mostrata invece la salienza in funzione della densità di corrente: si osserva che i valori sono praticamente confrontabili con quanto ottenuto per il motore ottimizzato 36/6.



**Figura 2.45:** Mappatura dei flussi di asse  $d$  e  $q$  nel motore a riluttanza ottimizzato 27/6 a tre barriere di flusso per polo.

Motore	Sigla	$k_{air}$	$\vartheta_{b1}$	$\vartheta_{b2}$	$k_{shape,1}$	$k_{shape,2}$	$T_{avg}$ [Nm]	$T_{ripple}$ %
Basso ripple	A	0.44	12.8	24.1	0.67	0.54	28.3	3.8
Elevata coppia media	B	0.37	16.5	25.5	0.14	0.52	29.5	10
Nuovo motore	C	0.37	12.8	24.1	0.67	0.54	28.8	6.7

**Tabella 2.21:** Effetto della variazione del rapporto di isolamento nel motore 27/6 a due barriere.

### 2.4.5 Configurazione 18/6

Per concludere il confronto sull'effetto di  $q$  sulle prestazioni del motore si è simulata la configurazione 18/6, che come il motore 24/8 è caratterizzato da un numero di cave per polo per fase unitario. Rispetto alla sezione precedente si ha quindi un numero intero e non frazionario. Vista l'analogia tra 36/8 e 27/6 in termini di ripple ci si aspetta che anche per la configurazione 18/6 si ottengano valori elevati, similmente a quanto osservato nel motore 24/8. Partendo dal modello delle barriere di flusso equispaziate si ottengono 10 cave virtuali di rotore, con conseguente configurazione a due barriere per polo uniformemente distribuite sulla periferia rotorica con angolo elettrico di  $36^\circ$ . Si è quindi svolta anche in questo caso un'ottimizzazione

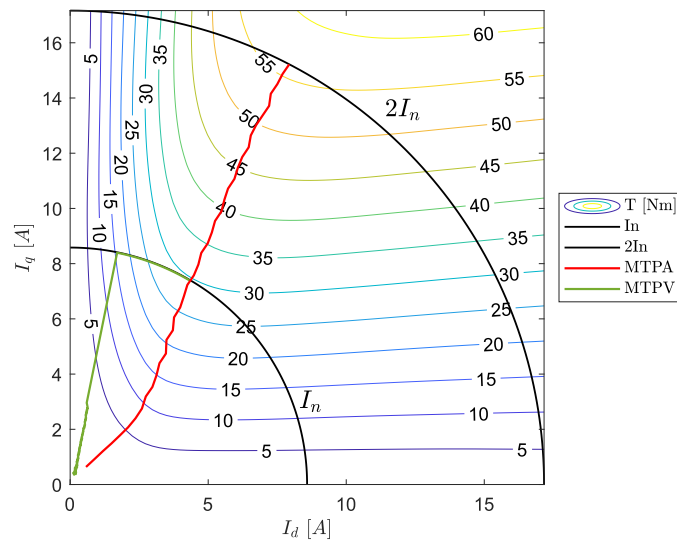


Figura 2.46: Luogo dei punti in MTPA e in MTPV per il motore ottimizzato 27/6 a tre barriere per polo.

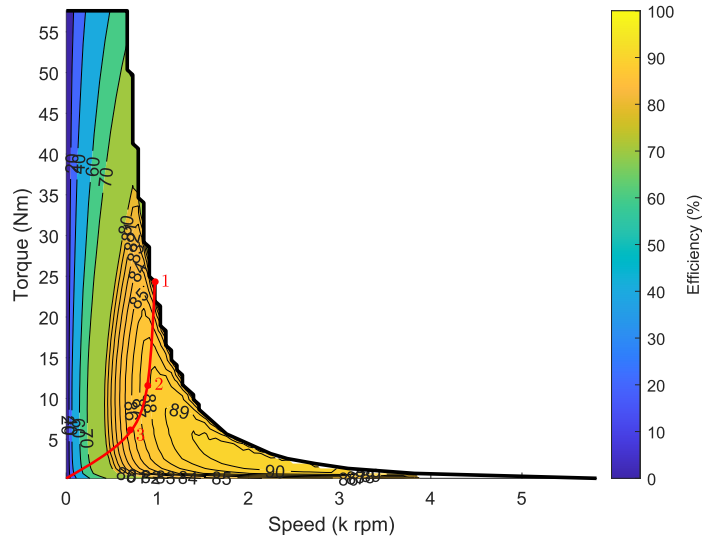
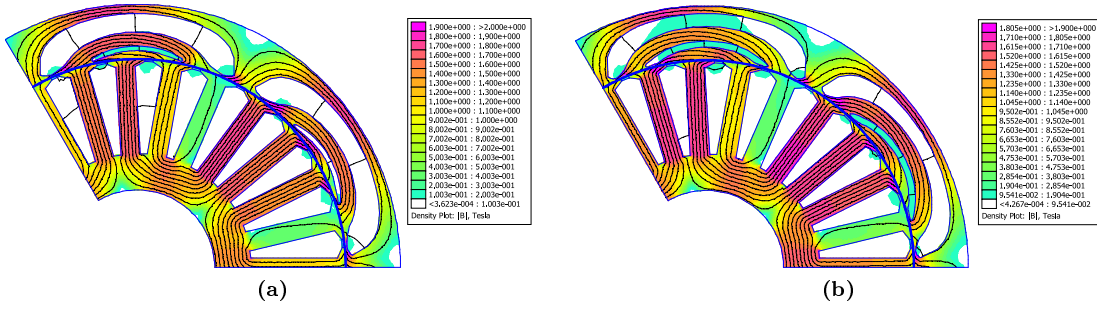


Figura 2.47: Caratteristica meccanica e mappa di efficienza del motore ottimizzato 27/6 a tre barriere di flusso per polo.

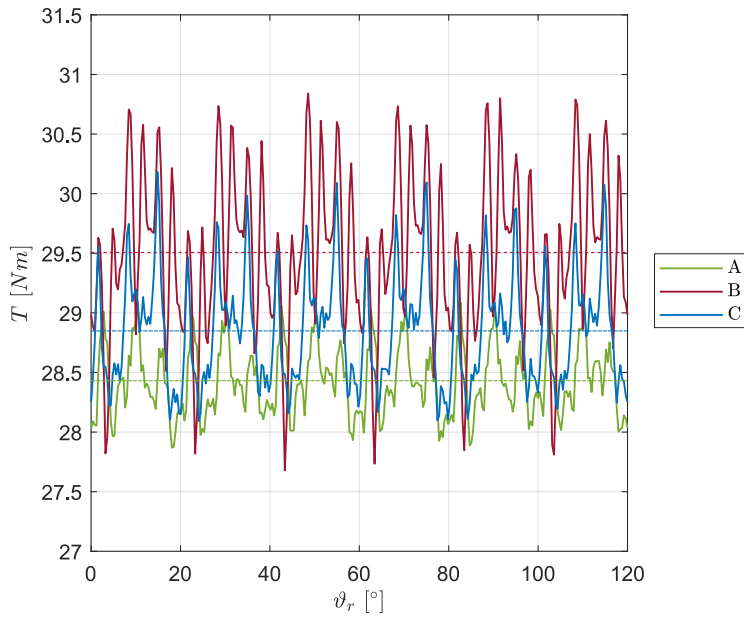
parametrica, testando anche le tre barriere di flusso per polo visto l'andamento medio migliore in termini di ripple dimostrato nelle sezioni precedenti. In Figura 2.51 è riportato il fronte di Pareto ottenuto sia simulando le due barriere per polo previste con il metodo delle cave virtuali, sia la configurazione a tre. Dato il significativo ripple di coppia rispetto alla configurazione precedente si è evitato di svolgere un'analisi più approfondita del motore in questione. Infatti, tutte le soluzioni presentano ripple al di sopra del 15% per il tre barriere e addirittura al di sopra del 30% per il due barriere. Si è quindi confermato come un  $q$  unitario non sia, né per gli otto poli né per i sei, una scelta adeguata per la riduzione del ripple di coppia.

## 2.5 Analisi meccanica e strutturale

In un motore a riluttanza il punto maggiormente sollecitato è rappresentato dai ponticelli magnetici. Soprattutto nei motori che richiedono il funzionamento ad elevata velocità è necessario prevedere dei ponticelli radiali, tanto più spessi quanto maggiore è la velocità [43], per evitare deformazioni e problemi meccanici. A priori, data la ridotta velocità del motore progettato, non



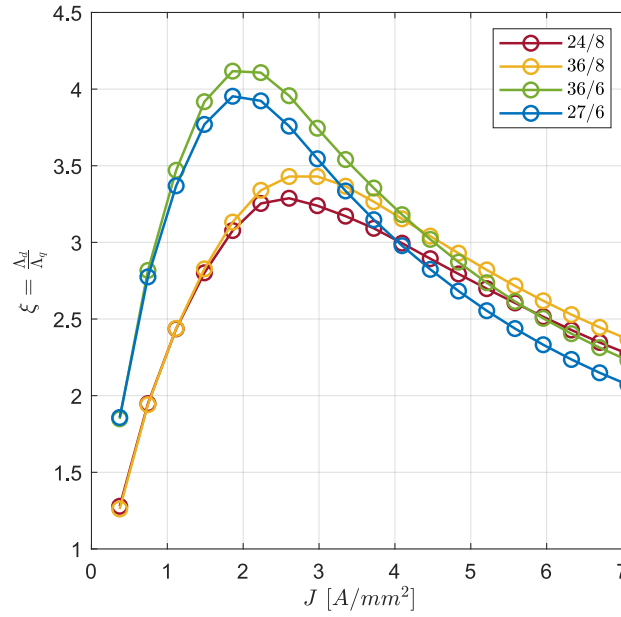
**Figura 2.48:** Mappe di induzione a carico nel motore 27/6 ottimizzato a due barriere per polo: (a) soluzione con basso ripple di coppia, (b) soluzione con elevata coppia media.



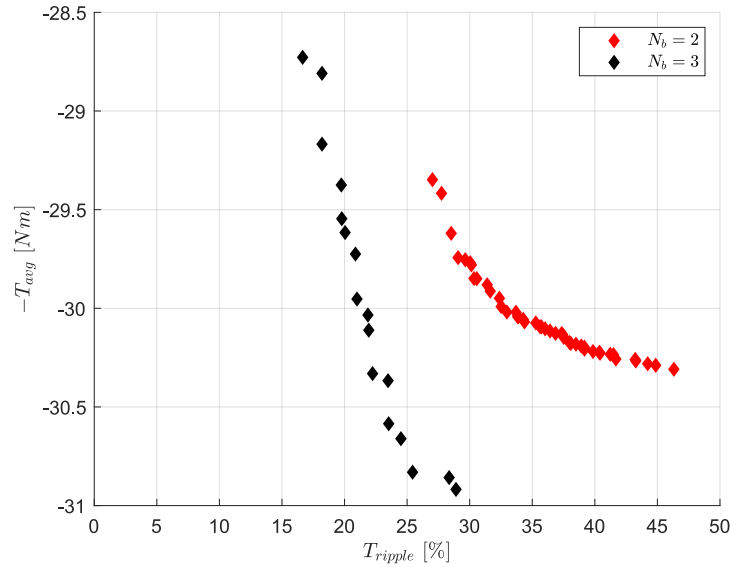
**Figura 2.49:** Confronto a carico delle prestazioni dei motori in Tabella 2.21.

si è ritenuto necessario inserire tali ponticelli, per evitare di ridurre la coppia media prodotta. Infatti, la loro presenza consentirebbe a una parte del flusso di fluire attraverso di essi, riducendo la salienza della macchina stessa [43]. I fattori che influenzano maggiormente gli sforzi sui ponticelli sono la velocità rotazionale, il carico magnetico, la forma delle estremità delle barriere e il volume delle isole magnetiche [44]. In particolare nelle sezioni precedenti si è visto che la forma delle estremità influenza significativamente le zone sature sulla periferia del rotore e dunque il ripple prodotto, in accordo con quanto osservato in [23]. Si è comunque scelto di parametrizzarle in modo tale da avere un raccordo e non un'estremità troncata, così da evitare la concentrazione delle tensioni meccaniche per la presenza dell'intaglio. Semplificando, se il rotore fosse pieno si comporterebbe come un cilindro forato sottoposto a un carico centrifugo costante. In questo caso gli sforzi tangenziali e radiali possono essere calcolati analiticamente come indicato in (2.12) e (2.13), dove  $\nu$  è il coefficiente di Poisson,  $R_{ri}$  il raggio interno del cilindro,  $R_{re}$  quello esterno e infine  $R$  indica il punto in cui si vuole calcolare lo sforzo. Applicando l'approssimazione del disco con pareti sottili, il sistema risulta essere maggiormente sottoposto a sforzi tangenziali. Nella Figura 2.52 si può osservare la buona sovrapposizione tra le formule analitiche e i risultati della simulazione agli elementi finiti svolta con COMSOL Multiphysics.

$$\sigma_r = (3 + \nu) \cdot \frac{\rho\omega^2}{8} \cdot (R_{ri}^2 + R_{re}^2 - \frac{R_{ri}^2 R_{re}^2}{R^2} - R^2) \quad (2.12)$$



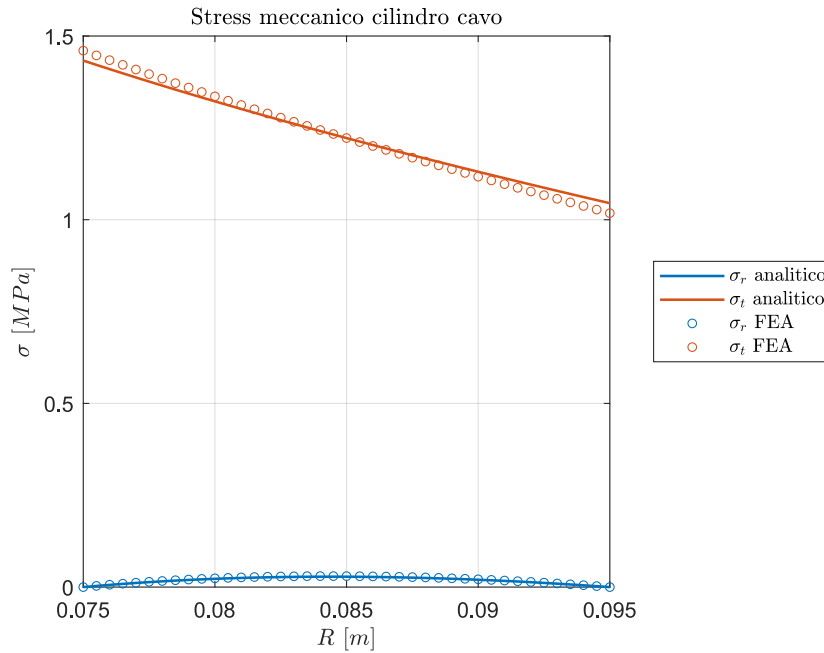
**Figura 2.50:** Salienda in funzione della densità di corrente nei conduttori per i motori ottimizzati con diverse configurazioni.



**Figura 2.51:** Fronte di pareto ottenuto nell'ottimizzazione del motore con configurazione 18/6.

$$\sigma_t = (3 + \nu) \cdot \frac{\rho\omega^2}{8} \cdot (R_{ri}^2 + \frac{Rr_{i^2} + R_{re}^2}{R^2} - (1 + 3\nu)R^2) \quad (2.13)$$

In realtà la presenza delle barriere di flusso fa sì che gli sforzi non siano equamente distribuiti sul raggio del cilindro e che si determino sforzi prevalentemente radiali che agiscono sui ponticelli tangenziali attraverso i quali viene mantenuta la continuità strutturale del rotore. Quando è presente più di una barriera ogni isola magnetica può essere considerata come un carico indipendente se la larghezza è sufficiente da distribuire gli sforzi concentrati sui ponticelli adiacenti. Ne consegue che il carico su ogni ponticello in direzione radiale sia il risultato del carico inerziale sulla propria sezione. Poiché lo spessore si è scelto costante per tutte le barriere e pari a  $0.60 \text{ mm}$ , il ponticello della barriera più esterna risulta quello maggiormente sollecitato. Visto che le estremità sono state raccordate in modo tale da evitare la concentrazione degli sforzi e



**Figura 2.52:** Sforzi meccanici calcolati su un disco cavo con le formule analitiche e risolvendo un modello FEA.

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Modulo di Young	$E$	220	GPa
Tensione di snervamento	$R_{eh}$	330	MPa
Resistenza alla trazione	$R_m$	445	MPa
Modulo di Poisson	$\nu$	0.35	-

**Tabella 2.22:** Caratteristiche meccaniche del lamierino di rotore simulato.

considerando che l'isola magnetica ha una sezione molto variabile nella sua lunghezza, il modello basato sulla trave non è più applicabile, visto che porterebbe a stimare con un vantaggio di sicurezza eccessivo la sollecitazione meccanica sui ponticelli. Risulta quindi fondamentale eseguire un'analisi agli elementi finiti, per poter verificare la tenuta meccanica dei ponticelli e della guida di ferro più esterna. Per verificare quindi l'effettiva tenuta dei ponticelli si è svolta una simulazione strutturale agli elementi finiti con COMSOL Multiphysics alla velocità nominale di 1420 rpm, così da ottenere risultati più accurati considerando anche la non uniformità della sezione dei ponticelli. Inoltre, visto il carico principalmente radiale, si è voluto verificare che il percorso nel ferro più esterno non fosse a sua volta eccessivamente sollecitato. Una particolare attenzione è stata posta al numero di elementi della *mesh*, per evidenziare potenziali picchi di tensione meccanica nella zona del raccordo. I valori dei parametri meccanici del lamierino M530-50A sono riportati in Tabella 2.22. In Figura 2.53 sono mostrati i risultati numerici della simulazione che indicano gli sforzi di Von Mises sulla struttura rotorica, mentre un dettaglio del ponticello tangenziale è riportato in Figura 2.54. La deformazione dovuta alle spinte centrifughe è invece riportata in Figura 2.55, non in scala. Si osserva che nel punto più sollecitato del motore, corrispondente al ponticello tangenziale della barriera più esterna, il valore di picco dello sforzo risulta pari a  $36.7 \text{ MPa}$ , con fattore di sicurezza oltre a 8. Sperimentalmente si è osservato che la resistenza alla fatica dei materiali metallici si ha per valori degli sforzi al di sotto della metà della tensione di rottura [44]. Grazie alla compattezza del motore e alla ridotta velocità di rotazione l'integrità strutturale della macchina è quindi garantita e si potrebbe anzi pensare ad una riduzione dello spessore del ponticello magnetico, con i conseguenti benefici che questo comporta dal punto di vista elettromagnetico.

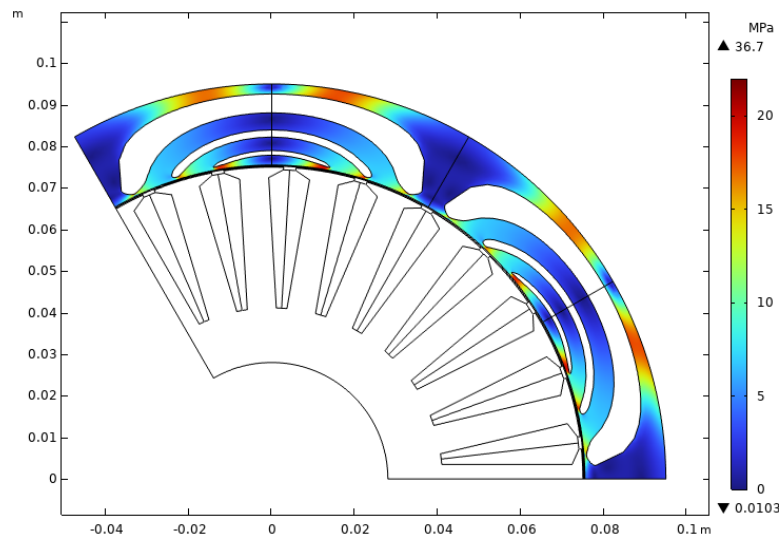


Figura 2.53: Distribuzione degli sforzi di Von Mises nel motore 27/6 alla velocità di 1420  $rad/s$ .

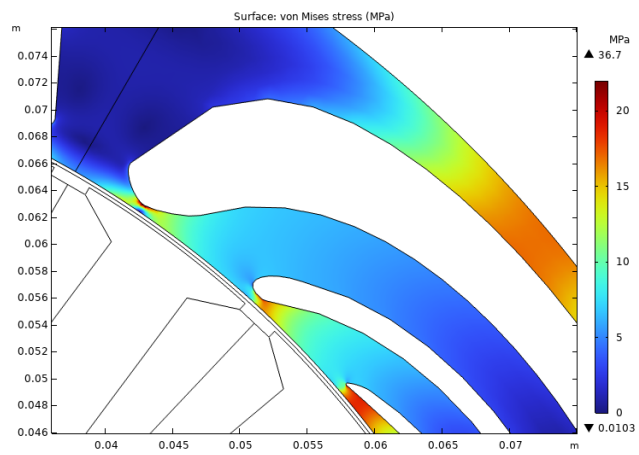


Figura 2.54: Dettaglio degli sforzi di Von Mises sui ponticelli tangenziali.

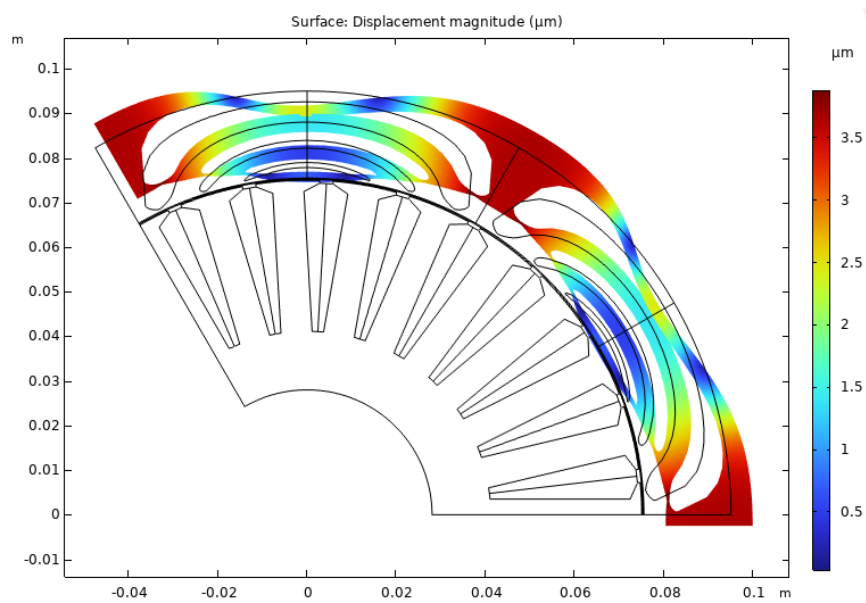


Figura 2.55: Deformazione del motore 27/6 ottimizzato alla velocità nominale di 1420  $rad/s$ .





## Capitolo 3

# Ottimizzazione parametrica del motore a riluttanza assistito

Come si è visto nei capitoli introduttivi, il motore a riluttanza soffre di un basso PF, dovuto all'elevata corrente magnetizzante necessaria a saturare i ponticelli magnetici. L'inserimento di magneti all'interno delle barriere di flusso può quindi essere sfruttato da un lato per saturare i ponticelli stessi, mentre dall'altro lato contribuisce alla coppia media grazie alla generazione di un flusso  $\lambda_m$ . Considerando il motore a rotore esterno i magneti svolgono anche una funzione strutturale scaricando le forze centrifughe senza dover progettare ponticelli magnetici radiali, che di fatto determinerebbero una riduzione della salienza della macchina e un aumento dei flussi dispersi, con conseguente riduzione della coppia media. Si è comunque già visto nel capitolo precedente che essi non sono di fatto necessari, grazie alla bassa velocità di rotazione e alla ridotta massa del motore. I motori a riluttanza assistita in ferrite impiegano magneti deboli, caratterizzati da un ridotto valore del campo di induzione residuo, sensibilmente minore se confrontato con i magneti in terre rare come il NdFeB. Essendo realizzati in polvere sinterizzata offrono inoltre il vantaggio di poter essere stampati e di avere quindi una forma geometrica qualsiasi, benché di fatto sia economicamente più sostenibile l'impiego di magneti rettangolari. Un'ulteriore possibilità è quella di eseguire un'iniezione, con conseguente riempimento totale della barriera di flusso, per mezzo di polvere di ferrite e Nylon. Questo materiale genera però dei valori di induzione residua minori, intorno ai 250 mT [45], contro i magneti ceramici con induzioni residue che, a seconda del materiale, si aggirano attorno ai 320 mT. Alcune delle caratteristiche magnetiche delle ferriti sia ceramiche che plastoferrite sono riportate in Tabella 3.1.

Ferrite	$B_{rem}$ [mT]	$H_{CB}$ [kA/m]	$H_{CJ}$ [kA/m]	$BH_{max}$ [kJ/m <sup>3</sup> ]
Y23	320 ÷ 270	170 ÷ 190	190 ÷ 230	20.0 ÷ 25.5
Y30	370 ÷ 400	175 ÷ 210	180 ÷ 220	26.0 ÷ 30.0
Y40	440 ÷ 460	330 ÷ 354	340 ÷ 360	37.5 ÷ 41.8
GSP-2.0 PA6/PA12	280 ÷ 290	180 ÷ 190	210 ÷ 320	15.9 ÷ 16.5

**Tabella 3.1:** Proprietà magnetiche dei magneti in ferrite ceramica e sinterizzata a 20°C.

Inizialmente si è selezionato il motore a riluttanza con la configurazione migliore e si sono inseriti dei magneti in ferrite ceramica per valutare il miglioramento delle prestazioni. In un primo momento si era considerata la possibilità di impiegare plastoferrite, tuttavia a causa delle dimensioni estremamente ridotte del rotore è stato necessario scartare quest'ipotesi per via del fenomeno della smagnetizzazione. Si è quindi scelto di usare Y40 per i valori di coercizione molto più elevati. A causa però degli scadenti risultati ottenuti, si è reso necessario ottimizzare congiuntamente la forma delle barriere e la quantità di magneti inseriti. L'effetto della tem-

peratura, unitamente allo spessore ridotto dei magneti, ha reso evidente come nel PMarEL sia da preferire una configurazione con due barriere per polo.

### 3.1 Effetto della temperatura sulle prestazioni del magnete

L'effetto della temperatura nei motori con magneti permanenti rappresenta una criticità, a causa della variazione della curva B-H che fa sì che il campo magnetico al ginocchio  $H_{cJ}$  si sposti verso valori minori al crescere della temperatura. Aumentandola infatti, non solo diminuisce l'induzione residua, ma risulta anche più facile la smagnetizzazione. Ipotizzando, nel caso più critico, una temperatura operativa dei magneti pari a  $120^\circ\text{C}$ , si ricavano i seguenti valori:

$$\alpha = \frac{\Delta B_{rem}}{\Delta T} = -0.2 \text{ \%}/^\circ\text{C}$$

$$\beta = \frac{\Delta H_{cJ}}{\Delta T} = +0.27 \text{ \%}/^\circ\text{C}$$

$$B_{rem} = B_{rem}(20^\circ\text{C}) [1 + \alpha(T_{op} - T_{ref})] = 0.368 \text{ [T]} \quad (3.1)$$

$$H_{knee} \approx H_{cJ} = H_{cJ}(20^\circ\text{C}) [1 + \beta(T_{op} - T_{ref})] = 262.8 \text{ [kA/m]} \quad (3.2)$$

Affinché il magnete non si smagnetizzi durante il funzionamento è necessario che il punto di lavoro si trovi al di sopra del ginocchio della curva di magnetizzazione, di conseguenza è necessario che il valore minimo di induzione sul magnete sia superiore a  $B_{knee}$  (3.3):

$$B_{knee} = B_{rem} + \mu_{rec}\mu_0 H_{knee} \quad (3.3)$$

$$\mu_{rec} = \frac{B_{rem}(20^\circ\text{C})}{\mu_0 H_{cB}} = 1.03 \quad (3.4)$$

con  $\mu_{rec}$  definito come il rapporto tra l'induzione residua a  $20^\circ\text{C}$  e la coercitività (3.4). Sostituendo i parametri relativi all'Y40 si vede che l'induzione sul magnete deve stare al di sopra di  $0.028 \text{ T}$ .

### 3.2 Magnete necessario a saturare i ponticelli

Una volta determinate le caratteristiche del motore in funzione della temperatura si può ricavare la frazione del magnete necessaria a saturare i ponticelli magnetici. Infatti, mentre il flusso al traferro cresce all'aumentare della larghezza del magnete, il flusso necessario a saturarli rimane costante [9]. Dato infatti il flusso rimanente del magnete (3.5), quello realmente utile alla generazione di coppia si ottiene sottraendo la componente necessaria a saturare i ponticelli (3.6). Virtualmente si può quindi determinare per sottrazione la porzione di magnete "persa" (3.7) (3.8).

$$\phi_{rem} = B_{rem} w_m L_{stk} \quad (3.5)$$

$$\phi_{sat} = B_{sat} \Delta w_m L_{stk} \quad (3.6)$$

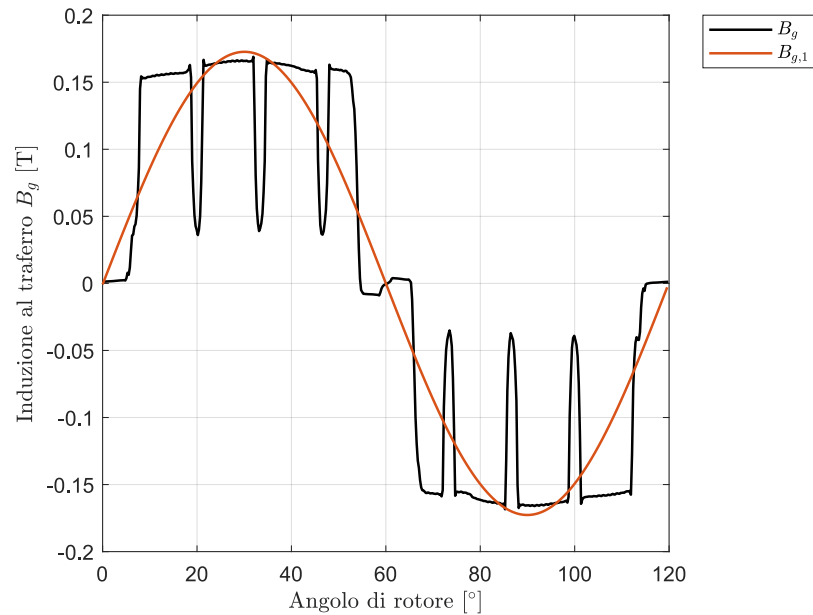
$$\phi'_{rem} = \phi_{rem} - \phi_{sat} = B_{rem} w'_m L_{stk} \quad (3.7)$$

$$\Delta w_m = \frac{B_{sat}}{B_{rem}} t_r \quad (3.8)$$

Sostituendo i valori, considerando un'induzione di saturazione pari a  $1.9 \text{ T}$  e lo spessore dei ponticelli  $t_r$  di  $0.60 \text{ mm}$ , si ricava che per ogni magnete posizionato una quota di  $3 \text{ mm}$  venga di fatto "persa" senza generare coppia.

### 3.3 PMaREL ottenuto a partire dal REL ottimizzato

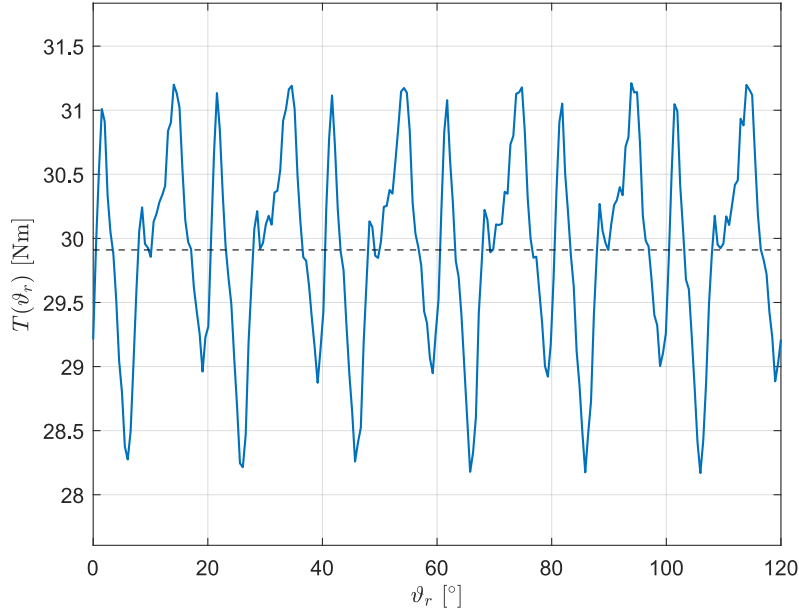
Inizialmente si è selezionato il motore a riluttanza ottimizzato nel capitolo precedente e si sono inseriti i magneti in Y40 a sezione rettangolare lungo la larghezza delle barriere. Per farlo, si è considerato il motore 27/6 a due barriere. La selezione della lunghezza è stata fatta in modo tale da ottenere un profilo di induzione al traferro a vuoto il più possibile prossimo ad un andamento sinusoidale (Figura 3.1). La fondamentale dell'induzione al traferro risulta particolarmente bassa, con un picco di  $0.17\text{ T}$ . Dall'andamento riportato si osserva in particolare l'effetto dei ponticelli saturi sulla distribuzione del campo: infatti, per ogni polo le due estremità associate a ciascuna barriera generano dei buchi nella forma d'onda, dovuti alla formazione di un percorso che oppone una riluttanza maggiore rispetto al tratto in ferro.



**Figura 3.1:** Induzione a vuoto dovuta alla presenza dei magneti nel PMaREL ottenuto a partire dal REL ottimizzato a due barriere per polo in configurazione 27/6.

Tuttavia, pur essendo partiti dal motore riportato in Tabella 2.21 con il minor ripple di coppia, si è osservato che l'inserimento del magnete ha determinato una coppia media di poco superiore a quanto prodotto dal motore a pura riluttanza, ma con un ripple di coppia decisamente superiore (Figure 3.2). Si è infatti passati da un riluttanza con coppia media di  $28.3\text{ Nm}$  a fronte di un ripple del 3.8%, a un PMaREL con una coppia media di  $29.9\text{ Nm}$  e un'ondulazione del 10%. Essendo stati inseriti magneti deboli il contributo maggiore di coppia rimane quello dovuto alla riluttanza, mentre la coppia dovuta ai magneti rimane limitata (Figura 3.3). Si osserva inoltre come la coppia di riluttanza si sia ridotta rispetto al motore originale. Questo è dovuto a come è stato ottimizzato il motore a riluttanza. Infatti, esso è stato ottimizzato in modo tale da generare, a carico nominale, la maggiore coppia media possibile. Il risultato è stato ottenere motori già molto saturi e quindi, sebbene il volume di magneti inserito sia ridotto, il flusso generato ha fatto sì che i percorsi nel ferro saturassero ancora di più, determinando una riduzione della salienza e quindi della coppia di riluttanza.

Un'ulteriore osservazione sta nel metodo di costruzione delle barriere stesse. Infatti, la scelta di progettare barriere fluide è nata dall'ipotesi di simulare l'andamento del flusso generato dalle sole correnti di statore nel rotore pieno (Figura 1.11). Quest'ipotesi non è più verosimile nel momento in cui all'interno del rotore vengono poste delle sorgenti di flusso permanente dovute ai magneti. Inoltre, sempre a causa della forzante introdotta dalla ferrite, le aree di saturazione dovute ai magneti potrebbero essersi spostate, determinando un peggioramento del ripple di coppia. Si è infatti già visto nel capitolo precedente come variazioni minime della zona satura lungo i ponticelli influenzino significativamente l'andamento della coppia. Si è pertanto scelto



**Figura 3.2:** Simulazione a carico eseguita per il PMaREL ottenuto dal REL ottimizzato 27/6 a due barriere di flusso per polo.

di procedere con l'ottimizzazione del motore completo, inserendo la dimensione del magnete come ulteriore variabile del DE.

### 3.4 Ottimizzazione tramite DE del PMaRM 27/6

Rispetto a quanto riportato nella Sezione 2.4, per ottimizzare il motore a riluttanza assistita si è aggiunto un parametro relativo alla lunghezza del magnete stesso. Lo spessore si è invece legato allo spessore della barriera determinato in maniera analoga a quanto descritto precedentemente (1.12) (1.16). Ogni barriera è quindi stata definita da tre variabili, in aggiunta al coefficiente  $k_{air}$  a partire dal quale si sono calcolati gli spessori:

- $k_{air}$ : coefficiente che incide sulla saturazione del rotore, usato per calcolare lo spessore di ogni barriera.
- $\vartheta_b$ : angolo di apertura della barriera rispetto all'asse polare.
- $k_{shape}$ : forma dell'estremità e raccordo.
- $w_{PM}$ : larghezza del magnete inserito nella barriera.

Pur considerando quanto osservato all'inizio del capitolo relativamente alle ridotte dimensioni del rotore e quindi dello spessore dei magneti, si è comunque scelto di ottimizzare anche il tre barriere, pur riconoscendo sin dall'inizio la scarsa resistenza alla smagnetizzazione e dunque la possibilità che una porzione del magnete si smagnetizzi a carico. In Figura 3.4 è riportato il fronte di Pareto. Quello che si osserva rispetto alle ottimizzazioni precedenti è una generale riduzione del coefficiente  $k_{air}$ , che da valori intorno a 0.33 si è portato sullo 0.26. Analogamente a quanto visto in tutte le ottimizzazioni eseguite, infatti, l'ottimizzatore tende a convergere verso soluzioni con lo stesso  $k_{air}$ . Questo è dovuto alla presenza dei magneti in ferrite che, determinando un flusso aggiuntivo, portano alla necessità di incrementare la dimensione dei percorsi in ferro, onde evitare che saturino. In accordo con le simulazioni precedenti, avere un maggior numero di barriere a parità di  $k_{air}$  sembra essere un'opzione vantaggiosa per la diminuzione del ripple di coppia. L'aspetto critico è rappresentato dal magnete contenuto nella barriera più interna, caratterizzato da uno spessore estremamente basso.

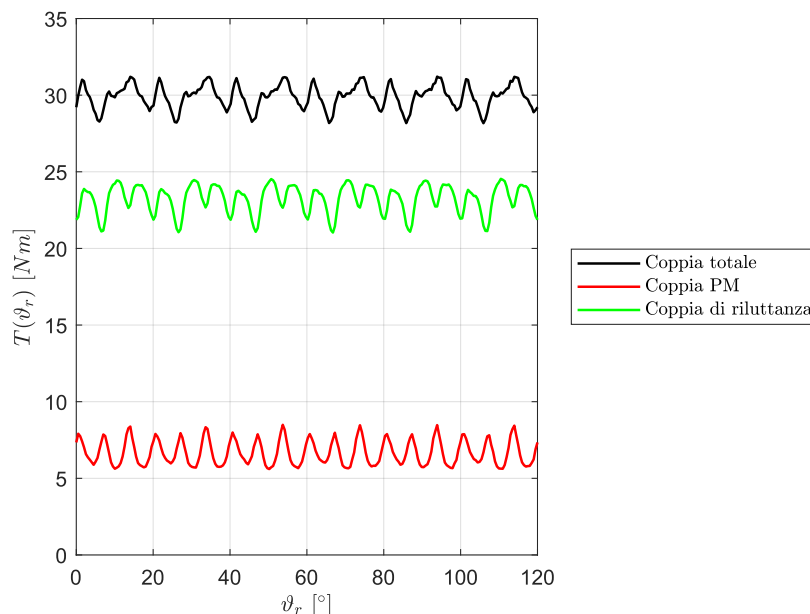


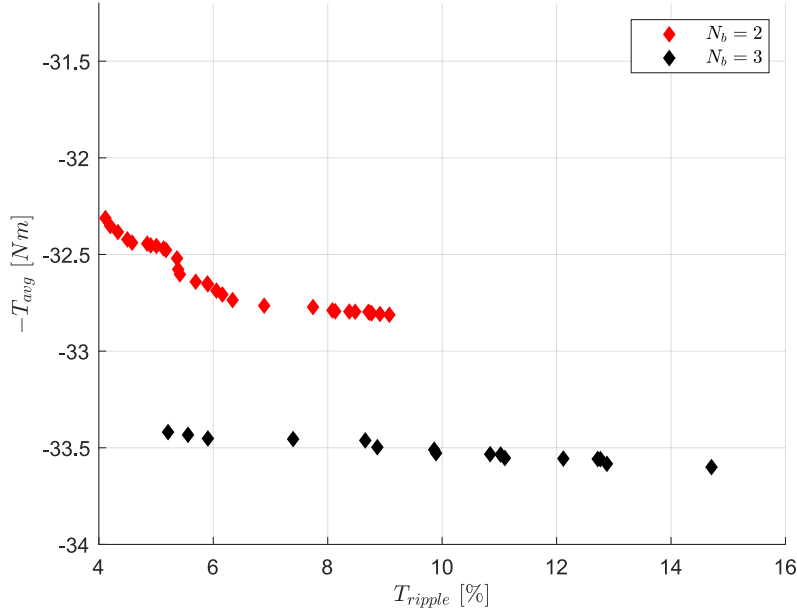
Figura 3.3: Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottenuto dal REL ottimizzato.

### 3.4.1 Analisi del PMaREL a tre barriere

Come motore si è selezionato dal fronte di Pareto la soluzione con il ripple minore, visto il sostanziale allineamento di tutti gli altri individui in termini di coppia media. Le soluzioni del fronte sono infatti caratterizzate dallo stesso valore del coefficiente  $k_{air}$  e producono, pertanto, valori di coppia media pressapoco identici. Come accennato, la presenza di generatori di flusso costante rappresentati dai magneti permanenti fa sì che il valore di  $k_{air}$  sia minore rispetto al REL. Al fine di evitare la saturazione, l'ottimizzatore è infatti andato a convergenza verso motori con un ridotto volume di magneti. Questo risulta evidente confrontando il picco della fondamentale dell'induzione a vuoto per il motore ottimizzato (Figura 3.5). Il valore di  $B_{g,1}$  è infatti pari a  $0.13 T$ , ridotto rispetto a quanto effettivamente simulato nella Sezione 3.3, dove l'induzione di picco a vuoto risultava pari a  $0.17 T$ .

I dati geometrici relativi al motore sono riportati in Tabella 3.2. Si è inizialmente allineato il motore mantenendo la convenzione del motore a riluttanza, quindi con l'asse  $q$  in corrispondenza delle barriere di flusso, visto che la ferrite non produce un flusso tale da giustificare la convenzione da IPM. A vuoto si è quindi analizzata la coppia di cogging (Figura 3.6): se confrontato con quella prodotta dal motore SPM (Figura 2.7), sempre in ferrite, l'impuntamento dovuto ai magneti risulta ancora più basso. Essendo il tipo di magneti usato lo stesso, appare evidente come questa riduzione dell'oscillazione sia dovuta alla sensibile riduzione del volume di magneti impiegato. Volendo fare un confronto, infatti, l'SPM contiene  $2.5 kg$  di ferrite, contro i  $407 g$  necessari al PMaRM. Sempre nella simulazione a vuoto si può osservare come i magneti inseriti nelle barriere contribuiscano a saturare i ponticelli magnetici (Figura 3.7). Mentre quelli delle barriere più esterne presentano valori di induzione superiori a  $1.9 T$ , i ponticelli della barriera più interna si portano a valori ben più bassi e non superano  $1.3 T$ , a causa anche della larghezza minore del magneti nella prima barriera.

Poiché il PMaREL è stato allineato come un motore a riluttanza, l'angolo di MTPA si ricava ancora una volta dall'intersezione tra il limite di corrente e le curve isocoppia del primo quadrante. A causa del *cross-coupling* l'angolo del fasore spaziale di corrente che consente di ottenere la massima coppia con il carico elettrico minore corrisponde a  $64^\circ$  (Figura 3.8). Fornendo solo corrente di asse  $d$ , l'unico contributo di coppia è quello dovuto al magneti, mentre la coppia di riluttanza è totalmente assente. Per questo motivo il diagramma parte e finisce in corrispondenza di  $5 Nm$ . Mantenendo invariato il carico elettrico, ossia usando una densità di corrente nei conduttori corrispondente a  $6 A/mm^2$  in valore efficace, si è simulato l'andamento della coppia in funzione della posizione rotorica su un periodo elettrico. Dalla



**Figura 3.4:** Fronte di Pareto ottenuto dall'ottimizzazione del PMaREL 27/6 a due e tre barriere di flusso per polo.

Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Coefficiente di saturazione	$k_{air}$	0.26	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	9.3	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	17.9	°
Angolo meccanico della terza barriera	$\vartheta_{b3}$	26.8	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.37	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.05	-
Forma estremità terza barriera	$k_{shape,3}$	0.39	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	1.4	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	2.1	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	4.5	mm
Quarta guida nel ferro	$w_{fe,4}$	5.0	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	0.78	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	0.98	mm
Spessore della terza barriera	$t_{b3}$	2.97	mm
Larghezza magnete prima barriera	$w_{PM,1}$	12.9	mm
Larghezza magnete seconda barriera	$w_{PM,2}$	21.3	mm
Larghezza magnete terza barriera	$w_{PM,3}$	32.2	mm

**Tabella 3.2:** Dati geometrici di rotore a riluttanza assistita in ferrite ottimizzato con configurazione 27/6 e tre barriere per polo.

simulazione si è ricavata una coppia nominale pari a 33.6 Nm a fronte di un ripple del 7.2% (Figura 3.9). Eseguendo poi un'ulteriore simulazione imponendo una corrente smagnetizzante è possibile ricavare i contributi di coppia di riluttanza e di allineamento. Infatti, nella precedente simulazione, fornendo sia  $I_d$  che  $I_q$ , il motore produce entrambi i contributi, ossia  $T_{REL}$  e  $T_{PM}$ .

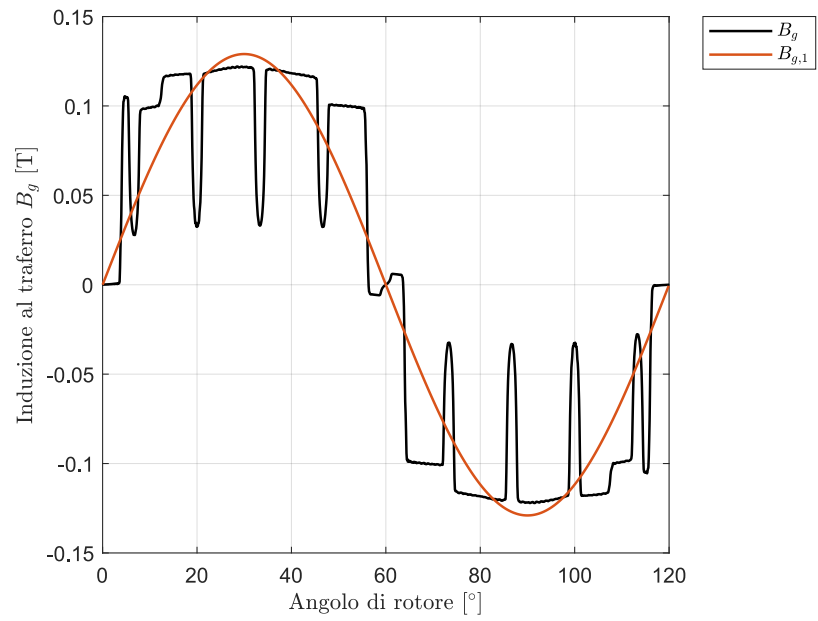


Figura 3.5: Induzione al traferro a vuoto nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo.

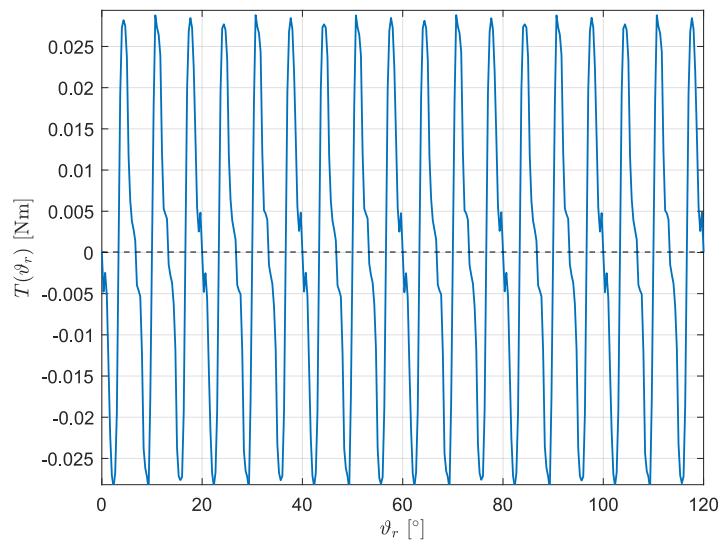


Figura 3.6: Coppia di cogging nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo.

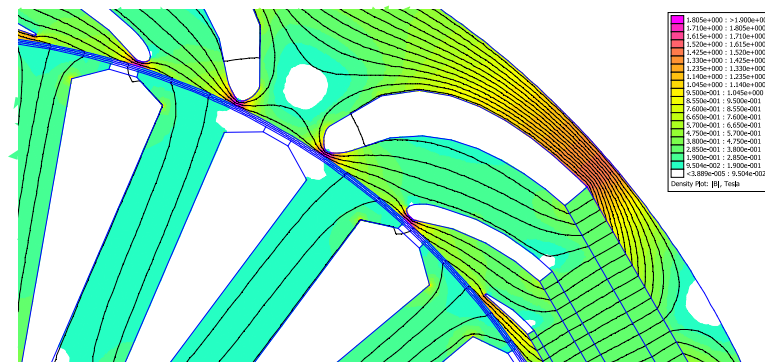
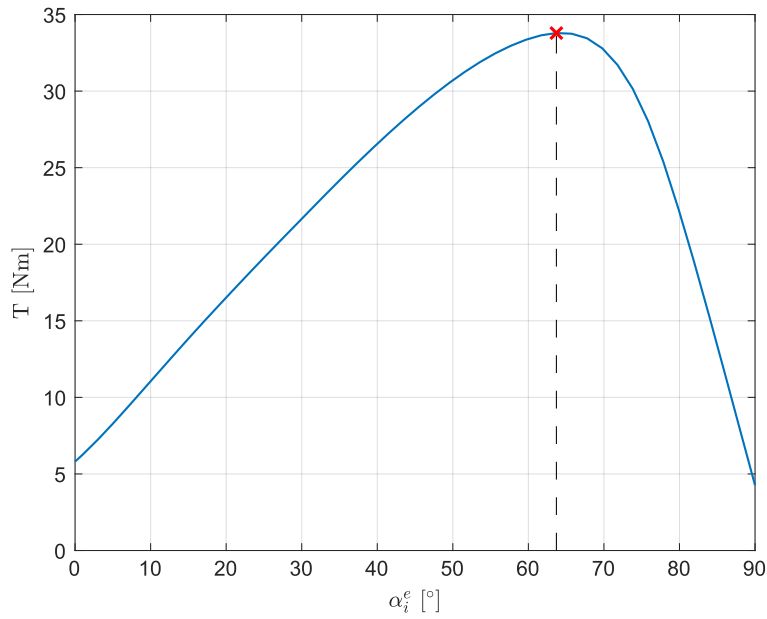
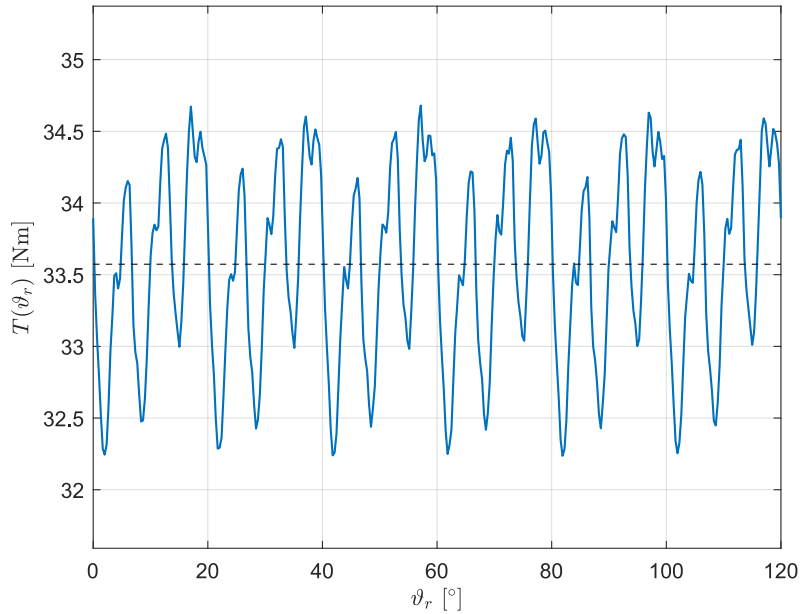


Figura 3.7: Saturazione dei ponticelli per il solo effetto della presenza dei magneti nel PMaREL ottimizzato.



**Figura 3.8:** Coppia media in funzione dell'angolo di corrente nel PMaRM nella configurazione 27/6 a tre barriere per polo.



**Figura 3.9:** Coppia in funzione della posizione rotorica nel PMaREL a tre barriere ottimizzato.

Ripetendo la simulazione con corrente di asse  $d$  opposta in segno si ottiene un contributo di riluttanza opposto e lo stesso valore della coppia dovuta al magnete. Chiamando i risultati della prima simulazione con  $T_1$  e i risultati della seconda con  $T_2$ , si ricavano i contributi separatamente come mostrato in (3.9) e (3.10). I risultati di questa scomposizione sono mostrati in Figura 3.10.

$$T_{PM} = \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (3.9)$$

$$T_{REL} = \frac{T_1 - T_2}{2} \quad (3.10)$$

Per garantire che non avvenga in nessun caso la smagnetizzazione dei magneti è necessario



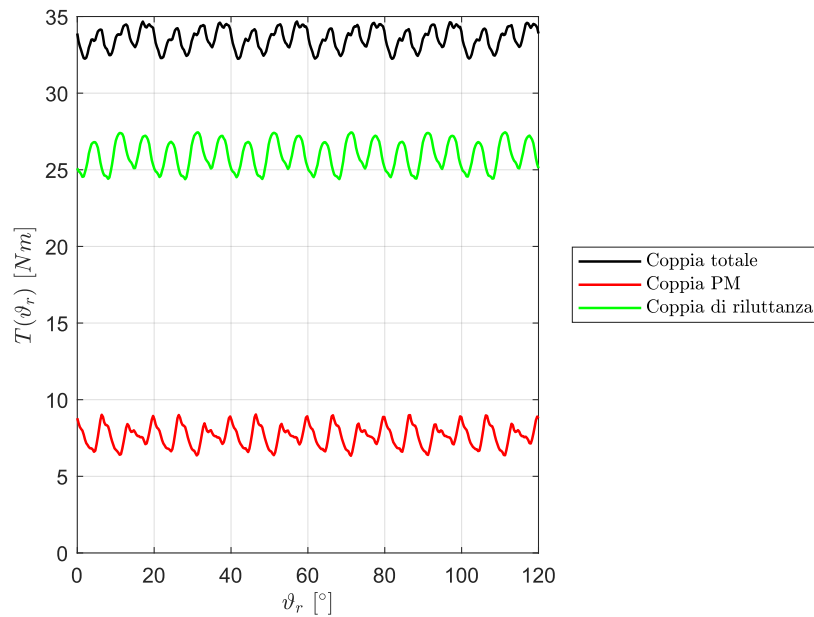


Figura 3.10: Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo.

che essi si trovino a lavorare sempre al di sopra di  $B_{knee}$ . Per la ferrite Y40 tale valore si è visto essere pari a  $28 mT$ . Sebbene questo valore sia particolarmente basso vista la scarsa induzione residua, lo spessore del magnete più piccolo rende il rischio elevato. Mettendosi nella condizione più svantaggiosa possibile si è eseguita una simulazione fornendo solo corrente smagnetizzante, ossia alimentando il motore con  $I_q = I_n$ . Dalla mappa di induzione si vede come effettivamente il magnete più interno presenti valori di induzione di un ordine di grandezza inferiori al limite di smagnetizzazione (Figura 3.11). Questo significa che sebbene nel motore a pura riluttanza la configurazione a tre barriere per polo sia da preferire, nel PMaREL questo non è possibile, a causa dell'estrema compattezza del rotore. Infatti, dovendo garantire la richiusura del flusso di asse  $d$ , lo spessore della barriera deve essere estremamente ridotto. Dovendo spartire lo spessore di aria equivalente su un numero di barriere maggiori ne consegue che la più piccola avrà uno spessore non sufficiente a garantire la resistenza contro la smagnetizzazione. Per questo motivo si discute di seguito il motore a due barriere per polo.

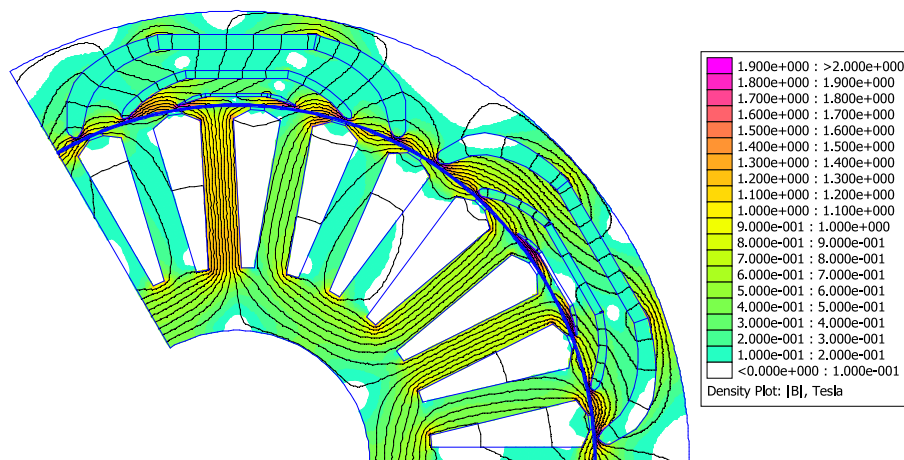


Figura 3.11: Effetto della smagnetizzazione del PMaREL ottimizzato a tre barriere per polo.

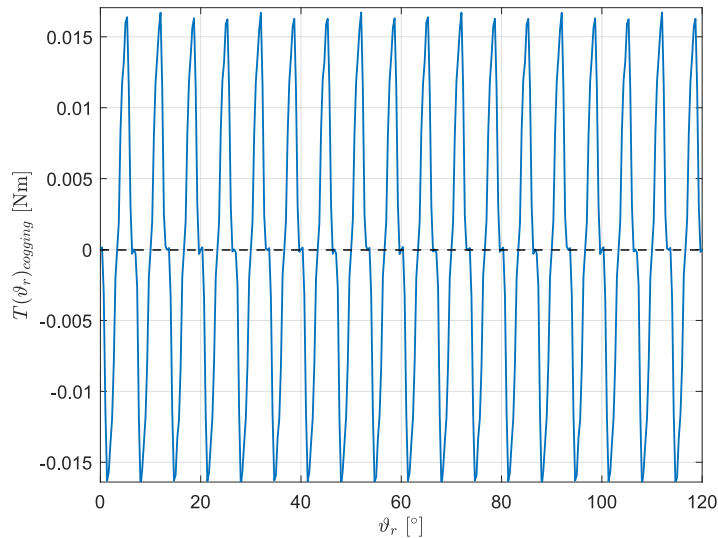
### 3.4.2 Analisi del PMaREL a due barriere

Per il motore a due barriere si è scelto dal fronte di Pareto un motore prossimo al ginocchio, così da ottenere buoni valori per entrambe le funzioni da minimizzare. I dati relativi al motore selezionato sono riportate in Tabella 3.3. Si osserva, ancora una volta, come un coefficiente  $k_{air}$  maggiore non sia garanzia di una coppia maggiore. Questa osservazione riguarda solo il contributo relativo alla coppia di riluttanza, mentre quella dovuta al magnete aumenta al crescere del volume impiegato. Dall'analisi a vuoto si ricava la coppia di *cogging* (Figura 3.12

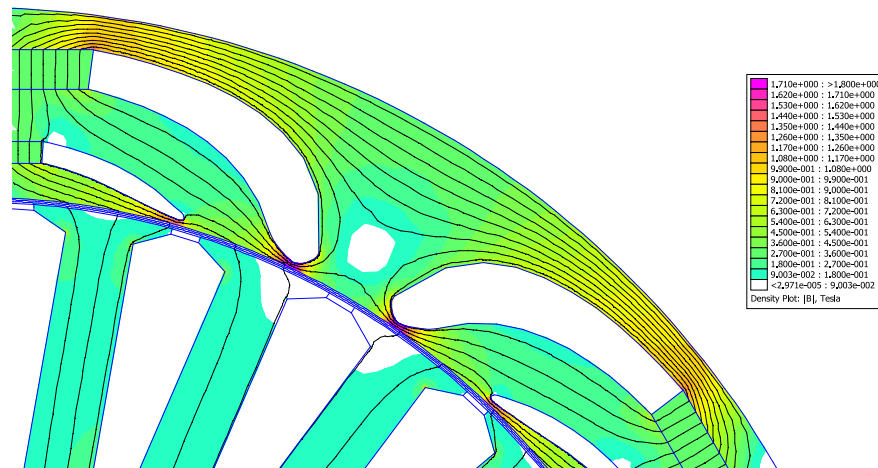
Geometria di rotore			
Diametro interno	$D_{ri}$	151	mm
Diametro esterno	$D_{re}$	190	mm
Rapporto di isolamento	$k_{air}$	0.31	-
Angolo meccanico della prima barriera	$\vartheta_{b1}$	15.7	°
Angolo meccanico della seconda barriera	$\vartheta_{b2}$	25.3	°
Forma estremità prima barriera	$k_{shape,1}$	0.63	-
Forma estremità seconda barriera	$k_{shape,2}$	0.56	-
Prima guida nel ferro	$w_{fe,1}$	3.5	mm
Seconda guida nel ferro	$w_{fe,2}$	5.4	mm
Terza guida nel ferro	$w_{fe,3}$	54.3	mm
Spessore della prima barriera	$t_{b1}$	2.2	mm
Spessore della seconda barriera	$t_{b2}$	4.0	mm
Larghezza magnete prima barriera	$w_{PM,1}$	13.3	mm
Larghezza magnete seconda barriera	$w_{PM,2}$	22.8	mm

**Tabella 3.3:** Dati geometrici di rotore a riluttanza assistita in ferrite ottimizzato con configurazione 27/6 e due barriere per polo.

e si verifica la saturazione dei ponticelli (Figura 3.13). Grazie alla minore quantità di magnete l'impuntamento è ancora più ridotto rispetto al già basso caso offerto dal PMaREL a tre barriere. Produce infatti un'oscillazione di ampiezza pari a  $0.016 \text{ Nm}$ , del tutto trascurabile rispetto alla coppia media prodotta, pari a  $32 \text{ Nm}$ .

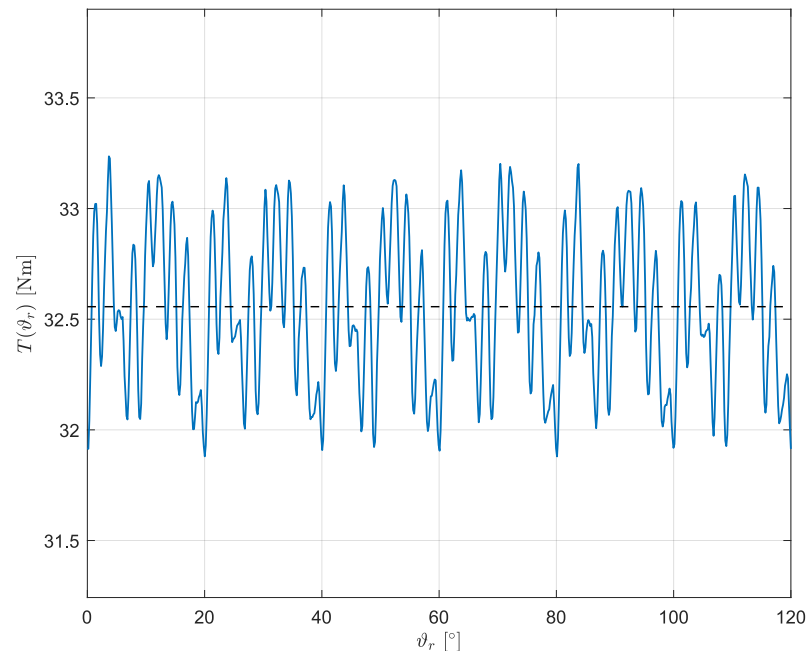


**Figura 3.12:** Coppia di cogging nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo.



**Figura 3.13:** Saturazione dei ponticelli per il solo effetto della presenza dei magneti nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo.

Dalla simulazione a carico in MTPA si ottiene una coppia media pari a  $32.5 \text{ Nm}$ , con un ripple di coppia estremamente ridotto e pari al 4.2% (Figura 3.14). Scomponendo i contributi di coppia si osserva che dove la coppia di riluttanza presenta dei picchi, il contributo dovuto ai magneti mostra dei minimi, e viceversa (Figura 3.15). La scomposizione in armoniche per entrambi i contributi di coppia è riportata in Figura 3.16. Dalla scomposizione armonica si ricava infatti che le armoniche di coppia di ordine sei sono praticamente in opposizione di fase e si elidono: il contributo della riluttanza presenta infatti uno sfasamento  $106^\circ$  mentre quello del magnete è di  $-103^\circ$ . Sommando i due andamenti il ripple si attenua sensibilmente, e si ottengono dei valori praticamente confrontabili con l'SPM senza il bisogno di effettuare uno skewing. In questo caso, infatti, considerando la presenza del magnete non è possibile effettuare uno skewing continuo, bensì si potrebbe unicamente dividere il rotore in spezzoni ed eseguire uno skewing discontinuo.



**Figura 3.14:** Coppia in funzione della posizione rotorica in un periodo elettrico nel PMaREL a 2 barriere per polo.

I risultati della simulazione eseguita per verificare gli effetti della corrente smagnetizzante sono riportati in Figura 3.17. Il magnete più piccolo presenta uno spessore doppio rispetto

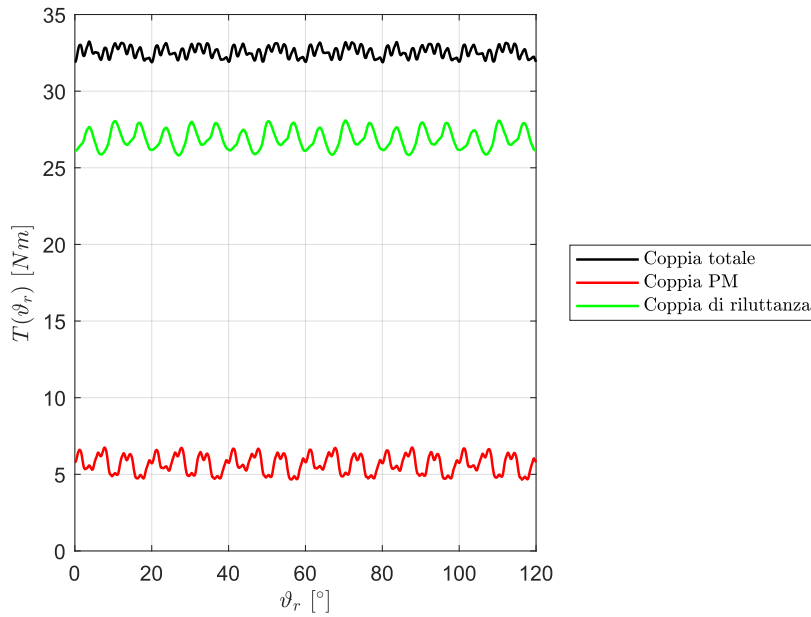


Figura 3.15: Scomposizione dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato a due barriere per polo.

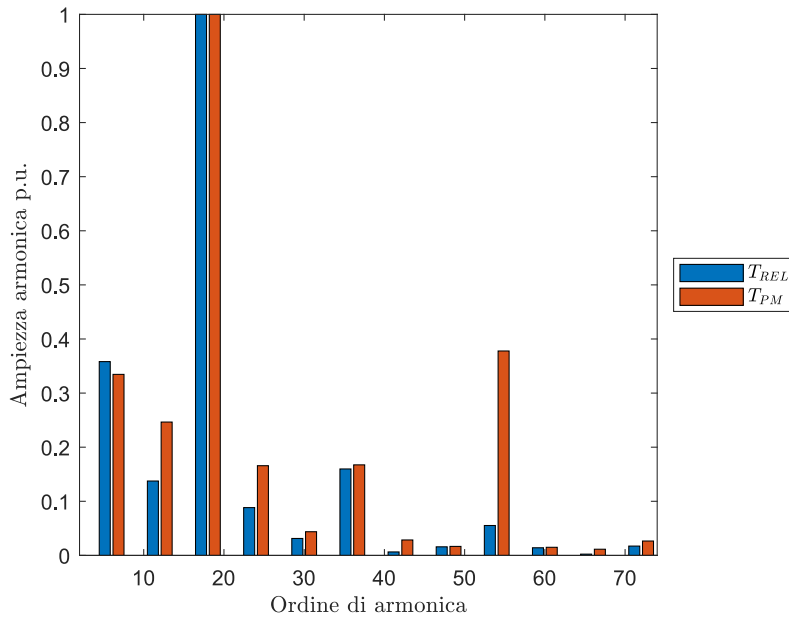


Figura 3.16: Scomposizione armonica dei contributi di coppia nel PMaREL ottimizzato.

alla configurazione ottimizzata a tre barriere e questo gli consente di lavorare sopra il punto di smagnetizzazione anche nel caso più critico in cui la corrente di alimentazione sia unicamente smagnetizzante. Nel punto a minore induzione il magnete si trova infatti a  $140 \text{ mT}$ , ben al di sopra di  $B_{knee}$ .

La mappatura dei flussi è stata eseguita sul primo quadrante, facendo variare il valore della corrente da zero a due volte il suo valore nominale. Da queste si sono ricavate le iperboli isocoppia (Figura 3.18): essendoci un contributo di coppia a vuoto, le iperboli non sono più centrate nell'origine, ma in corrispondenza della corrente caratteristica. I grafici riportati fanno riferimento alla corrente in valore efficace. Dalla Figura 3.19a e 3.19b si può osservare anche in questo caso l'effetto del cross-coupling: questo è però particolarmente evidente solo al di sopra della corrente nominale, mentre prima i flussi di asse  $d$  dipendono praticamente unicamente dalla corrente  $I_d$  e viceversa per i flussi di asse  $q$ . Dai grafici riportati in Figura 3.19c e 3.19d si

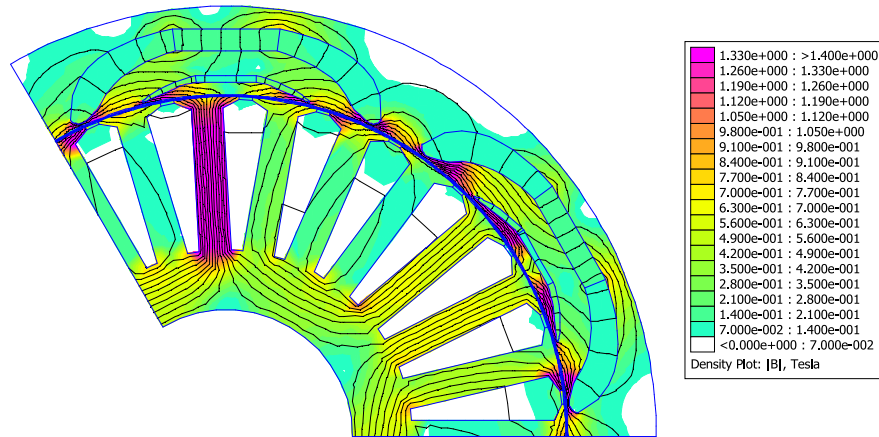


Figura 3.17: Effetto della smagnetizzazione sul motore PMaREL ottimizzato a due barriere per polo.

vede bene il contributo del magnete quando la corrente è nulla. Il flusso di asse  $q$  passa infatti in corrispondenza di  $-\lambda_m$ .

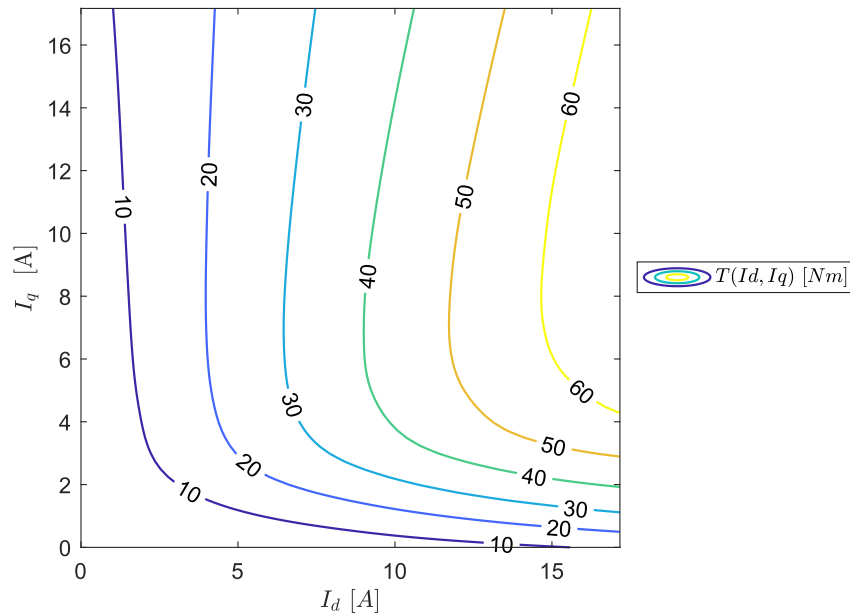
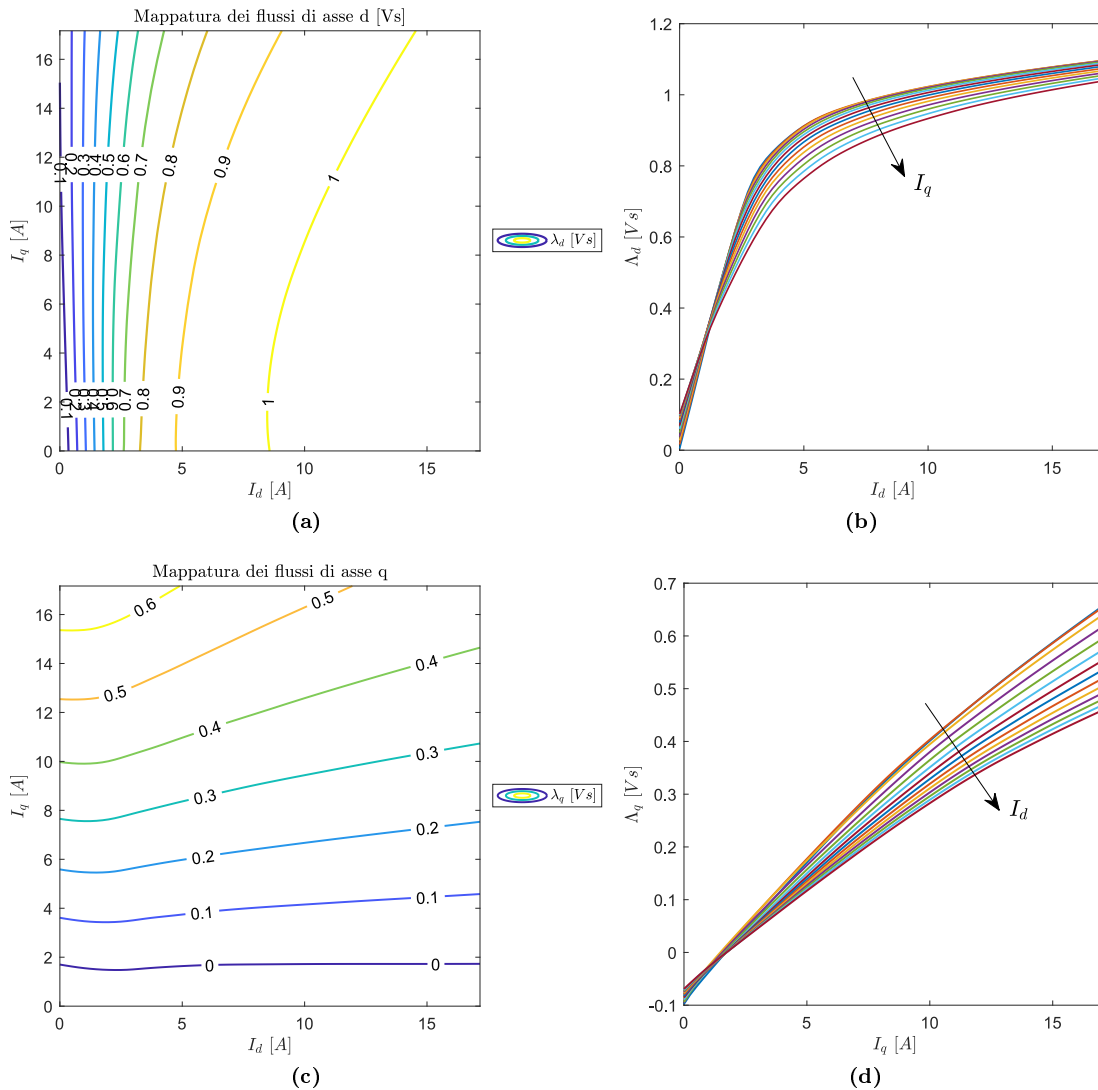


Figura 3.18: Iperboli isocoppia ottenute dalla mappatura dei flussi di asse  $d$  e  $q$  nel motore PMaREL ottimizzato.

Analogamente a quanto già visto nel capitolo precedente l'efficienza del motore per ventilatori può essere calcolata usando i tre punti di lavoro previsti dalla IEC 60034-30-2. Questo ha permesso di ricavare un'efficienza media per il PMaREL ottimizzato dell'89.8%.

### 3.4.3 Osservazioni

Il motore a riluttanza assistita in ferrite consente di migliorare le prestazioni del motore a pura riluttanza, a patto che l'ottimizzazione avvenga simultaneamente e non a posteriori dell'ottimizzazione della riluttanza, a causa delle notevoli differenze che lo spostamento delle aree sature di rotore portano in termini di ripple di coppia. I magneti consentono di produrre un'ulteriore contributo di coppia che, sommandosi al già elevato valore di quello di riluttanza, permette di realizzare motori con una densità di coppia estremamente elevata, pur riducendo sensibilmente il volume di materiale magnetico rispetto al motore a magneti superficiali iniziale (Tabella 3.4). Quest'ultima osservazione ben si inserisce nel contesto attuale in cui la poca prevedibilità dei mercati e la totale dipendenza dei produttori europei dalle politiche economiche dei principali



**Figura 3.19:** Mappe di flusso sul secondo quadrante del motore PMaREL ottimizzato a due barriere di flusso per polo.

paesi esportatori impone una maggiore sensibilità nell'utilizzo di questi materiali, sia in termini di prodotto che in termini di volume.

Per completezza si è fatto infine un confronto impiegando magneti in terre rare, in particolare il NdFeB N35 UH, i cui dati specifici sono riportati in Tabella 3.5. Il grado UH è stato scelto precauzionalmente, al fine di porsi in condizioni di sicurezza contro il rischio di smagnetizzazione dovuta al superamento della temperatura di Curie. Sebbene infatti non si ritenga plausibile che il motore si porti a temperature così elevate come previsto dalla classe menzionata, si è provata questa soluzione per poter testare la configurazione a tre barriere. Infatti, in un motore con dimensioni così contenute le considerazioni già fatte per la ferrite valgono a maggior ragione se si pensa che questo magnete presenta un'induzione residua che risulta più di due volte e mezzo quella della ferrite. I risultati dell'ottimizzazione mostrano che è sufficiente un coefficiente  $k_{air}$  pari a 0.25 per ottenere coppie medie che superano i 36 Nm (Figura 3.20). Si potrebbe quindi ottenere un motore con lunghezza del pacco statorico ridotta alla metà impiegando un quantitativo di magnete molto basso. Tuttavia, l'elevato costo della materia prima rende una soluzione di questo tipo non particolarmente vantaggiosa da un punto di vista economico. Per questa specifica applicazione e con questi target di prestazione si è quindi preferito rimanere sulla soluzione in ferrite.

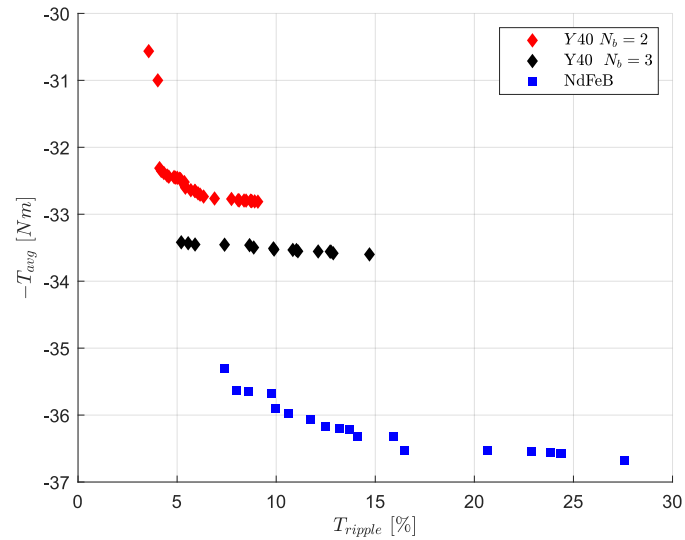
### 3.4. OTTIMIZZAZIONE TRAMITE DE DEL PMARM 27/6

Motore	$L_{stk}$ [mm]	$D_{ext}$ [mm]	$G_{PM}$ [g]	$T_{avg}$ [Nm]	$T_{ripple}$ [%]	$k_{TV}$ [Nm/dm <sup>3</sup> ]
SPM	94.5	190	2500	25	2.7	9.33
PMaRM $N_b = 3$	94.5	190	407	33.6	7.8	12.5
PMaRM $N_b = 2$	94.5	190	370	32.5	4.2	12.1

**Tabella 3.4:** Confronto prestazioni e materiali tra l'SPM e i PMaREL ottimizzati tramite DE.

Nome	$B_{rem}$ [mT]	$H_{CB}$ [kA/m]	$H_{CJ}$ [kA/m]	$BH_{max}$ [kJ/m <sup>3</sup> ]	$\alpha$ [%/°C]	$\beta$ [%/°C]
N27 SH	1,030	804	1,592	199	- 0.150	- 0.550
N33 SH	1.130	844	1,592	247	- 0.150	- 0.550
N27 UH	1.030	764	1,989	199	- 0.100	- 0.550
N35 UH	1.170	875	1,989	263	- 0.100	- 0.550
N40 UH	1.240	899	1,989	302	- 0.100	- 0.550

**Tabella 3.5:** Proprietà magnetiche di alcuni magneti in NdFeB a 20°C per diverse classi termiche.



**Figura 3.20:** Fronti di Pareto a confronto del motore a riluttanza assistita usando magneti permanenti in ferrite e in terre rare.





## Capitolo 4

# Ottimizzazione Topologica

Nei capitoli precedenti si è eseguita un'ottimizzazione parametrica, caratterizzata dalla variazione di un set di parametri precedentemente individuati all'interno di un intervallo col fine di minimizzare una o più funzioni obiettivo, nel caso si usi la logica di Pareto. In questo capitolo si discute invece un'ottimizzazione topologica (TO). Formalmente la TO viene formulata come un problema di minimizzazione standard (4.1), al quale si aggiungono alcuni vincoli, di cui tipicamente uno si riferisce al massimo volume di materiale da distribuire nel dominio di ottimizzazione  $\Omega_D$  (4.2).

$$\min_{\rho} f(\rho, u(\rho)) \quad t.c. \quad G(\rho) \leq \bar{G} \quad (4.1)$$

$$G(x) - \bar{G} = \int_{\Omega_D} \rho(x) d\Omega - V_{trg} \leq 0 \quad (4.2)$$

La TO è nata storicamente nell'ambito della meccanica strutturale [46] [47], con l'obiettivo di minimizzare la flessibilità (*compliance*) sottostando a un vincolo di volume  $V_{trg}$  sul massimo utilizzabile. La maturità raggiunta dagli algoritmi risolutivi ha fatto sì che questo metodo si diffondesse ad altre discipline, come l'elettromagnetismo [48], [49], [50], la fluidodinamica, l'ottica e più in generale ai problemi multi-fisici [47]. In particolare, i recenti sviluppi legati alle tecniche di *additive manufacturing* che rendono possibile la produzione di forme geometriche anche complesse, fanno sì che la TO possa essere applicata anche nell'ambito della progettazione di dispositivi elettromagnetici, grazie ai meccanismi di deposizione delle polveri metalliche [51].

Nell'ottimizzazione topologica il dominio di ottimizzazione  $\Omega_D$  viene discretizzato negli  $N_e$  elementi che compongono la mesh, a ciascuno dei quali viene assegnata una variabile di design  $\rho_i$  collezionata nel vettore  $\boldsymbol{\rho}$ . Poiché la soluzione dipende dal numero di elementi del dominio, questa ottimizzazione rientra nella categoria dei *'large-scale optimization problems'*. In ogni elemento della mesh la variabile  $\rho_i$  può assumere valori nell'intervallo continuo  $[0, 1]$ , cosicché  $\rho_i = 0$  sia associato all'assenza della proprietà del materiale mentre a  $\rho_i = 1$  si fa corrispondere la presenza della suddetta proprietà. I valori di  $\rho_i$  che si trovano nell'intervallo aperto  $(0, 1)$  costituiscono invece la "scala di grigi", essendo la proprietà del materiale non definita. Un approccio nel quale il materiale possa essere unicamente o presente o assente si ricerca nella TO binaria [52]. Durante la risoluzione del problema di minimizzazione (4.1), l'algoritmo di ottimizzazione modifica il valore della variabile di design in ogni elemento, al fine di raggiungere l'obiettivo desiderato. La proprietà del materiale da distribuire ad ogni elemento della mesh viene assegnata a partire dal valore di  $\rho_i$  tramite funzioni interpolanti, come descritto a seguire nel capitolo.

### 4.1 Step per lo svolgimento della TO

Come accennato nell'introduzione, essendo i problemi di TO classificabili nella categoria della *large-scale optimization*, non è conveniente utilizzare metodi *gradient-free* o evolvuzionistici come

è stato invece fatto nel Capitolo 2, a causa della *curse of dimensionality*. Per questo motivo l'ottimizzazione topologica è tipicamente svolta in modo efficiente sfruttando metodi basati sul gradiente. Come noto in letteratura [48], questi ultimi non garantiscono il raggiungimento del minimo globale della funzione obiettivo, in quanto non sono in grado di uscire dagli avvallamenti che rappresentano i minimi locali. Tuttavia, consci di questa limitazione dal punto di vista ingegneristico, ci si accontenta di aver raggiunto un minimo locale. I metodi basati sul gradiente garantiscono una convergenza più rapida e in un numero di iterazioni molto inferiore rispetto ai metodi evolutivisti, che devono invece muoversi all'interno di uno spazio di ricerca più elevato. Per questi motivi, nel seguito si farà riferimento ad un'ottimizzazione topologica con metodo risolutivo basato sul gradiente, che è anche quello impiegato in software commerciali come COMSOL Multiphysics<sup>®</sup>, usato in questo lavoro.

### 4.1.1 Step 1: calcolo della sensitività

Essendo il metodo risolutivo basato sul gradiente è necessario il calcolo della sensitività, definita come:

$$Sensitivity := \frac{df}{d\rho} = \frac{\partial f}{\partial \rho} + \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}} \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial \rho} \quad (4.3)$$

La sensitività corrisponde alla derivata totale della funzione obiettivo e dipende sia da  $\rho$  che dalla soluzione del problema elettromagnetico  $u$ . Nel caso più generale, definendo la forma discretizzata del sistema di equazioni differenziali che governa il problema elettromagnetico come in (4.4), la sensitività riferita ad ogni elemento  $i$ -simo può essere riscritta come in (4.5):

$$\mathbf{A}(\rho, \mathbf{u})\mathbf{u}(\rho) - \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (4.4)$$

$$\frac{df}{d\rho_i} = \left[ \frac{\partial f}{\partial \rho_i} + \boldsymbol{\lambda}^T \left( \frac{\partial \mathbf{A}(\rho, \mathbf{u})}{\partial \rho_i} \mathbf{u} - \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial \rho_i} \right) \right] \quad (4.5)$$

Si osserva che alla risoluzione della *sensitività* si somma anche il calcolo del valore di  $\boldsymbol{\lambda}$  da:

$$\mathbf{A}(\rho, \mathbf{u})^T \boldsymbol{\lambda} = - \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}} \quad (4.6)$$

All'introduzione della variabile  $\lambda$  si deve il nome del metodo per il calcolo della sensitività, che è infatti noto come metodo della variabile aggiunta (AVM).

### 4.1.2 Step 2: interpolazione

Nel dominio discretizzato  $\Omega_D$  è necessario mappare le proprietà per ogni valore di  $\rho_i$ , ad esempio assegnando la corrispondente permeabilità magnetica relativa  $\mu_r$ , conducibilità elettrica  $\sigma$  o il modulo elastico  $E$ , nel caso delle ottimizzazioni meccaniche [53], [46]. Viene generalmente impiegato il metodo di interpolazione noto come *Solid Isotropic Material with Penalization* (SIMP) proposto in [54]. Dal punto di vista numerico non è conveniente associare direttamente alle variabili di design  $\rho_i$  coinvolte nell'algoritmo di ottimizzazione la corrispondente proprietà del materiale. È infatti necessario svolgere delle operazioni intermedie quali il filtraggio e la proiezione, che consentono di rendere più dolce la transizione tra le zone che presentano valori elevati di  $\rho_i$  e quelle con bassi valori di  $\rho_i$ . Questo consente di eliminare i gradini di densità, per rendere più stabile numericamente la soluzione [53]. La proiezione permette invece di suddividere con maggior chiarezza le regioni che stanno al di sopra e al di sotto di una certa soglia, tipicamente scelta a metà dell'intervallo e quindi con  $\rho = 0.5$ . In ultima analisi la proiezione definisce il punto di taglio tra le zone con la proprietà del materiale presente o assente. La formulazione matematica rigorosa di questi aspetti viene descritta in [55]. L'ultimo aspetto descritto riguarda la funzione interpolante, cioè la funzione che associa a  $\rho$  le proprietà del materiale. In letteratura vengono proposte diverse funzioni interpolanti, descritte in maniera dettagliata in [50]. In seguito si farà riferimento alla semplice forma polinomiale mostrata in (4.7), dove  $g_{min}$  corrisponde alla proprietà del materiale in assenza dello stesso,  $g_{max}$  è la proprietà del materiale pieno, mentre  $\alpha$  è il coefficiente di penalizzazione.

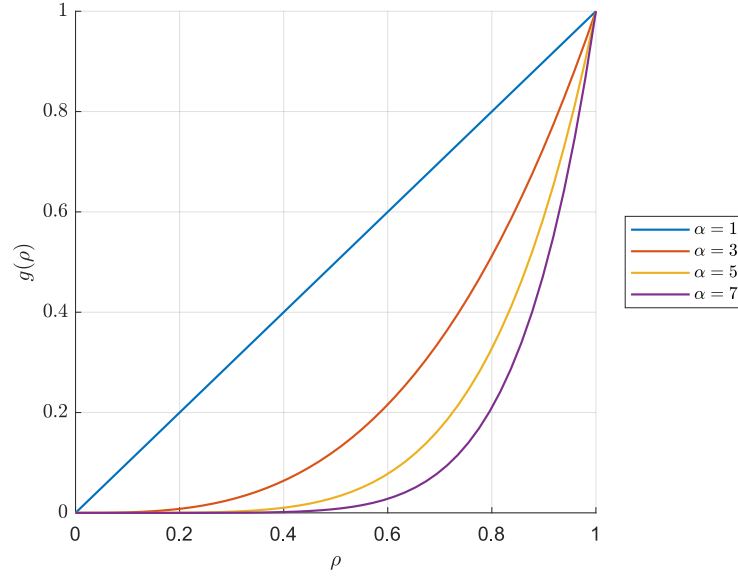


Figura 4.1: Effetto del fattore di penalizzazione  $\alpha$  sulla funzione di interpolazione polinomiale.

$$g(\rho) = g_{min} + [g_{max} - g_{min}]\rho^\alpha \quad (4.7)$$

L'andamento della funzione interpolante è riportato in Figura 4.1, dalla quale si nota che per ottenere una netta distinzione tra le due proprietà sarebbe necessario usare un valore di  $\alpha$  elevato. Tuttavia, questo non è conveniente da un punto di vista numerico, come descritto in [50]. Per questo motivo di seguito si farà riferimento ad un valore di  $\alpha$  pari a 5. Questa scelta è in accordo con quanto presentato anche in lavori precedenti che trattano l'ottimizzazione topologica di motori sincroni [56], [57]. I passaggi descritti vengono realizzati anche nei software commerciali, come in COMSOL Multiphysics<sup>®</sup>, nei quali è possibile definire il metodo per il filtraggio, per la proiezione e anche per l'interpolazione delle variabili di design.

### 4.1.3 Step 3: risoluzione del problema di minimizzazione

Da un punto di vista formale, la risoluzione del problema di minimizzazione richiede l'inizializzazione del vettore delle variabili di design  $\boldsymbol{\rho}$ , indicato con  $\boldsymbol{\rho}_0$ . L'algoritmo di ottimizzazione procede verso la soluzione del problema che rappresenta l'ottimo globale o un minimo locale muovendosi nelle direzioni indicate dal gradiente della funzione obiettivo (sensività).

Questi stessi step vengono eseguiti anche da algoritmi standard per la risoluzione dei sistemi lineari, come il *Conjugate Gradient Method*. Nel contesto della TO uno dei metodi più utilizzati è il *Method of Moving Asymptots* (MMA), descritto in [58], e le sue estensioni, come il *Globally Convergent Method of Moving Asymptots* (GCMMMA). La descrizione formale dell'algoritmo esula dallo scopo della tesi, tuttavia questa logica viene impiegata anche in COMSOL Multiphysics<sup>®</sup> per risolvere i problemi di ottimizzazione. Nel caso invece di variabili di design intere, come nel caso binario, è spesso conveniente utilizzare algoritmi basati sulla programmazione lineare, come il comando *'intlinprog'* di MATLAB, appositamente programmati per lavorare con questo tipo di variabili [59], [52].

## 4.2 Risultati numerici

Di seguito vengono presentati i risultati dell'ottimizzazione topologica svolta sul motore a rullanza. Il dominio di ottimizzazione  $\Omega_D$  corrisponde alla regione del rotore esterno. La proprietà del materiale che si intende distribuire in  $\Omega_D$  è la permeabilità magnetica, che esibisce un andamento non lineare. In particolare, l'interpolazione ha la forma descritta in (4.8):

$$\mu_r(\rho_i, B) = 1 + (\mu_r(B) - 1)\rho_i^\alpha \quad (4.8)$$

dove con  $B$  si indica il modulo dell'induzione magnetica. Nello specifico, il problema elettromagnetico e l'ottimizzazione topologica si sono risolti all'interno del software commerciale COMSOL Multiphysics<sup>®</sup>, sfruttando il modulo *Magnetic Machinery, Rotating, Time Periodic* che consente di simulare macchine elettriche rotanti e in particolare di calcolare il valore della coppia in funzione della posizione rotorica.

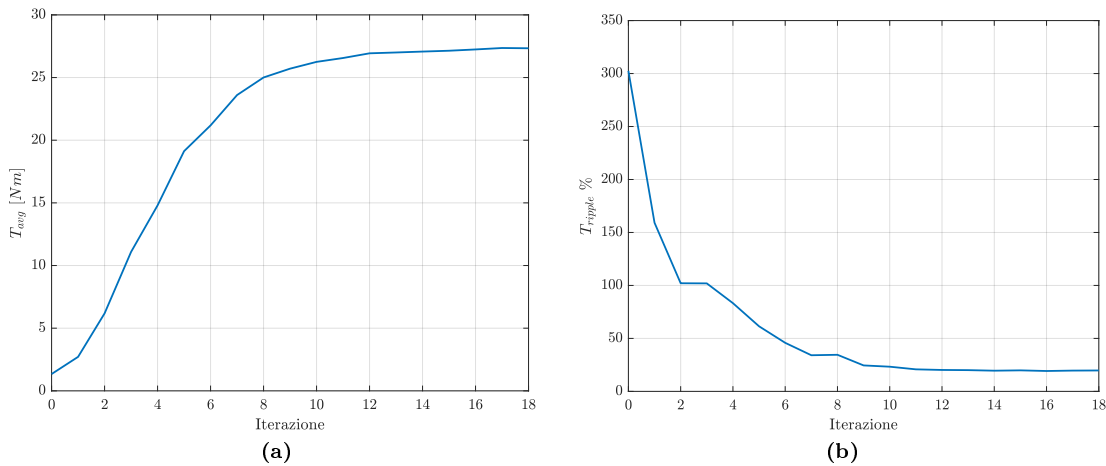
Di seguito vengono mostrati i risultati per tre ottimizzazioni topologiche. Le prime due partono da una soluzione iniziale priva di barriere di flusso, con rotore totalmente pieno. Questo perché la TO presenta un numero di gradi di libertà notevolmente superiore rispetto al caso dell'ottimizzazione parametrica, consentendo di raggiungere potenzialmente soluzioni migliori, nonostante il rischio di ricadere in minimi locali. La prima simulazione usa come funzione obiettivo la coppia media che si intende massimizzare. La seconda invece prevede la minimizzazione del ripple di coppia. L'ultima ottimizzazione viene invece fatta a partire dalla soluzione ottimale individuata nella Sezione 2.4.4. Partendo dal già definito valore di  $\rho_0$ , cercando di minimizzare la funzione obiettivo l'algoritmo aggiorna il vettore delle variabili di design fino a raggiungere il punto di convergenza. Per questo motivo la selezione di un punto prossimo a quella che si pensa possa essere la soluzione ottimale accelera enormemente il processo di convergenza. Al tempo stesso, nel caso siano presenti più minimi locali è possibile che scegliendo valori di partenza diversi vengano individuate soluzioni differenti, aspetto che si è voluto sottolineare per l'appunto nell'ultima ottimizzazione.

#### 4.2.1 Massimizzazione della coppia media

Per inizializzare l'ottimizzazione si è selezionato un rotore totalmente pieno. La funzione obiettivo è stata definita come coppia media :

$$\max_{\rho} f(\rho, u) = \max_{\rho} \sum_{j=1}^{N_{step}} \frac{T(\vartheta_j)}{N_{step}} \quad (4.9)$$

È stato posto un vincolo sul volume finale di materiale affinché sia  $V_{trg} \leq 0.64V_0$ . Questo valore è stato scelto in accordo con quanto osservato Sezione 1.1.2. Non è invece stato aggiunto alcun limite al ripple di coppia prodotto e questo ha fatto sì che si raggiungessero valori incompatibili con l'effettiva applicazione per la quale è pensato il motore. Si riporta in Figura 4.2 l'andamento della coppia media e del ripple di coppia nel corso delle iterazioni. L'algoritmo di ottimizzazione è andato a convergenza per un valore della coppia media pari a 27.37 Nm: poiché con l'ottimizzazione parametrica si erano raggiunti valori di coppia maggiori si ritiene che questo punto sia un ottimo locale in cui il metodo basato sul gradiente sia rimasto intrappolato. Il design finale individuato è riportato invece in Figura 4.3.



**Figura 4.2:** Coppia media e ripple di coppia nella TO con massimizzazione della coppia media a partire da rotore pieno.

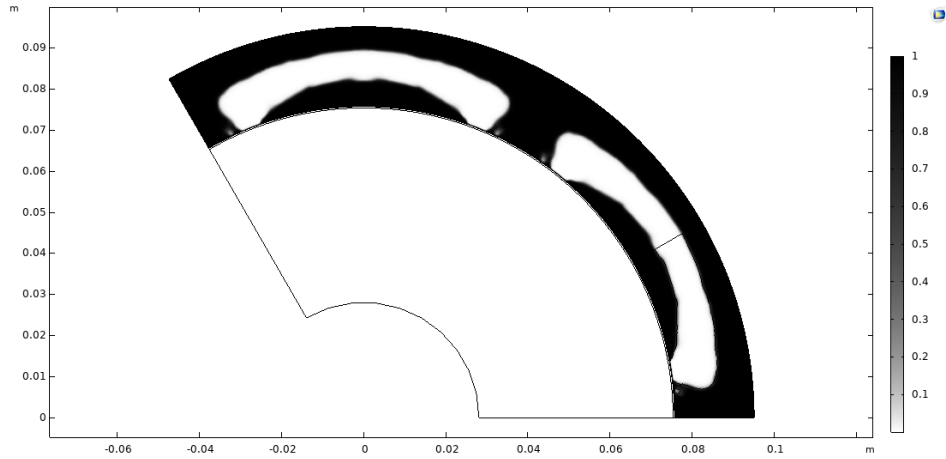


Figura 4.3: Motore ottimizzato per la massimizzazione della coppia media con la TO a partire dal rotore pieno.

### 4.2.2 Minimizzazione del ripple di coppia

Nella seconda ottimizzazione topologica si è minimizzato il ripple di coppia (4.10). In assenza di vincoli questo porta però ad una topologia non realizzabile. Pertanto, al fine di ottenere un modello che possa effettivamente essere realizzato, si è definita la coppia media come vincolo aggiuntivo al problema di minimizzazione (??), della quale si conosce il valore approssimativo. I vincoli riguardano il massimo volume di materiale da distribuire  $V_{trg} \leq 0.64V_0$  e la coppia media minima da garantire, in modo tale che  $T_{avg} \geq 26 Nm$ .

$$\min_{\rho} f(\rho, u) = \min_{\rho} \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (4.10)$$

I risultati dell'ottimizzazione sono riportati in Figura 4.4. Si osserva che il minimo ripple individuato è stato pari al 6.5%, con una coppia media prodotta di 26 Nm. La funzione obiettivo risulta minore rispetto a quanto trovato con l'ottimizzazione parametrica. Questo potrebbe però essere dovuto anche all'imposizione di un vincolo stringente sulla coppia media. Infatti, è possibile che per minimizzare ulteriormente la funzione obiettivo l'algoritmo andasse verso soluzioni tali da non rispettare il vincolo sulla coppia media. Il design finale individuato è riportato in Figura 4.5.

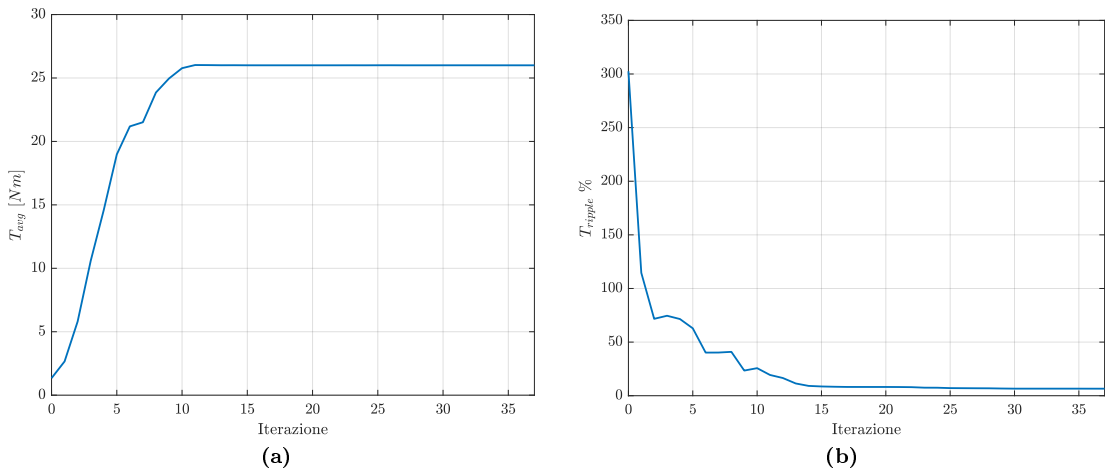


Figura 4.4: Coppia media e ripple di coppia nella TO con minimizzazione del ripple a partire da rotore pieno.

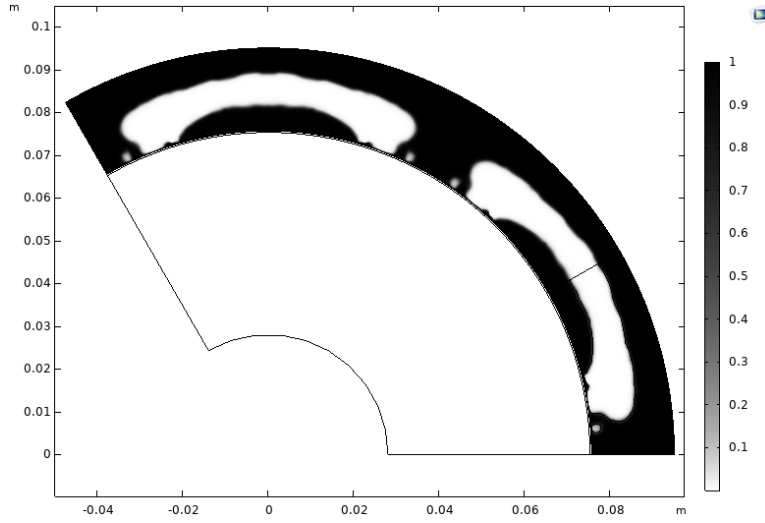


Figura 4.5: Motore ottimizzato per la minimizzazione del ripple di coppia con la TO a partire dal rotore pieno.

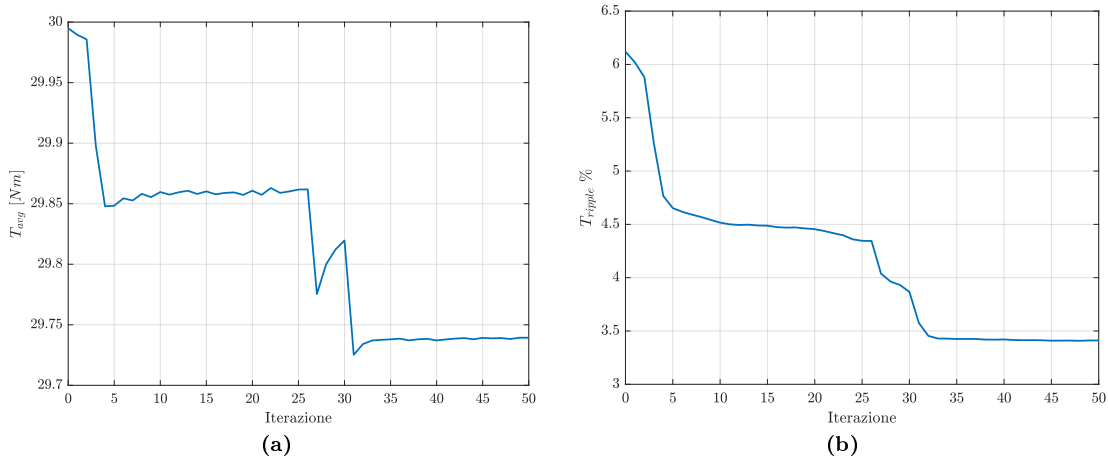
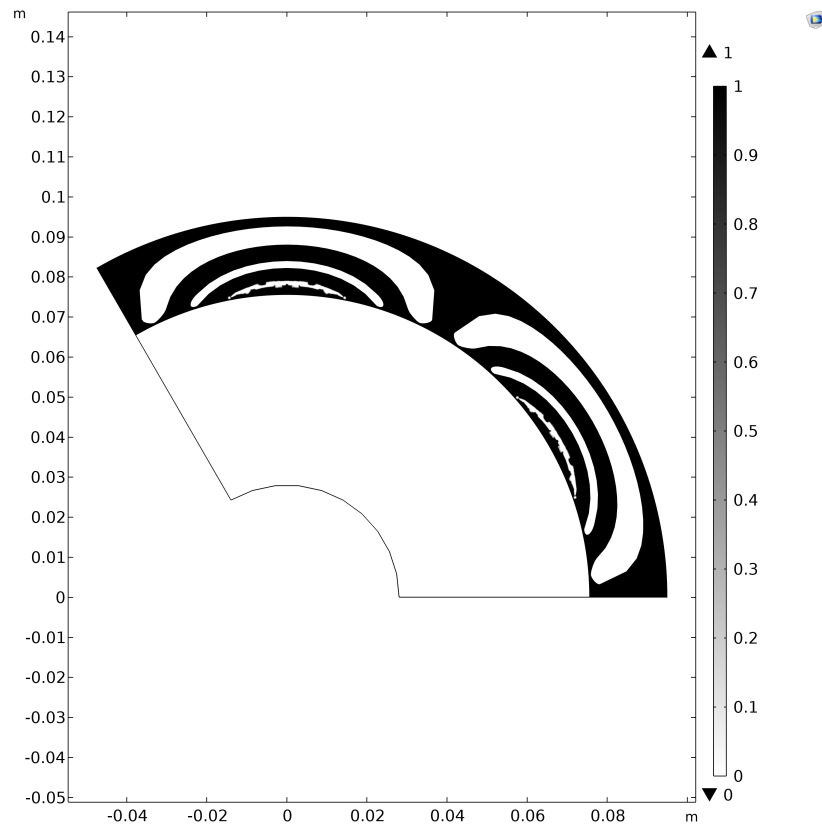


Figura 4.6: Coppia media e ripple di coppia nella TO con minimizzazione del ripple a partire dall'ottimizzazione parametrica.

### 4.2.3 Minimizzazione del ripple con inizializzazione

In questa ottimizzazione si è inizializzato l'algoritmo in modo tale da partire dal motore proposto in Sez. 2.4.4 con configurazione 27/6 a tre barriere di flusso per polo. Infatti, partire da una distribuzione di materiale iniziale differente con un metodo basato sul gradiente potrebbe portare all'individuazione di soluzioni diverse. In particolare, alla luce di quanto osservato nelle due ottimizzazioni topologiche precedenti, si è deciso di mantenere come funzione obiettivo la minimizzazione del ripple di coppia con vincolo sul valor medio. Infatti, come anche già osservato nell'ottimizzazione parametrica, il ripple è particolarmente influenzato dall'estremità delle barriere e dal valore che assume localmente il campo magnetico lungo la periferia rotorica, e il maggior numero di gradi di libertà consente di avere raccordi con forme diverse e potenzialmente migliori dal punto di vista elettromagnetico. Dopo alcune prove si è osservato come la TO modificasse principalmente la forma della barriera più interna. Per questo motivo si è scelto di effettuare l'ottimizzazione concentrando il dominio  $\Omega_D$  su quest'ultima regione. I risultati riportati in Figura 4.6 mostrano un miglioramento nel ripple di coppia, che rispetto al motore di partenza presenta delle oscillazioni del 3.4%. Il risultato finale ha garantito una coppia media elevata e pari a 29.74 Nm, in linea con quanto ottenuto nell'ottimizzazione parametrica. Il design ottimale individuato dall'ottimizzazione topologica è riportato in Figura 4.7.



**Figura 4.7:** Motore ottimizzato per la minimizzazione del ripple di coppia con la TO a partire dalla soluzione dell'ottimizzazione parametrica.

### 4.3 Analisi di sensitività della geometria

Facendo riferimento ai risultati della sezione precedente è importante osservare che, sebbene dal punto di vista grafico ci sia una netta suddivisione tra materiale presente (nero) e assente (bianco), la zona di transizione necessita da un punto di vista ingegneristico e realizzativo di essere definita con chiarezza. Questo aspetto è di competenza del designer. È chiaro che la definizione del bordo potrebbe portare ad una geometria con caratteristiche leggermente diverse rispetto a quelle ottenute a valle dell'ottimizzazione, per esempio con una coppia più bassa o con un ripple maggiore. Infatti, nell'ottimizzazione la possibilità di avere zone di transizione del materiale in corrispondenza della scala di grigi fa sì che il valore locale del campo magnetico sia imposto dalla funzione interpolante. Di conseguenza, una volta eliminate, la soluzione di campo è inevitabilmente differente rispetto a quella ottenuta nel corso dell'ottimizzazione. Come si è brevemente ricordato in questo capitolo infatti, il ripple di coppia è sensibile alle variazioni locali del campo magnetico e valori differenti di permeabilità magnetica determinano quindi un possibile peggioramento della funzione obiettivo, aspetto che infatti si è verificato. Il motore ottenuto da queste considerazioni è riportato in Figura 4.8, mentre in Figura 4.9 viene mostrata più dettagliatamente la barriera interna. L'aver modificato la struttura rotorica rispetto al risultato della TO ha fatto sì che la coppia nominale in realtà salisse a 29.85 Nm, mentre la funzione obiettivo è peggiorata, con un innalzamento del ripple di coppia che risulta così pari al 4.2%. Sebbene questi valori non siano gli ottimi individuati nel corso dell'ottimizzazione, il motore ricavato presenta comunque prestazioni superiori se confrontato con quanto ottenuto nel corso dell'ottimizzazione parametrica. Si osserva infine che il motore così ottenuto presenta una serie di dettagli non realizzabili con le tecniche di tranciatura. Per la costruzione effettiva del rotore si renderebbero quindi necessarie tecniche di *Additive Manufacturing*.

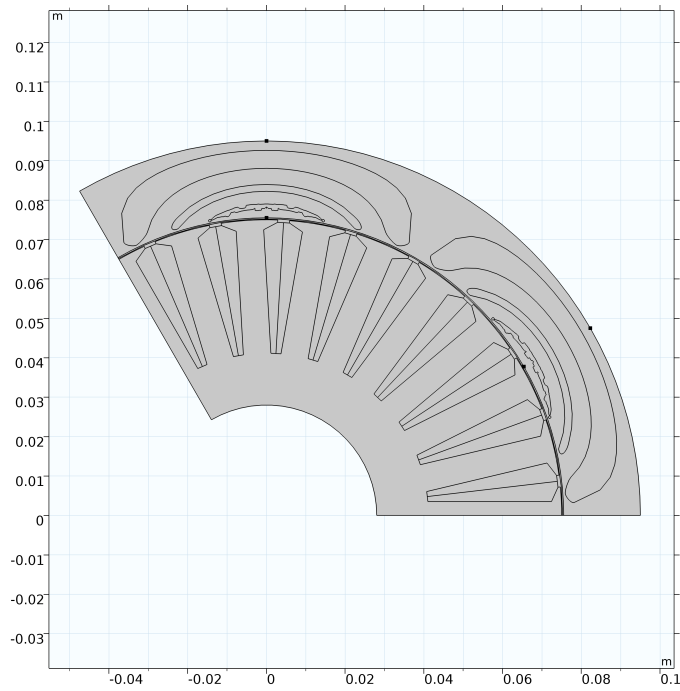


Figura 4.8: Motore tagliato a partire dalla soluzione della TO affinché sia realizzabile.

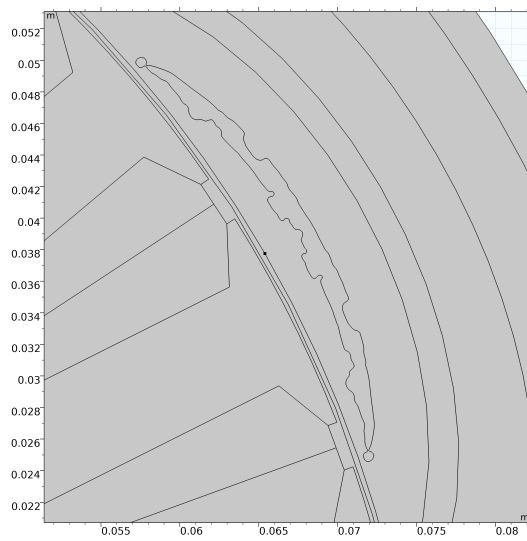


Figura 4.9: Dettaglio della barriera interna del motore tagliato.



## Capitolo 5

# Conclusioni

Nella prima parte di questo lavoro si è cercato di sostituire un motore a magneti permanenti superficiali in ferrite per l'applicazione in impianti di ventilazione industriale, con l'obiettivo di ottenere un motore con prestazioni analoghe o superiori in assenza di magneti o con un volume ridotto degli stessi. Per farlo ci si è basati inizialmente su un modello analitico, in modo tale da definire le dimensioni principali della macchina. Successivamente, data la complessità di analizzare analiticamente un motore soggetto a saturazione come lo è il motore a riluttanza, sono state eseguite delle ottimizzazioni, usando come gradi di libertà le variabili che in letteratura sono state indicate come le più impattanti in termini di coppia media generata e oscillazione di coppia. Per ottenere densità di coppie elevate si è mantenuta la scelta di ottimizzare un motore con rotore esterno, che a parità di diametro al traferro, e quindi di coppia, consente tra i vantaggi principali di mantenere un ingombro ridotto. Infatti, questo ha consentito di sviluppare l'area di cava di statore verso l'interno, che come si era visto nelle simulazioni iniziali era una zona particolarmente scarica dal punto di vista magnetico, riducendo la corona di statore. Le dimensioni esterne sono state considerate come vincolo da rispettare in tutte le ottimizzazioni eseguite. Si è scelto di ottimizzare le barriere di flusso risolvendo le equazioni di Joukowsky, sia per tentare di ridurre al minimo l'induttanza associata all'asse  $q$ , agendo quindi sulla massimizzazione della coppia di riluttanza, sia per ridurre al minimo le variabili di controllo. Infatti, noto il punto di attacco della barriera la linea equipotenziale che la descrive è totalmente definita. Dai fronti di Pareto si sono ricavati i motori ottimali, analizzandoli e confrontandoli tra loro. In questa maniera è stato possibile ricavare le riflessioni che seguono.

- Si è inizialmente testato l'effetto del numero di cave frazionarie con avvolgimento concentrato sui motori a riluttanza. Come si è potuto vedere, la configurazione 12/10, propria degli azionamenti per ventilatori e dello specifico motore SPM da sostituire, mal si applica ai motori a riluttanza. Le elevate subarmoniche prodotte dall'avvolgimento concentrato vengono infatti filtrate nei motori con traferro equivalente elevato, come nel caso dei motori SPM. Al contrario, nei motori a traferro ridotto come i riluttanza e gli IPM esse interagiscono con l'anisotropia rotorica generando un elevato ripple di coppia causato dalla variazione della coenergia magnetica associata ai flussi concatenati. Si è quindi scartata l'ipotesi di sfruttare un avvolgimento concentrato, nonostante i vantaggi che esso potrebbe potenzialmente portare, come la riduzione delle perdite e la facilità di eseguire l'avvolgimento, a favore di una riprogettazione dello statore con avvolgimento distribuito.
- In questo lavoro si sono testate, sia per i sei che per gli otto poli, i seguenti valori di  $q = 1, 1.5, 2$ . In termini di oscillazioni di coppia si è visto come per questa specifica configurazione i risultati migliori si ottengono con cave per polo per fase frazionarie e pari a 1.5. Sia con sei che con otto poli questo valore permette infatti di ottenere mediamente valori di ripple molto più contenuti rispetto alle altre configurazioni.
- Il modello analitico proposto in [14] e in [16] permette di ottenere una valida indicazione per la progettazione preliminare. I motori ottenuti presentano infatti nella maggior

parte dei casi barriere equispaziate con angoli di apertura prossimi a quelli previsti analiticamente. Tuttavia, essendo modelli lineari essi non sono sufficienti da soli a garantire ripple di coppia contenuti ed è quindi necessario eseguire un'ottimizzazione prendendo in considerazione un maggior numero di gradi di libertà.

- Nell'ottimizzazione si sono scelte come funzioni obiettivo la massimizzazione della coppia media e la minimizzazione del ripple. La prima funzione determina tuttavia la selezione di soluzioni che lavorano già nelle condizioni limite di saturazione con corrente nominale. Questo fa sì che la zona di funzionamento in deflussaggio sia particolarmente ridotta, visto che la coppia decresce bruscamente appena viene superato il punto di lavoro nominale. Sebbene tipicamente i motori a riluttanza siano pensati per lavorare ad altissime velocità, grazie all'assenza di limiti elettromagnetici che ne influenzino la velocità massima, in questa applicazione tale caratteristica non è necessaria. Il tipo di carico di un ventilatore presenta infatti sempre un andamento di tipo parabolico, crescendo con il quadrato della velocità di rotazione. Di conseguenza non è necessario prevedere che ad elevate velocità sia mantenuta una certa coppia di riferimento. Se l'applicazione fosse stata diversa, per poter espandere la regione di funzionamento in MTPV si sarebbero dovuti progettare motori con coefficienti di isolamento minori, al fine di evitare la saturazione dei percorsi nel ferro già al carico nominale, aggiungendo ulteriori funzioni obiettivo sui punti di lavoro in sovraccarico.
- Si osserva che l'algoritmo tende a convergere verso soluzioni che presentano lo stesso valore del coefficiente  $k_{air}$ , mentre per quanto concerne gli altri parametri di ottimizzazione il DE individua soluzioni anche molto distanti tra loro, indice di come il problema in questione presenti molteplici punti di ottimo locale.
- Si è indagato l'effetto della variazione del numero di poli sulle prestazioni. Per mantenere le basse velocità nominali richieste si sono testate le configurazioni a cinque, quattro e tre coppie polari. Essendo la coppia di riluttanza proporzionale all'induttanza di magnetizzazione, come ci si aspettava i motori a sei poli generano coppie medie maggiori. La scelta del numero di poli è avvenuta in accordo con quanto si riscontra commercialmente, dove le macchine anisotrope vendute presentano principalmente un numero di poli compreso tra quattro e otto.
- È evidente una forte correlazione tra il numero di barriere per polo e le prestazioni. Generalmente per quest'applicazione scegliere il numero più alto possibile di barriere per polo appare più promettente sia in termini di coppia media, e quindi di salienza, sia in termini di ripple.
- La coppia media è sensibilmente influenzata dal valore del coefficiente  $k_{air}$ , che generalmente deve essere prossimo a quello di statore, così da garantire un equo sfruttamento di entrambe le parti del motore. Tuttavia, a causa delle dimensioni estremamente ridotte del rotore, il valore del rapporto di isolamento nelle macchine ottimizzate risulta sensibilmente inferiore. I valori ottenuti sono comunque sovrapponibili a quanto si otterrebbe analiticamente, usando il bilancio dei flussi. Si conferma inoltre come un coefficiente  $k_{air}$  maggiore non sia necessariamente sinonimo di coppie più elevate, a causa della saturazione dei percorsi nel ferro che impediscono la richiusura del flusso di asse  $d$ .
- A parità di coefficiente  $k_{air}$  e di angolo di attacco della barriera il ripple di coppia è sensibilmente influenzato dalla forma dell'estremità della barriera, aspetto che non viene considerato dai modelli analitici. È quindi di fondamentale importanza che la sua descrizione sia una delle variabili del problema di ottimizzazione, in quanto variazioni anche minime determinano incrementi o riduzioni del ripple estremamente elevate. Se dal punto di vista elettromagnetico la forma dovrebbe essere la più appuntita possibile per evitare che si formino aperture di cava equivalenti maggiori, dal punto di vista meccanico si potrebbero riscontrare delle criticità. Come si è potuto vedere dalla simulazione meccanica, il fatto di aver mantenuto un ponticello tangenziale con uno spessore di 0.6 mm per ogni

barriera, unitamente alle basse velocità di funzionamento e alla ridotta massa del sistema, ha consentito di mantenere stress meccanici molto ridotti, con coefficienti di sicurezza superiori a 8 in ogni punto. Questo ha permesso di evitare di inserire ponticelli radiali, che avrebbero inevitabilmente ridotto la coppia prodotta a causa della creazione di un percorso aggiuntivo a bassa riluttanza, che parte del flusso avrebbe dovuto saturare. Per motori che operino a velocità maggiori è invece opportuno valutare la necessità di inserirli, per garantire l'integrità strutturale della macchina.

- Le prestazioni dei motori ottenuti sono riportate in Tabella 5.1. L'uso di un numero ridotto di poli pari a sei consente di diminuire la lunghezza del pacco statorico, risparmiando sul materiale. Essendo il motore a riluttanza totalmente privo di magneti il costo di produzione risulterebbe estremamente più basso. Essi permettono inoltre di raggiungere densità di coppia elevate con oscillazioni che, almeno nella configurazione con  $q = 1.5$ , risultano confrontabili con il motore SPM. In particolare il miglior compromesso tra  $k_{TV}$  e ripple si ha per il riluttanza 27/6 a tre barriere per polo.

Motore	$Q_s$	$p$	$q$	$N_b$	$T_{avg}[Nm]$	$\Delta T[\%]$	$k_{TV}[Nm/dm^3]$
SPM	12	5	0.4	-	25	2.7	9.3
REL	24	4	1	2	25.3	24	9.6
REL	24	4	1	3	25.8	17	9.6
REL	36	4	1.5	2	25.8	5.7	9.6
REL	36	4	1.5	3	25.7	4.3	9.6
REL	36	3	2	1	23.6	18	8.8
REL	36	3	2	2	28.2	13	10.5
REL	36	3	2	3	29.6	10	11.0
REL	27	3	1.5	2	28.3	3.8	10.5
REL	27	3	1.5	3	29.7	4.4	11.1
REL	18	3	1	2	29.4	26	11.0
REL	18	3	1	3	29.4	20	11.0

**Tabella 5.1:** Confronto delle prestazioni tra i motori a riluttanza ottimizzati.

Successivamente si è verificata la possibilità di incrementare ulteriormente le prestazioni usando un motore a riluttanza assistita. Poiché il contributo di coppia generato rimane principalmente quello di riluttanza, mentre il contributo del magnete resta minoritario, il volume di ferrite impiegato è sensibilmente inferiore a quello necessario all'SPM. Le considerazioni e conclusioni sono quindi riassunte come segue.

- Come primo approccio si è inserita della ferrite nei motori a riluttanza ottimizzati in precedenza. Si è scelto di utilizzare ferrite ceramica a causa dei ridotti spessori delle barriere stesse, vista la facilità con cui la plastoferrite si smagnetizza. Si è però osservato che questa soluzione non garantisce prestazioni ottimali, in quanto la coppia aumenta di pochi punti percentuali a fronte di un incremento significativo del ripple. Questo potrebbe essere dovuto al fatto che i magneti determinano lo spostamento e allargamento delle aree sature sui ponticelli. Il passaggio diretto da REL a PMaREL richiede quindi un'ottimizzazione a sé stante.
- Si è eseguita un'ottimizzazione tramite DE aggiungendo come grado di libertà la larghezza del magnete, scelto di sezione rettangolare. Essendo presente un contributo aggiuntivo di flusso i percorsi nel ferro tenderebbero a saturare più facilmente e infatti gli individui sul fronte di Pareto evidenziano un rapporto di isolamento minore rispetto alle ottimizzazioni eseguite sul REL.

- Al fine di garantire uno spessore minimo per i magneti, per evitare la smagnetizzazione, si è limitato anche in questo caso il numero di barriere a un massimo di tre. Tuttavia, l'analisi condotta fornendo solo corrente smagnetizzante mostra che nel caso del motore a tre barriere la più piccola si smagnetizza irreversibilmente. Invece, il motore ottimizzato a due barriere permette di dividere lo stesso  $k_{air}$  ottimale su un numero di barriere minore, consentendo quindi di avere magneti con spessori maggiori. Infatti in questo caso il valore minimo di induzione rimane ben al di sopra dell'induzione al ginocchio. Dai fronti di Pareto si vede come il PMaREL a due barriere generi mediamente coppie leggermente minori ma con ripple più contenuti. In entrambi i casi la densità di coppia supera i  $12 Nm/dm^3$ , con il tre barriere che arriva fino a  $12.5 Nm/dm^3$ .
- Il PMaREL ottimizzato a due barriere presenta un'efficienza del 90%, con un PF pari a 0.74. Il motore a riluttanza ottimizzato 27/6 con tre barriere di flusso per polo presenta invece un'efficienza dell'88% contro un PF pari a 0.66. L'aumento del PF non è particolarmente elevato e questo è dovuto anche alle dimensioni ridotte del rotore che non hanno permesso di incrementare lo spessore dei magneti.
- Nella parte finale verificato se l'impiego di terre rare, in particolare di NdFeB N35 UH, permettesse di migliorare le prestazioni aggiungendo una quantità minima di materiale se confrontato con il PMaREL in ferrite. I risultati dell'ottimizzazione mostrano che è sufficiente un  $k_{air}$  pari a 0.25 per generare coppie che superano i  $36 Nm$ , a cui corrisponde una densità di coppia superiore a  $13 Nm/dm^3$ .

Infine, è stato utilizzato un metodo di ottimizzazione topologica per la progettazione del rotore del motore a riluttanza. Sono state condotte tre ottimizzazioni, dalle quali è stato possibile trarre le seguenti conclusioni.

- È preferibile minimizzare il ripple di coppia con un vincolo sulla coppia media piuttosto che massimizzare quest'ultima. Infatti, la massimizzazione della coppia media genera oscillazioni inaccettabili per l'applicazione ai sistemi di ventilazione.
- L'ottimizzazione topologica con metodo basato sul gradiente converge verso soluzioni diverse in base al punto di partenza. Utilizzando la soluzione individuata tramite l'ottimizzazione parametrica come punto di partenza si sono ottenuti risultati migliori rispetto all'iniziare con una configurazione di rotore senza barriere di flusso, sia in termini di coppia media che di riduzione delle oscillazioni.
- La fase successiva di definizione dei contorni per la realizzabilità del motore ha comportato un peggioramento delle prestazioni rispetto a quanto previsto dall'ottimizzazione topologica. Tuttavia, il risultato finale è rimasto superiore rispetto a quello ottenuto con l'ottimizzazione parametrica. Ciò conferma ulteriormente come il ripple sia estremamente sensibile alle variazioni locali del campo magnetico lungo il bordo del rotore. Inoltre, suggerisce che per questa specifica classe di problemi elettromagnetici, dove il materiale può essere solo presente o assente, sarebbe più appropriato utilizzare un'ottimizzazione topologica binaria.

In conclusione, il motore a riluttanza risulta competitivo rispetto al motore sincrono a magneti permanenti sia per prestazioni che per costi, nelle applicazioni considerate. L'integrazione di magneti in ferrite nel motore a riluttanza assistito da magneti permanenti permette di incrementare ulteriormente la densità di coppia, migliorando la compattezza del motore e riducendo l'impatto negativo delle variazioni di riluttanza sul fattore di potenza. Sebbene l'uso di terre rare possa aumentare la coppia media, l'adozione di soluzioni che non le utilizzano risulta preferibile in questa specifica applicazione e intervallo di potenza, a causa delle considerazioni sui costi e sull'approvvigionamento delle terre rare.

# Bibliografia

- [1] A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu e G. Troglia, «Design criteria of high performance synchronous reluctance motors,» in *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Houston, TX, USA: IEEE, 1992, pp. 66–73.
- [2] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. Soong e F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors* (SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering). Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [3] N. A. Mancheri, «World trade in rare earths, Chinese export restrictions, and implications,» *Resources Policy*, vol. 46, pp. 262–271, dic. 2015.
- [4] P. Sekerak, V. Hrabovcova, J. Pyrhonen, L. Kalamen, P. Rafajdus e M. Onufer, «Comparison of Synchronous Motors With Different Permanent Magnet and Winding Types,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, n. 3, pp. 1256–1263, mar. 2013.
- [5] D. Staton, T. Miller e S. Wood, «Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor,» *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 140, n. 4, p. 249, 1993.
- [6] T. J. E. Miller, «Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives,»
- [7] T. Matsuo e T. Lipo, «Rotor design optimization of synchronous reluctance machine,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, n. 2, pp. 359–365, giu. 1994.
- [8] J. K. Kostko, «Polyphase reaction synchronous motors,» *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 42, n. 11, pp. 1162–1168, 1923.
- [9] N. Bianchi, H. Mahmoud e S. Bolognani, «Fast synthesis of permanent magnet assisted synchronous reluctance motors,» *IET Electric Power Applications*, vol. 10, n. 5, pp. 312–318, mag. 2016.
- [10] M. Ferrari, N. Bianchi e E. Fornasiero, «Rotor saturation impact in synchronous reluctance and PM assisted reluctance motors,» pp. 1235–1242, 2013.
- [11] Y. Wang, G. Bacco e N. Bianchi, «Geometry Analysis and Optimization of PM-Assisted Reluctance Motors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n. 5, pp. 4338–4347, set. 2017.
- [12] N. Bianchi, A. Castagnini, P. S. Termini e G. Secondo, «Fractional-slot PM assisted reluctance motors: Configuration comparison and optimization,» in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 775–781.
- [13] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcová e H. Niemelä, *Design of Rotating Electrical Machines*, Reprinted. Chichester: Wiley, 2010, 512 pp.
- [14] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini e S. Petrace, «Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n. 4, pp. 758–765, 1998.
- [15] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon e M. Dai Pre, «Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n. 3, pp. 921–928, 2009.

- 
- [16] G. Bacco e N. Bianchi, «Design Criteria of Flux-Barriers in Synchronous Reluctance Machines,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n. 3, pp. 2490–2498, mag. 2019.
- [17] M. Sanada, K. Hiramoto, S. Morimoto e Y. Takeda, «Torque ripple improvement for synchronous reluctance motor using an asymmetric flux barrier arrangement,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, n. 4, pp. 1076–1082, 2004.
- [18] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon e M. D. Pre, «Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors,» vol. 3, pp. 1193–1200, 2006.
- [19] P. Alotto, M. Barcaro, N. Bianchi e M. Guarnieri, «Optimization of Interior PM Motors With Machaon Rotor Flux Barriers,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, n. 5, pp. 958–961, mag. 2011.
- [20] S. S. R. Bonthu, S. Choi e J. Baek, «Design Optimization With Multiphysics Analysis on External Rotor Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motors,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n. 1, pp. 290–298, mar. 2018.
- [21] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon e M. D. Pre, «Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors,» vol. 3, pp. 1193–1200, 2006.
- [22] S.-H. Han, T. M. Jahns, W. L. Soong, M. K. Güven e M. S. Illindala, «Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Stators With Odd Number of Slots Per Pole Pair,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, n. 1, pp. 118–127, 2010.
- [23] M. Di Nardo, M. Degano, M. Galea et al., «End Barrier Shape Optimizations and Sensitivity Analysis of Synchronous Reluctance Machines,» in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama: IEEE, nov. 2015, pp. 002 914–002 919.
- [24] J. Mora, A. Lelkes e J. Pacas, «External rotor PM motor fed by a load commutated inverter for fan applications,» in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 1, 2002, 767–770 vol.1.
- [25] S. S. R. Bonthu, A. Arafat e S. Choi, «Comparisons of Rare-Earth and Rare-Earth-Free External Rotor Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n. 12, pp. 9729–9738, dic. 2017.
- [26] L. Jian, K. T. Chau e J. Z. Jiang, «A Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Machine for Wind Power Generation,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n. 3, pp. 954–962, 2009.
- [27] Y. Deshpande e H. A. Toliyat, «Design of an outer rotor ferrite assisted synchronous reluctance machine (Fa-SynRM) for electric two wheeler application,» pp. 3147–3154, 2014.
- [28] H. Akita, Y. Nakahara, N. Miyake e T. Oikawa, «New core structure and manufacturing method for high efficiency of permanent magnet motors,» in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 1, 2003, 367–372 vol.1.
- [29] A. M. EL-Refaie, «Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n. 1, pp. 107–121, 2010.
- [30] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Pre e G. Grezzani, «Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n. 4, pp. 997–1006, 2006.
- [31] G. Pellegrino, F. Cupertino e C. Gerada, «Barriers shapes and minimum set of rotor parameters in the automated design of Synchronous Reluctance machines,» in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013, pp. 1204–1210.

- [32] M. Gamba, G. Pellegrino e F. Cupertino, «Optimal number of rotor parameters for the automatic design of Synchronous Reluctance machines,» in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1334–1340.
- [33] R. R. Moghaddam, «Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications,» tesi di dott., KTH School of Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2011.
- [34] «Design Procedure of an Outer Rotor Synchronous Reluctance Machine for Scooter Application,» *International Journal of Engineering*, vol. 34, n. 3, mar. 2021.
- [35] A. Jamali Fard e M. Mirsalim, «A robust numerical method for drawing the fluid flux-barrier geometry in the inner and outer rotor radial flux synchronous reluctance machines based on the finite difference method,» *COMPEL*, vol. 42, n. 2, pp. 565–584, gen. 2023.
- [36] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Pre e G. Grezzani, «Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n. 4, pp. 997–1006, 2006.
- [37] M. Gamba, G. Pellegrino e A. Vagati, «A new PM-assisted Synchronous Reluctance machine with a nonconventional fractional slot per pole combination,» in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Bran, Romania: IEEE, mag. 2014, pp. 268–275.
- [38] R. Storn, «Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces,» *DIFFERENTIAL EVOLUTION*,
- [39] S. Das e P. N. Suganthan, «Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art,» *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 15, n. 1, pp. 4–31, feb. 2011.
- [40] Bilal, M. Pant, H. Zaheer, L. Garcia-Hernandez e A. Abraham, «Differential Evolution: A review of more than two decades of research,» *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 90, p. 103 479, apr. 2020.
- [41] M. Sanada, K. Hiramoto, S. Morimoto e Y. Takeda, «Torque ripple improvement for synchronous reluctance motor using an asymmetric flux barrier arrangement,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, n. 4, pp. 1076–1082, 2004.
- [42] N. Bianchi, M. Degano e E. Fornasiero, «Sensitivity Analysis of Torque Ripple Reduction of Synchronous Reluctance and Interior PM Motors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n. 1, pp. 187–195, gen. 2015.
- [43] C. Babetto, G. Bacco e N. Bianchi, «Synchronous Reluctance Machine Optimization for High-Speed Applications,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n. 3, pp. 1266–1273, set. 2018.
- [44] M. Barcaro, G. Meneghetti e N. Bianchi, «Structural Analysis of the Interior PM Rotor Considering Both Static and Fatigue Loading,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n. 1, pp. 253–260, 2014.
- [45] <https://newlandmagnetics.eu/injection-ferrite-magnet/>, [Accessed 27-03-2024].
- [46] M. P. Bendsøe e N. Kikuchi, «Generating Optimal Topologies in Structural Design Using a Homogenization Method,» *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 71, n. 2, pp. 197–224, nov. 1988.
- [47] O. Sigmund e K. Maute, «Topology Optimization Approaches: A Comparative Review,» *Structural and Multidisciplinary Optimization*, vol. 48, n. 6, pp. 1031–1055, dic. 2013.
- [48] F. Lucchini, R. Torchio, V. Cirimele, P. Alotto e P. Bettini, «Topology Optimization for Electromagnetics: A Survey,» *IEEE Access*, vol. 10, pp. 98 593–98 611, 2022.
- [49] F. Guo e I. P. Brown, «Simultaneous Magnetic and Structural Topology Optimization of Synchronous Reluctance Machine Rotors,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, n. 10, pp. 1–12, ott. 2020.

- 
- [50] S. Sanogo e F. Messine, «Topology optimization in electromagnetism using SIMP method: Issues of material interpolation schemes,» *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 37, n. 6, pp. 2138–2157, 22 nov. 2018.
- [51] H. Tiismus, A. Kallaste, T. Vaimann e A. Rassõlkin, «State of the art of additively manufactured electromagnetic materials for topology optimized electrical machines,» *Additive Manufacturing*, vol. 55, p. 102 778, lug. 2022.
- [52] F. Lucchini, R. Torchio, P. Bettini e F. Dughiero, «TopIE: An Integral Equation Tool for Topology Optimization in Electromagnetics,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 72, n. 1, pp. 683–692, gen. 2024.
- [53] O. Sigmund, «Numerical Instabilities in Topology Optimization,» *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 41, pp. 1017–1039, 1998.
- [54] M. P. Bendsøe e O. Sigmund, «Material Interpolation Schemes in Topology Optimization,» *Archive of Applied Mechanics (Ingenieur Archiv)*, vol. 69, n. 9-10, pp. 635–654, nov. 1999.
- [55] F. Wang, B. S. Lazarov e O. Sigmund, «On projection methods, convergence and robust formulations in topology optimization,» *Structural and Multidisciplinary Optimization*, vol. 43, n. 6, pp. 767–784, giu. 2011.
- [56] F. Guo, N. Tang e I. P. Brown, «Magneto-Structural Combined Dimensional and Topology Optimization of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Rotors,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, n. 6, pp. 7241–7250, nov. 2022.
- [57] A. N. A. Hermann, N. Mijatovic e M. L. Henriksen, «Topology optimisation of PMSM rotor for pump application,» in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 2119–2125.
- [58] K. Svanberg, «The method of moving asymptotes—a new method for structural optimization,» *International journal for numerical methods in engineering*, vol. 24, n. 2, pp. 359–373, 1987.
- [59] R. Picelli, R. Sivapuram e Y. M. Xie, «A 101-line MATLAB code for topology optimization using binary variables and integer programming,» *Structural and Multidisciplinary Optimization*, vol. 63, n. 2, pp. 935–954, feb. 2021.