



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

TESI MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

TRAZIONE ELETTRICA LEGGERA SENZA L'USO DI TERRE RARE: PROGETTAZIONE DI UN MOTORE SINCRONO A RILUTTANZA

RELATORE

PROF. RE NICOLA BIANCHI

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

CANDIDATO

MARCO ROSSETTI

ANNO ACCADEMICO

2025-2026

All we have to decide is what to do with the time that is given us.

J.R.R. Tolkien, The Lord of the Rings

Sommario

Il presente elaborato affronta la progettazione di un motore sincrono a riluttanza (SynRM) destinato alla trazione di veicoli elettrici leggeri (LEV), con l'obiettivo di ridurre l'impiego di magneti permanenti a base di terre rare e, con esso, l'impatto ambientale e la dipendenza dalla loro filiera, geograficamente concentrata. Come caso di studio è stato assunto un quadriciclo pesante di categoria L7e-CP.

Dopo un inquadramento sulle criticità legate all'approvvigionamento delle terre rare e sul ruolo dei LEV nella mobilità urbana, il lavoro motiva la scelta della topologia SynRM come alternativa a basso costo e potenzialmente ad alta efficienza, evidenziandone pregi e i limiti intrinseci legati alla geometria anisotropa del rotore.

Le specifiche di coppia e potenza sono state ricavate dall'analisi del ciclo di guida WMTC mediante un modello delle resistenze al moto del veicolo. Su tali specifiche è stato condotto il dimensionamento elettromagnetico della macchina, seguito da un'ottimizzazione multi-obiettivo della geometria, basata sulla ricerca del fronte di Pareto, volta a massimizzare la coppia media e a minimizzarne l'ondulazione. Le prestazioni della configurazione finale sono state infine valutate mediante simulazioni agli elementi finiti (FEM), comprendenti l'identificazione del punto di lavoro ottimale, la caratteristica esterna coppia-velocità e la mappa di rendimento.

La macchina progettata raggiunge un rendimento elettromagnetico di picco del 94% e un'ondulazione di coppia ridotta all'1.2% mediante skewing discreto del pacco lamellare di rotore; fornendo una coppia media di 48 N m e 123.3 N m di picco, con un campo di velocità a potenza costante $CPSR \approx 3 : 1$. L'analisi evidenzia inoltre il limite caratteristico dei SynRM a salienza finita, il cui campo di velocità a potenza costante è intrinsecamente ristretto, di cui vengono discussi gli effetti e le possibili evoluzioni progettuali per superarlo.

Indice

SOMMARIO	v
LISTA DELLE FIGURE	ix
LISTA DELLE TABELLE	xi
LISTA DEGLI ACRONIMI	xiii
INTRODUZIONE	1
1 VEICOLI ELETTRICI LEGGERI	11
1.1 Definizione di LEV	11
1.2 Potenziali applicazioni e opportunità	15
1.2.1 Opportunità per il futuro delle aree urbane	16
2 SPECIFICHE DI PROGETTO DEL SYNRM TRAMITE ANALISI DEL CICLO DI GUIDA	21
2.1 Derivazione dei requisiti di coppia e potenza dal ciclo WMTC	25
2.1.1 Bilancio delle forze	25
2.1.2 Costruzione delle curve di inviluppo e scelta del margine di dimensionamento	29
2.2 Ciclo di guida ARTEMIS	35
2.3 Influenza dei parametri di input del modello sulle caratteristiche di progetto	38
3 DIMENSIONAMENTO E PROGETTAZIONE GEOMETRICA DEL MOTORE SINCRONO A RILUTTANZA	43
3.1 Dimensionamento di massima	44
3.1.1 Scelte preliminari	45
3.1.2 Dimensionamento elettromagnetico	47
3.1.3 Dimensionamento dell'avvolgimento	55
3.1.4 Materiali impiegati nella modellazione FEM	57
3.2 Ottimizzazione	58
3.2.1 Parametri di ottimizzazione	59
3.2.2 Funzioni obiettivo	59
3.3 Geometria finale	61
3.3.1 Verifica ponti radiali	65
4 ANALISI DELLE PRESTAZIONI MEDIANTE SIMULAZIONI FEM	69
4.1 Identificazione del punto MTPA	70

4.2	Caratterizzazione della macchina nel MTPA	71
4.2.1	Coppia in funzione della posizione del rotore senza skewing . . .	73
4.2.2	Coppia in funzione della posizione del rotore con skewing	75
4.3	Caratteristica esterna coppia-velocità	79
4.3.1	Mappatura del motore nel piano (I_d , I_q)	79
4.3.2	Limiti di tensione e di corrente	81
4.3.3	Determinazione della caratteristica esterna	82
4.3.4	Risultati e discussione	83
4.4	Mappa di rendimento	86
4.4.1	Metodologia di calcolo	86
4.4.2	Risultati	88
4.5	Modifiche progettuali per il miglioramento del rendimento	89
4.5.1	Modifiche proposte	89
4.5.2	Caratteristica esterna della configurazione finale	90
4.5.3	Mappa di rendimento della configurazione finale	92
4.5.4	Verifica rispetto alle specifiche di trazione	93
5	CONCLUSIONI	95
5.1	Sviluppi futuri	96
	BIBLIOGRAFIA	101
	RINGRAZIAMENTI	105

Elenco delle figure

1	Emissioni totali europee di GHG dal 1990 al 2050 in UE-27	1
2	Emissioni di GHG divise per settore	2
3	Emissioni di gas serra derivanti dai trasporti nell'UE	3
4	Emissioni di GHG del trasporto su strada nell'UE-27 per categoria di veicolo	4
5	Distanza media per persona al giorno in chilometri	4
6	Ripartizione delle modalità di trasporto in UE 2012-2022	5
7	Percentuale di mobilità urbana rispetto alla totale mobilità a breve distanze	5
8	Produzione di Terre rare magnetiche	7
9	Domanda di Terre rare magnetiche	8
1.1	Esempi di LEVs.	15
1.2	Paragone tra le dimensioni di alcune auto e LEV	17
1.3	Riduzione degli spazi allocati come parcheggi	18
2.1	Veicolo di riferimento e motorizzazione esistente	22
2.2	Ciclo di guida WMTC	26
2.3	Schema delle principali resistenze al moto agenti su un veicolo in marcia su piano inclinato.	27
2.4	Coppia e potenza WMTC, pendenza 0%	30
2.5	Coppia e potenza WMTC, pendenza 5%	30
2.6	Coppia e potenza WMTC, pendenza 15%	31
2.7	Punti operativi eccedenti l'involuppo al 15% nel profilo di velocità WMTC	32
2.8	Punti operativi eccedenti l'involuppo al 30% nel profilo di velocità WMTC	33
2.9	Profilo di velocità del WMTC modificato per rispettare l'involuppo al 15%	34
2.10	Profilo di velocità del WMTC modificato per rispettare l'involuppo al 30%	34
2.11	Ciclo di guida Artemis	36
2.12	Coppia e potenza Artemis, pendenza 0%	37
2.13	Coppia e potenza WMTC con 2 passeggeri a bordo, pendenza 0%.	39
2.14	Coppia e potenza WMTC con rapporto di trasformazione 6.	40
2.15	Coppia e potenza WMTC con rapporto di trasformazione 8.	41
3.1	Fronte di Pareto	61
3.2	Configurazione geometrica a coppia massima	62
3.3	Configurazione geometrica con ripple 7.7%	63
3.4	Configurazione geometrica con ripple 4.7%	64
3.5	Configurazione geometrica con ripple minimo	64
3.6	Geometria finale del motore	66

4.1	Andamento della coppia media in funzione dell'angolo di corrente	71
4.2	Distribuzione dell'induzione magnetica al punto MTPA	72
4.3	Andamento della coppia istantanea al variare della posizione del rotore .	73
4.4	Spettro armonico del ripple di coppia nella configurazione senza skewing	74
4.5	Andamento della coppia istantanea calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell per ciascuna delle cinque fette del pacco rotorico	76
4.6	Andamento della coppia istantanea calcolata mediante l'integrale sull'air-gap per ciascuna delle cinque fette del pacco rotorico	77
4.7	Andamento della coppia istantanea mediata sulle cinque fette calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell	77
4.8	Andamento della coppia istantanea mediata sulle cinque fette calcolata mediante l'integrale sull'airgap	78
4.9	Spettro armonico del ripple di coppia nella configurazione con skewing discreto	78
4.10	Processo di mappatura del motore nel piano (I_d, I_q)	80
4.11	Caratteristica esterna del motore senza lo skewing del pacco rotorico con andamento della coppia e della potenza	84
4.12	Traiettorie dei punti operativi ottimali nel piano (I_d, I_q) per i due involucri	86
4.13	Mappa di rendimento $\eta(T, n)$ del SynRM con la geometria originale . . .	88
4.14	Caratteristica esterna del motore della configurazione finale (lamierino M250 – 35A, $k_{fill} = 0.52$, skewing del pacco rotorico) con andamento della coppia e della potenza	91
4.15	Mappa di rendimento $\eta(T, n)$ del SynRM con le modifiche apportate alla geometria originale (lamierino M250–35A, $k_{fill} = 0.52$, skewing del pacco rotorico)	92
4.16	Confronto tra la caratteristica esterna della geometria ottenuta con le curve di involuppo ottenute dall'analisi del ciclo di guida	93

Elenco delle tabelle

1.1	Specifiche di alcuni LEV disponibili sul mercato	14
2.1	Caratteristiche categoria L7e-CP secondo Allegato I del Regolamento (UE) 168/2013 [1].	23
2.2	Specifiche tecniche di Mobilize Duo 80 [2].	24
2.3	Confronto delle caratteristiche principali del ciclo WMTC secondo gli sviluppi al 15% e al 30%, alle pendenze del 5% e del 15%.	35
2.4	Riassunto delle caratteristiche di progetto per il motore	38
3.1	Caratteristiche di progetto del motore	44
3.2	Parametri preliminari di progetto	47
3.3	Grandezze principali in uscita dal dimensionamento elettromagnetico preliminare.	55
3.4	Materiali impiegati nella modellazione FEM e relativi parametri principali.	58
3.5	Parametri di ottimizzazione e relativi intervalli di variazione.	60
3.6	Parametri di calcolo per il dimensionamento dei ponticelli radiali.	68
3.7	Spessori minimi calcolati dei ponticelli radiali e scelta operativa.	68
4.1	Valori caratteristici ricavati dalla caratteristica esterna	84
4.2	Valori caratteristici dalla caratteristica esterna della configurazione finale (con skewing del rotore)	91

Lista degli acronimi

ARTEMIS	Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems
CPSR	Constant Power Speed Range
EV	Veicolo elettrico
FEM	Metodo agli elementi finiti
GHG	Gas a effetto serra
GTR	Global Technical Regulation
iBSG	integrated Belt Starter Generator
ICE	Motore a combustione interna
IEA	International Energy Agency
LCV	Veicolo commerciale leggero
LEV	Veicolo elettrico leggero
LFP	Litio Ferro Fosfato
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
MTPV	Maximum Torque Per Voltage
NdFeB	Neodimio Ferro Boro
NMC	Nichel Manganese Cobalto
PF	Fattore di potenza
PMSM	Motore sincrono a magneti permanenti
SynRM	Macchina sincrona a riluttanza
SVM	Space Vector Modulation
UNECE	United Nations Economic Commission for Europe
WMTC	World Motorcycle Test Cycle

Introduzione

Le emissioni di gas serra (GHG dall'inglese Green House Gas) rappresentano la causa principale del cambiamento climatico, con impatti significativi sull'ambiente, sull'economia e sulla società.

Per contrastare questo fenomeno, l'Unione europea ha fissato degli ambiziosi obiettivi di riduzione delle emissioni, promuovendo politiche incentrate sulla decarbonizzazione dei principali settori economici.

Di conseguenza, come mostrato in Figura 1, le emissioni nette¹ al 2023 hanno registrato una riduzione del 36% rispetto ai livelli del 1990 [3].

Osservando le proiezioni si nota un trend positivo; tuttavia, per raggiungere gli obiettivi di medio (2030) e lungo termine (2050) sono richiesti ulteriori interventi strutturali. Per comprendere al meglio in quali ambiti sia necessario intervenire maggiormente, è utile osservare la ripartizione di gas serra per settore.

Come evidenziato in Figura 2 la produzione dell'energia elettrica, ovvero il settore stori-

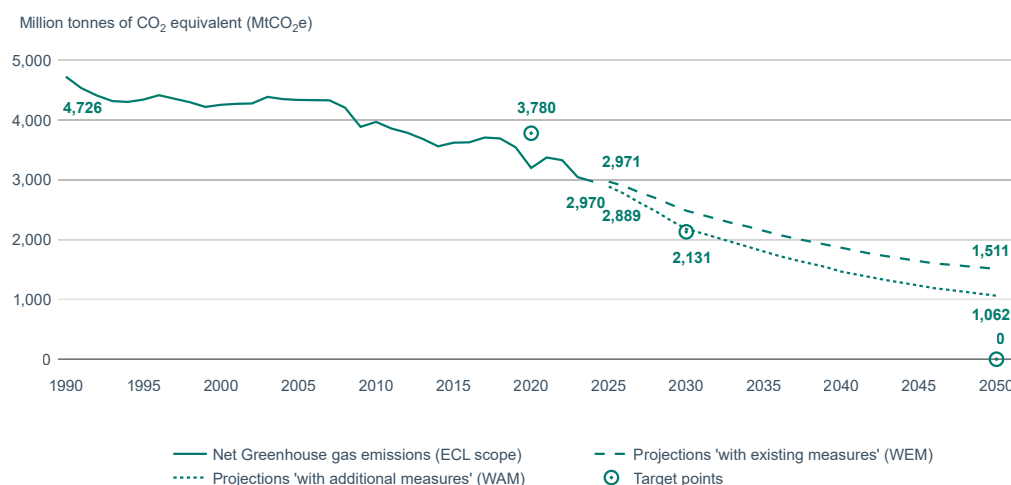


Figura 1: Emissioni totali europee di GHG dal 1990 al 2050 in UE-27 [3]

¹Le emissioni nette sono definite dalla differenza tra le emissioni antropiche totali di gas climalteranti immesse in atmosfera e quelle rimosse o assorbite.

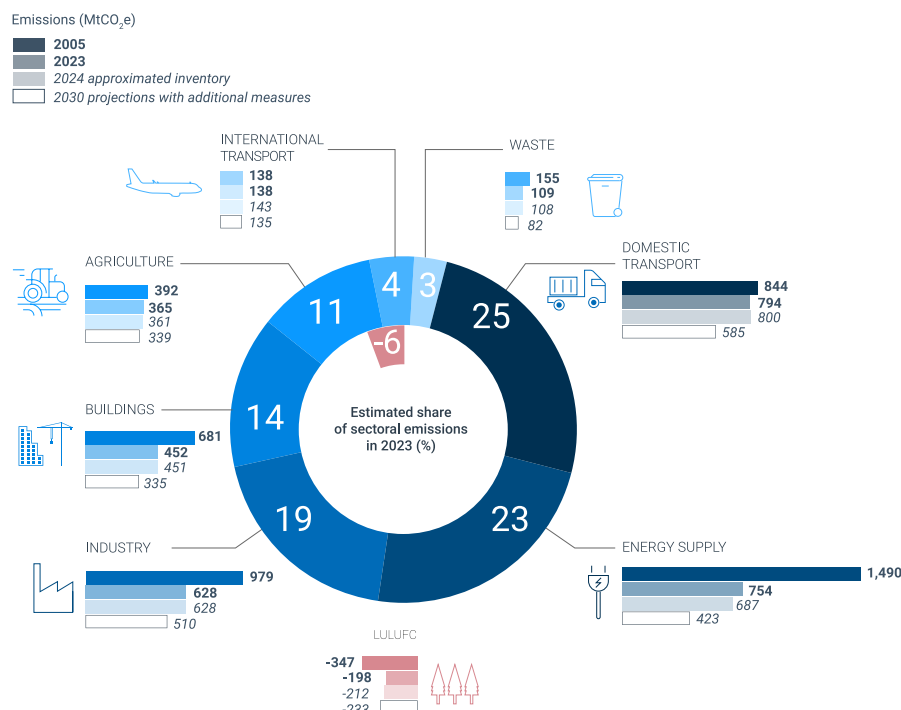


Figura 2: Emissioni di GHG divise per settore [4]

camente più inquinante, ha registrato negli ultimi vent'anni una significativa riduzione delle emissioni, più che dimezzando i valori del 2005. Questo risultato è stato possibile grazie alle politiche di transizione verso fonti rinnovabili, alla riduzione dei combustibili fossili e all'efficientamento degli impianti. Al contrario, i trasporti domestici/nazionali mostrano una debole tendenza al ribasso, diventando così il settore con il maggior impatto, rappresentando un quarto delle emissioni totali dell'UE. Ridurre le emissioni di gas climalteranti e realizzare una transizione sostenibile per la mobilità, rappresenta una delle maggiori sfide da qui al 2050.

Analizzando la Figura 3, si osserva che il calo più significativo si è verificato nel 2020 a causa della pandemia di Covid-19; le emissioni sono però poi nuovamente aumentate negli anni a venire.

La maggior parte delle politiche pianificate in questo settore si concentra sulla promozione di carburanti a basse emissioni di carbonio, tecnologie a zero emissioni e sull'incoraggiamento del trasferimento modale verso il trasporto pubblico e la mobilità attiva.

Le emissioni generate dalla navigazione nazionale e dalle ferrovie sono diminuite rispetto ai livelli del 1990, mentre quelle associate all'aviazione nazionale hanno registrato un aumento. Il trasporto su strada rappresenta la quota predominante delle emissioni com-

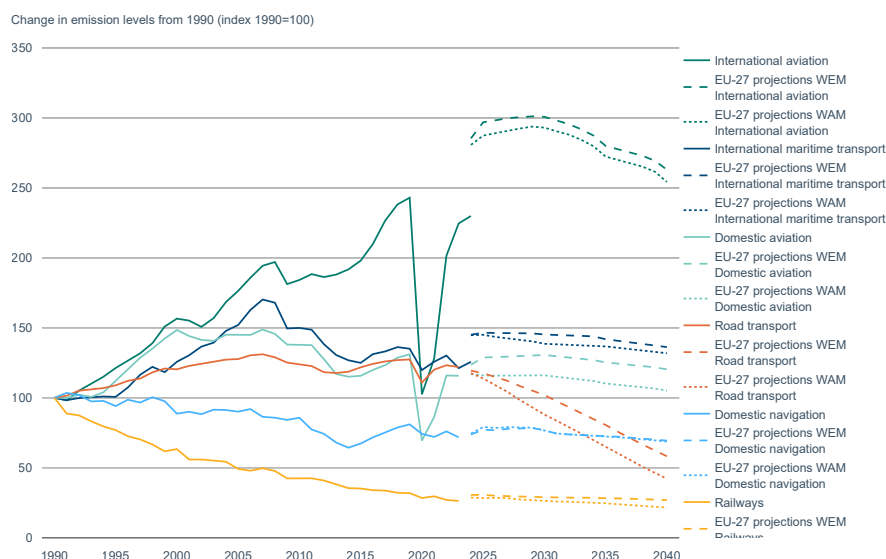
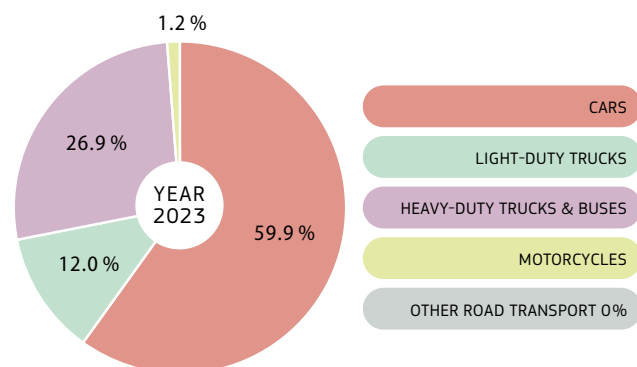


Figura 3: Emissioni di gas serra derivanti dai trasporti nell'UE, per modalità di trasporto e scenario [5].

plessive del settore, nel 2023 è stato responsabile del 73% delle emissioni totali di gas serra del settore dei trasporti nell'UE. Di conseguenza, la maggior parte delle misure e politiche, sia già attuate sia pianificate a livello comunitario, è orientata alla riduzione delle emissioni del trasporto su strada [5]. Per approfondire la composizione delle emissioni all'interno del trasporto su strada, la Figura 4 ne mostra la ripartizione per categoria di veicolo nei 27 Paesi dell'Unione. Risulta evidente che le autovetture costituiscono la quota dominante, pari a circa il 59.9% delle emissioni nel 2023, seguite dai mezzi pesanti e autobus ($\approx 26.9\%$) e dai veicoli commerciali leggeri ($\approx 12\%$). Moto e altre categorie rappresentano quote trascurabili, infatti costituiscono percentuali inferiori al $\approx 1.2\%$. Questi dati evidenziano come la riduzione delle emissioni delle autovetture rappresenti una leva importante per raggiungere gli obiettivi di decarbonizzazione, sia per il settore dei trasporti che per l'intero sistema Europa.

Parallelamente, è utile osservare le statistiche² sulla mobilità dei passeggeri fornite da Eurostat [7]. La distanza media percorsa giornalmente da una persona nei Paesi UE varia tra i 5.6 km e i 19 km, a seconda del contesto territoriale e delle abitudini nazionali. Tali valori indicano che una parte significativa degli spostamenti giornalieri sia caratte-

²I dati sono stati ottenuti mediante delle indagini eseguite dal 2013 al 2019 in tredici Stati membri: Belgio, Danimarca, Germania, Grecia, Croazia, Italia, Lettonia, Paesi Bassi, Austria, Polonia, Portogallo, Romania e Slovenia.



NB: (**) Including international bunkers and indirect CO₂ but excluding LULUCF (land use, land-use change and forestry).
 (***) Total transport share in total emissions.

Figura 4: Emissioni di GHG del trasporto su strada nell'UE-27 per categoria di veicolo [6].

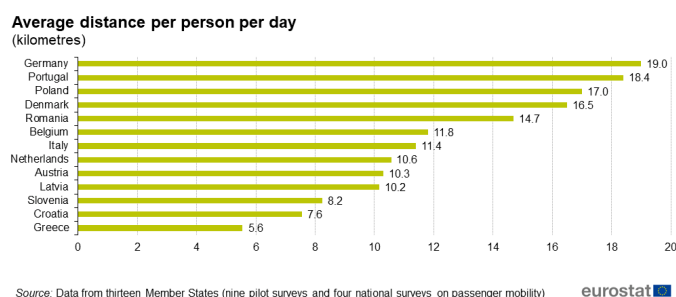


Figura 5: Distanza media per persona al giorno in chilometri [7].

rizzata da percorrenze relativamente brevi (Figura 5), in particolare in ambito urbano e suburbano. Nonostante ciò, la maggior parte del trasporto passeggeri è realizzato tramite autovetture, confermando una predilezione per la mobilità individuale a discapito dei servizi pubblici [8]. Un'analisi più approfondita mostra che il numero di spostamenti urbani³ rappresenta una quota rilevante della mobilità giornaliera a breve distanza (< 300 km), variando dal $\approx 41\%$ in Slovenia al $\approx 81\%$ in Italia, come riportato nella colonna sinistra della Figura 7. La colonna destra riporta, in termini di distanza, la percentuale di spostamenti in ambito urbano rispetto alla totale distanza percorsa negli spostamenti a breve distanza. Questo aspetto è particolarmente rilevante poiché le aree urbane risultano maggiormente esposte agli impatti negativi delle emissioni di gas climalteranti e degli inquinanti, con conseguenze dirette sulla qualità dell'aria e sulla salute della popolazione.

³Secondo le modalità utilizzate per la statistica, sono definiti spostamenti urbani se inferiori a 100 km e sono svolti all'interno della stessa area urbana

Changes in the modal split of passenger transport

(% based on passenger-kilometres, EU, 2012–22)

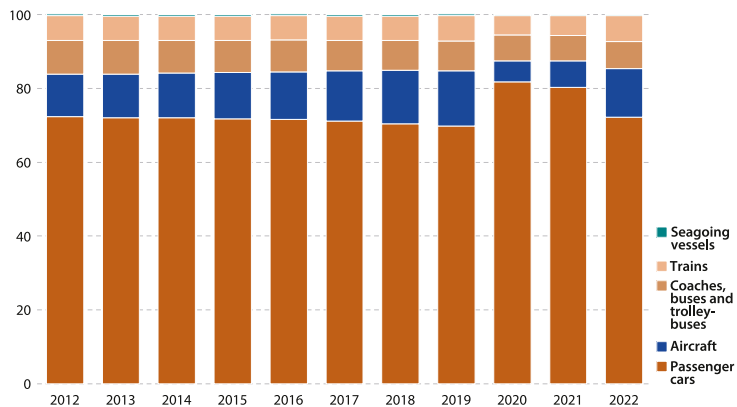


Figura 6: Ripartizione delle modalità di trasporto in UE 2012-2022 [8].

Urban mobility in total short-distance mobility

(%)

	Urban trips in total number of short-distance trips	Distance covered in urban trips in the total distance of short-distance trips
Belgium	52.4	33.6
Denmark	54.7	34.2
Germany	67.7	52.9
Greece	46.0	35.8
Croatia	46.9	29.5
Italy	80.9	50.2
Latvia	63.1	44.0
Netherlands	59.7	28.7
Austria	49.8	30.1
Poland	.	.
Portugal	84.9	65.8
Romania	99.3	88.4
Slovenia	40.6	24.0

Note: (.) not available.

Short-distance trips: less than 300 km

Urban trips: less than 100 km within the same urban area

Source: Data from thirteen Member States (nine pilot surveys and four national surveys on passenger mobility)

eurostat 

Figura 7: Percentuale di mobilità urbana rispetto alla totale mobilità a breve distanze [7].

La pianificazione della mobilità urbana deve dunque promuovere un cambiamento verso opzioni più sostenibili in termini ambientali, economici e sociali. I veicoli elettrici leggeri (Light Electric Vehicle, LEV) rappresentano ottimi candidati per questo scopo, soprattutto se in sostituzione alle automobili di dimensioni convenzionali, spesso utilizzate da una sola persona causando un utilizzo inefficiente sia dell'energia che dei materiali necessari per la realizzazione e il funzionamento.

I LEV richiedono meno energia e risorse sia per la loro produzione sia durante il funzionamento; inoltre occupano meno spazio nel traffico e nelle aree di posteggio. La riduzione dei consumi energetici e dei materiali critici per la loro realizzazione consente una riduzione dell'impatto ambientale, mantenendo al contempo un'elevata funzionalità negli spostamenti quotidiani. Tuttavia, questi indubbi vantaggi di natura tecnica devono confrontarsi con abitudini sociali ormai consolidate. Per un'efficace integrazione dei LEV nella mobilità quotidiana è pertanto necessario ripensare le politiche attualmente in vigore.

In Asia, tali veicoli sono già ampiamente diffusi, dalle kei-car giapponesi ai tricicli utilizzati nei Paesi del Sud-Est asiatico, come India, Vietnam e così via [9].

Lo scopo di questa tesi è progettare un motore per LEV privo di magneti permanenti contenenti terre rare, al fine di ridurre l'impatto ambientale e mitigarne la dipendenza economica da specifici Paesi possessori di terre rare.

I magneti permanenti a terre rare furono commercializzati negli anni Ottanta del secolo scorso, rivoluzionando il settore dei motori elettrici grazie alla loro elevata densità di energia. Attualmente il loro utilizzo rappresenta una scelta comune e vantaggiosa nella quasi totalità delle applicazioni, ad esempio: veicoli elettrici, processi industriali, impianti di generazione come turbine eoliche, attuatori.

I magneti in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) sono i più comuni nelle applicazioni ad alte prestazioni date le superiori proprietà magnetiche. I valori di densità di flusso residua B_r e coercitività H_c sono superiori rispetto a quelli di ogni altro tipo di magnete. Il Samario-Cobalto ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) è anch'esso molto utilizzato nella realizzazione di motori elettrici, ma viene scelto solo per applicazioni con temperature operative elevate [10].

Tuttavia, presentano degli svantaggi critici: il costo elevato e variabile, l'incertezza sulla loro futura disponibilità e le emissioni di carbonio in fase di estrazione e raffinazione [10].

L'offerta di terre rare magnetiche (neodimio, praseodimio, disprosio e terbio) rimane tra le meno diversificate dal punto di vista geografico tra tutti i materiali critici, non solo per

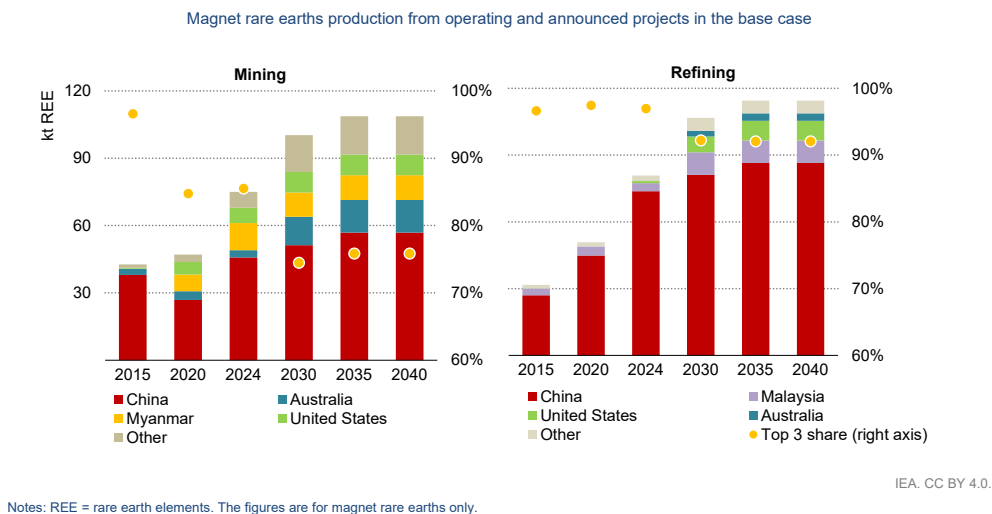
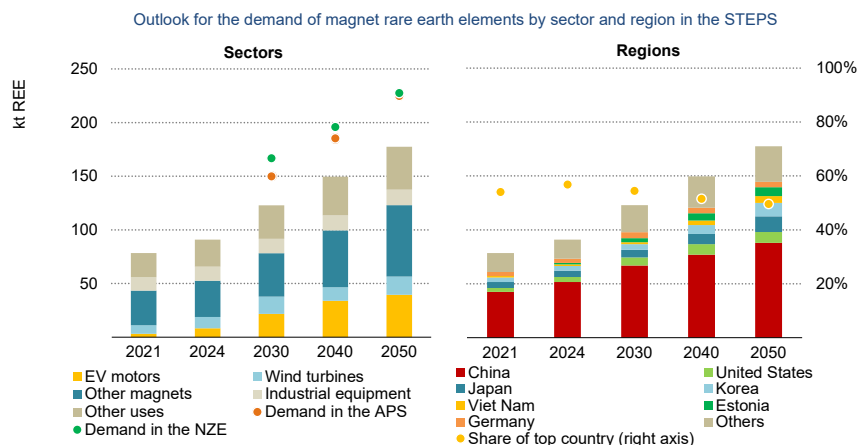


Figura 8: Produzione di Terre rare magnetiche dai progetti in atto e annunciati [11].

quanto riguarda le risorse minerarie, ma anche per tutta la catena di produzione. Nel 2024, i primi tre Paesi produttori (Cina, Myanmar, Stati Uniti) coprivano l'86% dell'estrazione globale, con la sola Cina responsabile di circa il 60%. La concentrazione risulta ancora più marcata nella fase di raffinazione, dove i primi tre produttori controllavano il 97% dell'output globale e la Cina da sola rappresentava circa il 91% della raffinazione. Nonostante una crescita significativa dell'offerta attesa nei prossimi decenni, con un aumento di oltre il 50% della produzione mineraria entro il 2040, il mercato rimane strutturalmente poco diversificato. Anche con l'espansione della capacità produttiva al di fuori della Cina, la quota dei principali Paesi produttori e raffinatori resta predominante, evidenziando una persistente vulnerabilità della catena di approvvigionamento a rischi di natura politica e industriale [11].

Alla forte concentrazione dell'offerta si affianca una distribuzione altrettanto asimmetrica della domanda. Quest'ultima è quasi raddoppiata nel decennio successivo al 2015, superando le 90 kton nel 2024. Nel 2024, la Cina ha ricoperto circa il 57% della domanda globale di terre rare magnetiche, riflettendo il suo ruolo dominante nella produzione di magneti permanenti NdFeB e nelle filiere industriali a valle. La quota cinese è destinata a ridursi nel lungo periodo, fino a circa il 50% entro il 2050, a causa di un'espansione della capacità produttiva in altre regioni del mondo. Secondo gli scenari IEA l'aumento continuerà grazie alla diffusione nei veicoli elettrici, nella generazione elettrica e in altre applicazioni [11].

La principale criticità del mercato delle terre rare magnetiche non risiede nella disponibili-



Notes: REE = rare earth elements. The figures are for magnet REE only.

IEA. CC BY 4.0.

Figura 9: Domanda di Terre rare magnetiche per settore e regione [11].

tà fisica del materiale, bensì nell'elevato grado di concentrazione geografica delle attività di estrazione e raffinazione, che permane anche negli scenari futuri e continua a esporre la filiera a rischi di approvvigionamento e volatilità dei prezzi [11]. Il riciclo dei magneti permanenti sta emergendo come una fonte secondaria di approvvigionamento sempre più rilevante, come strategia volta a migliorare la sicurezza di approvvigionamento e a ridurre la dipendenza geografica delle terre rare. I processi di riciclo tradizionali prevedono la separazione dei singoli elementi tramite diverse tecniche, il loro recupero in forma di ossidi di terre rare e la successiva conversione in metalli, prima della colata in leghe e della loro riduzione in polveri fini per la produzione dei magneti. Si tratta di processi caratterizzati da elevati consumi energetici e costi significativi; per questo sono in fase di sviluppo approcci innovativi a ciclo corto che consentono il recupero diretto delle leghe metalliche. Tuttavia, nonostante il contributo crescente atteso nel lungo periodo, il riciclo da solo non è in grado di eliminare la dipendenza strutturale della fornitura primaria di terre rare, in particolare nel contesto di una domanda in forte crescita legata alle tecnologie per la transizione energetica [11].

In questo contesto, oltre alle strategie di diversificazione dell'offerta e di incremento delle forniture secondarie, assume particolare rilevanza lo sviluppo di soluzioni tecnologiche alternative che riducano o eliminino l'impiego di magneti permanenti a base di terre rare nelle macchine elettriche.

La macchina a riluttanza sincrona (Synchronous Reluctance Machine, SynRM) si presen-

ta come una delle alternative in grado di offrire elevata efficienza e basso costo. Tutti i suoi vantaggi e svantaggi sono legati alla geometria del rotore; realizzata da un pacco di lamierini opportunamente sagomati per generare la coppia di riluttanza necessaria al funzionamento. Dal punto di vista progettuale la complessa struttura anisotropa del rotore introduce diverse criticità come l'ondulazione di coppia (torque ripple), il fattore di potenza (PF) e altri effetti secondari quali: le perdite nel ferro del rotore, le vibrazioni e il rumore.

1

Veicoli Elettrici Leggeri

La pianificazione per la futura mobilità urbana si basa su opzioni sostenibili dal punto di vista ambientale, economico e sociale. I veicoli elettrici leggeri, in inglese Light Electric Vehicles (LEVs), possono giocare un ruolo importante nel futuro della mobilità, nel caso in cui riescano a sostituire le automobili convenzionali.

I LEVs richiedono meno energia e risorse per la loro produzione e il loro funzionamento rispetto alle automobili, inoltre occupano meno spazio sia in movimento che nei parcheggi.

Queste caratteristiche rendono interessante investigare il loro uso in aree urbane, in particolare dove lo spazio è scarso e vi sono regolamentazioni stringenti per aumentare la qualità dell'aria.

I LEVs possono essere integrati nelle reti di trasporto pubblico, nei servizi di sharing oppure nella mobilità individuale.

Tuttavia, l'implementazione di questa tipologia di mobilità richiede la revisione delle politiche e della società [9].

1.1 DEFINIZIONE DI LEV

Il termine veicoli elettrici leggeri (LEVs) non è ancora chiaramente definito e comprende una vasta gamma di veicoli che parte dai piccoli mezzi a due ruote fino ad arrivare ai quadricicli pesanti.

Per quanto concerne la regolamentazione tecnica, rientrano nel **Regolamento (UE) 168/2013** [1].

Dove secondo l'articolo 4 e l'allegato I vengono definite le seguenti categorie:

1. categoria L1e (veicolo motorizzato leggero con due ruote), che comprende le seguenti sottocategorie:
 - (a) L1e-A ovvero i cicli a propulsione;
 - (b) L1e-B ovvero i ciclomotori a due ruote;
2. categoria L2e (ciclomotori con tre ruote), che comprende le seguenti sottocategorie:
 - (a) L2e-P ciclomotori a tre ruote adibiti al trasporto di persone;
 - (b) L2e-U ciclomotori a tre ruote ad uso commerciale;
3. categoria L3e¹ (motocicli con due ruote), che comprende le seguenti sottocategorie:
 - (a) L3e-A1 motocicli a basse prestazioni;
 - (b) L3e-A2 motocicli a medie prestazioni;
 - (c) L3e-A3 motocicli ad alte prestazioni;
4. categoria L4e (motocicli a due ruote con sidecar);
5. categoria L5e (tricicli a motore), che comprende le seguenti sottocategorie:
 - (a) L5e-A tricicli adibiti al trasporto di persone;
 - (b) L5e-B tricicli adibiti al trasporto di merci;
6. categoria L6e (quadricicli leggeri), che comprende le seguenti sottocategorie:
 - (a) L6e-A quad da strada leggeri;
 - (b) L6e-B quadricicli leggeri:
 - i. L6e-BU veicoli adibiti al trasporto di merci;
 - ii. L6e-BP veicoli adibiti al trasporto di persone;

¹Al termine della sigla è possibile trovare la lettera E, per indicare i motocicli da enduro, oppure la lettera T, per i motocicli da trial

7. categoria L7e (quadricicli pesanti), che comprende le seguenti sottocategorie:

(a) L7e-A quad da strada pesanti:

- i. L7e-A1 quad da strada A1;
- ii. L7e-A2 quad da strada A2;

(b) L7e-B quad entro/fuori strada pesanti:

- i. L7e-B1 quad entro/fuori strada;
- ii. L7e-B2 buggy con sedili affiancati;

(c) L7e-C quadricicli pesanti:

- i. L7e-CU veicoli progettati esclusivamente per il trasporto merci;
- ii. L7e-CP veicoli progettati per il trasporto passeggeri;

Questi veicoli possono essere alimentati da motori a combustione interna (ICE), a combustione esterna, elettrici oppure con una motorizzazione ibrida data dalla combinazione dei sistemi precedentemente nominati.

Sul mercato vi sono diversi LEVs, per citarne alcuni riportiamo degli esempi in base alla categoria di immatricolazione. Goupil G2 e G4 (solo alcuni allestimenti), Mobilize Duo 80 sono omologati come veicoli di classe L7e. Aixam Pro e-Truck, Fiat Topolino e Citroën appartengono alla categoria L6e. Piaggio Vespa Primavera Elettrica 70 e Vmoto CPx Pro sono motocicli quindi appartengono alla classe L3e. Infine, Piaggio Vespa Primavera Elettrica 45 e Askoll NGS2 sono ciclomotori con omologazione L1e.

Modello	Motore	Potenza [kW]	Coppia max [N m]	Velocità max [km/h]	Tensione [V]	Batteria [kWh]	Autonomia [km]
Quadricicli							
Citroën Ami	Claw-pole (Dy)	6	65	45	48	Li-ion, 5.4	75
XEV YoYo	PMSM	7.5	85	80	86.4	Li-ion LFP, 10.4	150
Ciclomotori e/o Motocicli							
Piaggio 1	In-wheel	2	-	45	48	Li-ion, 1.4	39
NIU NQiX 500	In-wheel (Bosch)	9	-	100	72	Li-ion, 4	95
Veicoli commerciali							
Aixam Pro e-truck	PMSM, MAVEL Efx48	6	40	45	48	Li-ion, 7.5	113

Tabella 1.1: Specifiche di alcuni LEV disponibili sul mercato



(a) Renault Mobilize Duo.



(b) Aixam Pro e-Truck.



(c) Vmoto CPx.



(d) Askoll NGS2.

Figura 1.1: Esempi di LEVs.

1.2 POTENZIALI APPLICAZIONI E OPPORTUNITÀ

Nel **Global EV Outlook 2025**, l'International Energy Agency (IEA) evidenzia una crescita dei veicoli elettrici (EV): nel 2024 sono stati venduti 17 milioni di veicoli, corrispondenti a oltre il 20% delle vendite di autovetture a livello globale. In Cina le auto elettriche rappresentano circa la metà delle vendite nel 2024, mentre in Europa la crescita ha subito una stagnazione, a causa del ridimensionamento degli incentivi e delle misure di supporto. La quota di vendite europea rimane tuttavia intorno al 20% del mercato di autovetture.

Il rapporto contiene un capitolo dedicato ai light-duty electric vehicles (in letteratura sono così nominati i veicoli elettrici leggeri), in cui vengono riportate le statistiche relative

ai veicoli a due e tre ruote e ai veicoli commerciali leggeri (LCV). Per gli LCV viene precisato che si tratta di tutti i veicoli commerciali con una massa a pieno carico inferiore a 3.5 tonnellate, comprendendo quindi i veicoli di categoria N1, ovvero i tipici furgoni che vediamo nella vita di tutti i giorni. Di conseguenza risulta difficile estrapolare dei dati affidabili relativi ai quadricicli elettrici di categoria L6e e L7e.

Per quanto riguarda i veicoli a due e tre ruote il rapporto evidenzia che oltre il 9% del parco circolante globale risulta essere elettrico nel 2024, con circa 10 milioni di unità vendute. Cina, India e i paesi del sud-est asiatico costituiscono i maggiori mercati mondiali per questi veicoli, infatti rappresentano circa l'80% delle vendite globali.

Questo tipo di veicoli rappresenta il punto di accesso più economico alla mobilità elettrica. A differenza delle autovetture, molti modelli a due/tre ruote non richiedono infrastrutture di ricarica dedicate in ambito urbano, data la possibilità di farlo a casa propria, e presentano dei costi di manutenzione inferiori [12].

I veicoli elettrici leggeri (considereremo soltanto quelli di categoria L come definiti a inizio capitolo) trovano applicazione sia nella mobilità privata (ad esempio per recarsi al lavoro o svolgere commissioni) sia in utilizzi a scopo commerciale, grazie a numerosi modelli che offrono la possibilità di trasportare merci. Un'interessante modalità d'uso è l'integrazione con il trasporto pubblico in modo da colmare la mancanza di mezzi per i collegamenti di primo e ultimo kilometro. In questo caso fungono da raccordo tra le abitazioni o i luoghi di lavoro e le fermate o le stazioni. Tale integrazione può essere favorita da sistemi di sharing con parcheggi collocati in prossimità delle fermate del servizio di trasporto pubblico, riducendo così l'uso dell'automobile privata.

Gli attuali problemi dovuti all'uso delle auto, come la pessima qualità dell'aria e le elevate emissioni acustiche, possono essere risolte sostituendo i motori a combustione con motorizzazioni elettriche. Questo può essere implementato sia sulle classiche automobili, sia sui veicoli leggeri creando i suddetti LEVs.

I LEV, inoltre, offrono ulteriori vantaggi in termini di minore ingombro e consumi, contribuendo a ridefinire gli spazi pubblici cittadini [9].

1.2.1 OPPORTUNITÀ PER IL FUTURO DELLE AREE URBANE

Molte città europee hanno come obiettivo della pianificazione urbana e dei trasporti quello di creare delle città orientate alle persone, con aree suddivise in modo da tenere conto

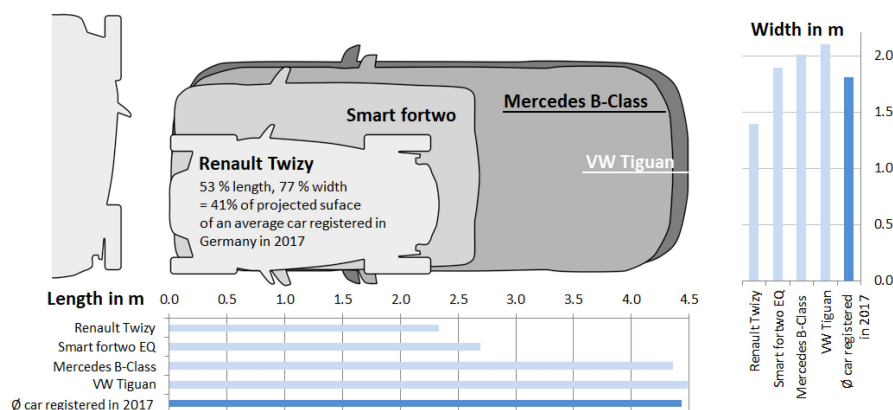


Figura 1.2: Paragone tra le dimensioni di alcune auto e LEV

delle diverse esigenze dei diversi utenti della strada. Molte città, tuttavia hanno ancora paesaggi urbani sviluppatasi a seguito di una pianificazione basata sulle automobili, che privilegia le auto sia durante la guida, ma anche destinando una quantità significativa di spazio ai veicoli in sosta. Le automobili rimangono un elemento dominante nella maggior parte delle città, soprattutto dal punto di vista visivo e acustico, con un'influenza significativa sulla salute, sulla sicurezza e sull'attrattiva degli spazi.

Queste nuove soluzioni veicolari richiedono spazio per circolare e per parcheggiare, perciò sono necessari degli interventi di ristrutturazione degli spazi pubblici con l'obiettivo di creare sistemi di trasporto efficienti e sostenibili oltre che migliorare la sicurezza e l'attrattiva degli spazi pubblici [9].

Ridurre le dimensioni dei veicoli motorizzati consentirebbe di sfruttare gli spazi urbani in modo più efficiente riducendo lo spazio necessario per i parcheggi, anche se il numero di veicoli rimanesse lo stesso.

In generale i LEV occupano meno spazio delle automobili; per fare un paragone la Renault Mobilize Duo ha una larghezza di 1298 mm e una lunghezza di 2434 mm, mentre la Dacia Sandero ha una larghezza di 1853 mm e una lunghezza di 4102 mm. Quindi facendo un rapido calcolo il rettangolo di superficie occupata dalla Mobilize risulta essere circa il 42% di quella richiesta dalla Sandero. Un altro esempio viene rappresentato dalla Figura 1.2 proveniente da [9]. Recuperando lo spazio allocato al posteggio delle auto convenzionali potrebbe essere riutilizzato in modo alternativo generando i seguenti effetti [9]:

- spazio pubblici più attraenti;

- più spazio per modalità di trasporto sostenibili, come la bicicletta, il trasporto pubblico o camminare;
- riduzione dei costi di realizzazione e gestione dei parcheggi pubblici;
- riduzione dell'effetto delle isole di calore urbane²;
- possibilità di rimuovere la pavimentazione impermeabile per favorire l'infiltrazione dell'acqua piovana;
- distribuzione più equa dello spazio pubblico.

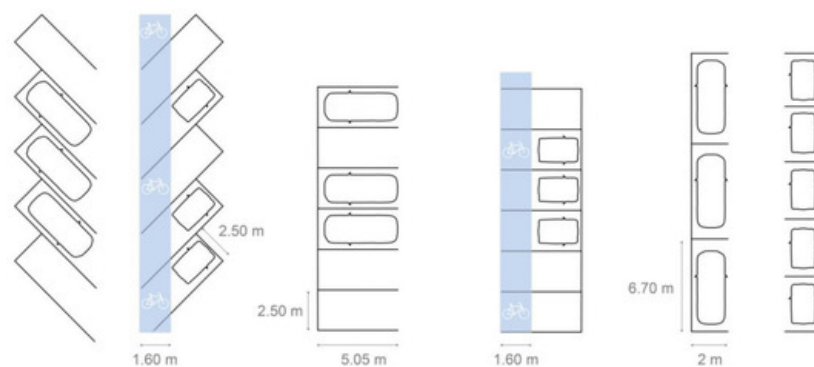


Figura 1.3: Riduzione degli spazi allocati come parcheggi

La qualità e l'attrattività delle aree urbane residenziali sono compromesse dal traffico veicolare, sia in sosta che in movimento. Le città orientate all'utilizzo delle automobili ostacolano l'interazione sociale che potrebbe essere favorita attraverso un maggior numero di piazze pubbliche, spazi verdi, ristorazione all'aperto e aree gioco.

Gli spazi liberati grazie alle dimensioni ridotte dei LEV possono essere riutilizzati come percorsi pedonali o ciclabili, oppure essere riassegnati a spazi per l'interazione sociale; ciò potrebbe portare ad un aumento dell'uso della mobilità attiva e del trasporto pubblico.

Oltre alla riconversione degli spazi i LEV possono contribuire a realizzare un paesaggio urbano più estetico e orientato alle persone, riducendo la dominanza visiva delle automobili grazie al minore ingombro visivo. Veicoli più piccoli creano un'atmosfera complessiva più aperta, una percezione dello spazio più piacevole e spazi più generosi per al

²**Treccani:** zona che, rispetto a quelle circostanti caratterizzate da un maggiore sviluppo di copertura vegetativa del suolo, presenta una temperatura superficiale più elevata, a causa dell'alta densità di edifici e dell'elevata concentrazione di pavimentazioni e altre superfici che assorbono e trattengono il calore.

partecipazione sociale.

Grazie alle loro dimensioni ridotte, i LEV potrebbero migliorare la sicurezza degli utenti vulnerabili della strada, per esempio aumentando la visibilità dei pedoni che devono attraversare la strada.

Un'ulteriore minaccia per la salute, oltre all'inquinamento, è rappresentata da fenomeno delle isole di calore urbane. I fattori che ne influenzano presenza e intensità sono: le condizioni meteorologiche e la localizzazione geografica; le attività antropiche che producono calore di scarto come veicoli, fabbriche o climatizzatori; nonché la modalità di realizzazione della città. I LEV possono contribuire alla riduzione delle isole di calore in due modi: consentendo la riconversione di aree con elevata capacità di accumulo termico, come parcheggi asfaltati o cementificati, in aree verdi; riducendo le emissioni di calore sostituendo i motori a combustione interna.

Attualmente esistono numerose difficoltà associate all'uso dei LEV in molte città europee. Allo stesso tempo, le infrastrutture e le normative dei sistemi di trasporto tendono a dare priorità alle automobili private rispetto ad altre modalità di trasporto. Ciò include:

- velocità elevate nelle aree urbane;
- costi ridotti per l'uso dell'automobile, ad esempio costi dei parcheggi;
- assenza di vantaggi per i LEV nel traffico urbano sia in movimento che in sosta;
- assenza di tariffe per l'inquinamento o di pedaggi urbani, nonché poche restrizioni di accesso per veicoli con elevate emissioni inquinanti.

Per lo sviluppo del mercato dei LEV, è ipotizzabile l'introduzione di misure quali limiti di velocità, per esempio zone a 30 km/h. Questo non solo incrementerebbe la sicurezza, ma i veicoli con limitazioni tecniche a 45 km/h non ostacolerebbero il traffico come avviene ora dato che il limite per molte città è fissato a 50 km/h.

In Giappone, la necessità di dimostrare il possesso di un certificato di parcheggio privato per l'immatricolazione delle automobili, ha portato all'immatricolazione di un gran numero di veicoli di piccole dimensioni (kei-car) in quanto esenti dall'obbligo di fornire questa certificazione.

Delle misure che potrebbero avere un effetto positivo sull'adozione di questi veicoli sono:

- ridistribuire le aree di traffico, ad esempio riservare parcheggi esclusivi per i veicoli leggeri;
- avviare programmi pilota, per esempio sistemi di sharing;

- includere i LEV nei piani di azione contro il rumore e quelli per l'aria pulita;
- armonizzare i limiti di velocità massimi per auto e veicoli leggeri;
- migliorare la sicurezza dei veicoli leggeri;

2

Specifiche di progetto del SynRM tramite analisi del ciclo di guida

Il motore sincrono a riluttanza (SynRM) oggetto dell'elaborato è stato concepito come soluzione alternativa all'attuale motorizzazione del Mobilize Duo 80, un quadriciclo pesante appartenente alla categoria di omologazione L7e-CP (Figura 2.1a). La scelta di questo veicolo come caso di studio non risponde a particolari preferenze, bensì a una necessità pratica: la disponibilità di dati sufficientemente dettagliati da consentire la modellazione dinamica del veicolo, l'analisi del ciclo di guida e l'estrazione delle specifiche di coppia e potenza necessarie al dimensionamento del motore.

La proposta di sostituire la motorizzazione originale con un SynRM si riallaccia alla motivazione di questo elaborato, già discussa nell'introduzione generale: eliminare l'uso di terre rare riducendo così l'impatto ambientale e la dipendenza da filiere di approvvigionamento geograficamente concentrate.

La macchina sincrona a riluttanza soddisfa questo requisito poiché genera la coppia esclusivamente per effetto della differente riluttanza magnetica lungo i due assi principali del rotore, senza alcun contributo di magneti permanenti o avvolgimenti rotorici. L'equazione della coppia elettromagnetica espressa in funzione delle induttanze di asse d e q e della corrente di statore è:

$$T_{em} = \frac{3}{2}p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.1)$$



(a) Mobilize Duo [2]



(b) iBSG 48 V di Valeo [14]

Figura 2.1: Veicolo di riferimento e motorizzazione esistente.

La coppia è proporzionale alla differenza di induttanza ($L_d - L_q$), ossia l'anisotropia del rotore; il parametro chiave che deve essere massimizzato in sede di progettazione è il rapporto di salienza $\xi = L_d/L_q \gg 1$. Rispetto ad una macchina sincrona a magneti permanenti, che genera coppia anche grazie al flusso concatenato dai magneti, il SynRM è privo di qualsiasi elemento magnetico critico, eliminando alla radice la dipendenza dalle filiere di terre rare [13].

Per la progettazione di un sistema di propulsione elettrica destinato a un veicolo appartenente a una specifica categoria di omologazione, è necessario conoscere i limiti tecnici imposti dall'inquadramento normativo di riferimento. Il Mobilize Duo 80 appartiene alla categoria dei quadricicli pesanti per il trasporto di passeggeri (L7e-CP), definita dal Regolamento (UE) 168/2013 [1]. Nello specifico i veicoli appartenenti alla presente categoria si collocano in una fascia compresa tra i ciclomotori o motocicli e le autovetture tradizionali (M1). I parametri normativi che incidono direttamente sul dimensionamento del motore elettrico sono disponibili nell'Allegato I del Regolamento 168/2013 [1] e risultano essere la potenza nominale continua e la massa massima in ordine di marcia al netto della batteria. La Tabella 2.1 riassume le caratteristiche tecniche imposte dalla normativa per l'omologazione in questa categoria. Le specifiche tecniche del veicolo estratte dalla documentazione ufficiale del produttore [2], sono riportate nella Tabella 2.2. Si osserva in particolare che la potenza massima dichiarata è pari a 12 kW, valore inferiore al limite normativo di 15 kW previsto per la categoria L7e-CP, e che la tensione nominale del sistema di trazione è di 48 V, dato rilevante ai fini della scelta dell'architettura elettrica del motore progettato. L'attuale sistema di trazione di Mobilize Duo 80 si basa sulla tecnologia a 48 V sviluppata da Valeo.

Il veicolo adotta un'unità derivata dal sistema iBSG (integrated Belt Starter Generator) di

Cate- goria	Nome della categoria	Criteri comuni di classificazione
L7e-CP	Quadriciclo pesante per il trasporto di passeggeri	lunghezza ≤ 3700 mm
		larghezza ≤ 1500 mm
		altezza ≤ 2500 mm
		dotato di quattro ruote
		massa in ordine di marcia ≤ 450 kg
		potenza nominale continua o netta massima ≤ 15 kW
		velocità massima per costruzione del veicolo ≤ 90 km/h
		abitacolo chiuso per conducente e passeggero, accessibile al massimo da tre lati
		massimo quattro posti, con sedile, incluso il posto del conducente

Tabella 2.1: Caratteristiche categoria L7e-CP secondo Allegato I del Regolamento (UE) 168/2013 [1].

Valeo [14], una macchina sincrona a Claw-pole originariamente sviluppata per motorizzazioni ibride e successivamente adattata per l'impiego nella mobilità elettrica leggera. Riviste di settore indicano che questa tecnologia è stata impiegata, nella sua configurazione originale, nella motorizzazione mild hybrid della Renault Austral [15]; tuttavia, i dettagli costruttivi specifici dell'unità installata sul Mobilize Duo non sono disponibili pubblicamente. Per questo motivo, la definizione delle specifiche del motore sincrono a riluttanza da progettare non si basa su un'operazione di confronto diretto con la motorizzazione esistente, bensì è condotta attraverso l'analisi del ciclo di guida.

Il capitolo è strutturato come segue. La Sezione 2.1 illustra l'estrazione dei requisiti di coppia e potenza mediante l'analisi del ciclo di guida WMTC, comprensiva del bilanciamento delle forze agenti sul veicolo, della realizzazione delle curve di inviluppo e della giustificazione del margine di dimensionamento adatto. La Sezione 2.2 presenta le variazioni nelle caratteristiche di progetto se si utilizza come riferimento il ciclo Artemis, data la maggiore sollecitazione richiesta da un ciclo maggiormente rappresentante la realtà.

Specifiche tecniche Mobilize Duo 80	
Patente	B1 dai 16 anni, B dai 18 anni
Omologazione	L7e-CP
Numero di posti	2
Performance	
Velocità massima	80 km h ⁻¹
Autonomia (WMTC)	160 km
Riduttore	1 velocità / 3 posizioni (D/N/R)
Batteria	
Tipologia	Ioni di litio NMC
Capacità	10.3 kW h
Tensione nominale	48 V
Dimensioni	
Lunghezza	2434 mm
Larghezza	1298 mm
Altezza	1456 mm
Pneumatici	Anteriori 125/80R13 65M, Posteriori 145/80R13 75M
Massa	
Massa a vuoto inclusa batteria	508 kg
Motore	
Potenza massima	12 kW

Tabella 2.2: Specifiche tecniche di Mobilize Duo 80 [2].

La Sezione 2.3 introduce l'influenza dei parametri di input del modello, quali la massa del veicolo e il rapporto di trasmissione, sulle caratteristiche di progetto.

2.1 DERIVAZIONE DEI REQUISITI DI COPPIA E POTENZA DAL CICLO WMTC

Il WMTC (World Motorcycle Test Cycle) è il ciclo di guida di riferimento per i veicoli di categoria L in Europa. Non è altro che un profilo velocità-tempo usato per la determinazione delle emissioni e del consumo di carburante; nel caso dei veicoli con propulsore elettrico permette la valutazione dell'autonomia.

Il ciclo è suddiviso in tre parti (Stage) di 600 s ciascuna, che simulano rispettivamente la guida urbana, quella extraurbana e, infine, quella autostradale. Ai fini della presente analisi si considerano soltanto i primi due Stage, per un totale di 1200 s. Tale scelta non è discrezionale, bensì prescritta dalla normativa UNECE GTR No.2 che definisce il WMTC. Essa classifica i veicoli in tre classi in funzione della velocità massima, il Mobilize Duo 80 appartiene, data la sua limitazione a 80 km/h alla classe 2, alla quale la norma associa i soli Stage 1 e Stage 2. Lo Stage 3 è riservato ai veicoli di Classe 3, con velocità massima ≥ 130 km/h. Per i veicoli di Classe 2 con velocità inferiore a 90 km/h la norma prescrive l'impiego di una versione del profilo dello Stage 2 (Stage 2-1) limitata alla velocità massima di 82.50 km/h [16].

Le caratteristiche del ciclo sono le seguenti:

- velocità media: $v_{media} = 36.83$ km/h,
- velocità massima: $v_{max} = 82.50$ km/h,
- spazio percorso: $s = 12.287$ km.

La Figura 2.2 rappresenta il profilo di velocità e accelerazione del ciclo presentato ed utilizzato.

2.1.1 BILANCIO DELLE FORZE

Mediante una modellizzazione del veicolo possiamo determinare la totale resistenza al moto che agisce su di esso. Applicando il modello al ciclo di guida è possibile ricavare la coppia e la potenza che il sistema di trazione, ovvero il motore, deve generare.

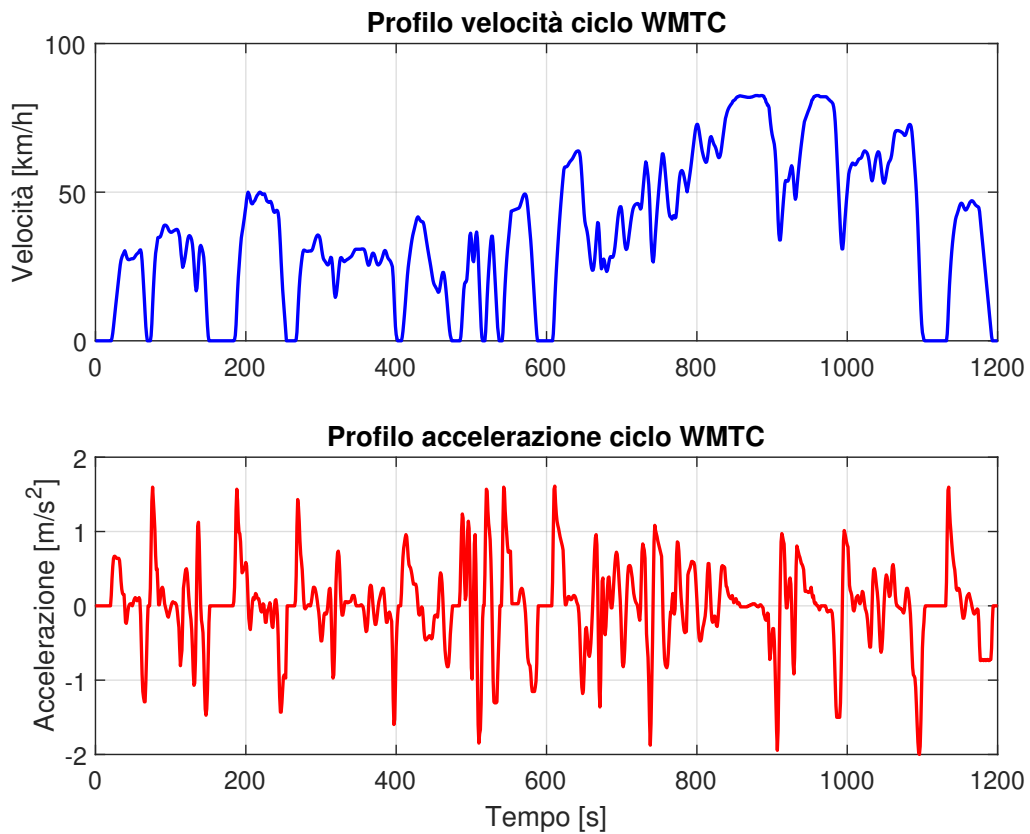


Figura 2.2: Ciclo di guida WMTC (World Motorcycle Test Cycle).

Le principali forze che agiscono su un veicolo durante la guida sono rappresentate nella Figura 2.3 e possono essere riassunte come:

- forza motrice;
- resistenza aerodinamica;
- resistenza al rotolamento;
- resistenza dovuta alla pendenza;
- forza d'inerzia.

RESISTENZA AERODINAMICA

Quando un oggetto si muove in un mezzo come l'aria, si origina una forza in direzione opposta al moto. Tale forza è denominata resistenza aerodinamica e si calcola mediante

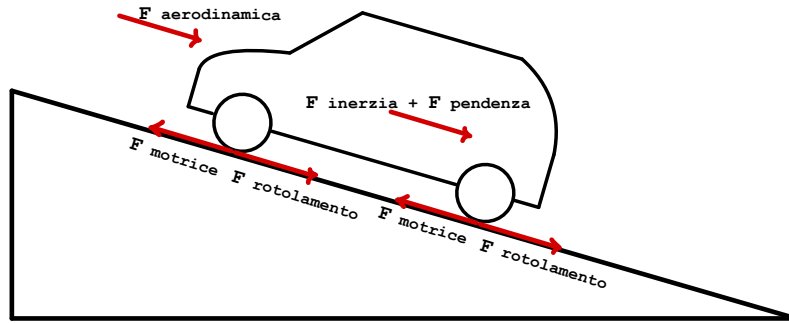


Figura 2.3: Schema delle principali resistenze al moto agenti su un veicolo in marcia su piano inclinato.

la formula seguente:

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho C_d A_F v^2 \quad (2.2)$$

A 20 °C e alla pressione di 1 atm la densità dell'aria ρ è 1.189 kg/m³. Il coefficiente di attrito aerodinamico C_d viene assunto pari a 0.3 [17] [18]. L'area frontale del veicolo viene calcolata come prodotto tra larghezza e altezza, questo porta a una stima per eccesso della sezione effettiva del veicolo e di conseguenza, anche della resistenza aerodinamica.

$$A_F = larghezza \cdot altezza = 1.298 \cdot 1.456 = 1.89 \text{ m}^2$$

RESISTENZA AL ROTOLAMENTO

A causa della deformazione visco-elastica del pneumatico nella zona di contatto con il suolo, si genera una distribuzione asimmetrica della pressione che produce una coppia resistente al moto rotatorio. La resistenza al rotolamento si determina come segue:

$$F_{roll} = mg C_r \cos(\theta) \quad (2.3)$$

Dove θ rappresenta l'angolo di inclinazione del tratto di strada che si sta percorrendo, mentre C_r il coefficiente di rotolamento. Quest'ultimo varia in base al materiale della superficie stradale, nel caso di asfalto o cemento, si assume tipicamente pari a: $C_r = 0.013$ [17]. La massa utilizzata comprende la massa a vuoto del veicolo (batteria inclusa) maggiorata del peso di un passeggero di 75 kg, quindi: $m = 508 + 75 = 583 \text{ kg}$.

RESISTENZA DOVUTA ALLA PENDENZA

Se il tratto stradale percorso dal veicolo non è piano, ma caratterizzato da una determinata pendenza, la componente della forza peso parallela alla superficie agisce come una resistenza e la possiamo calcolare con la seguente formula [17]:

$$F_{pendenza} = mg \sin(\theta) \quad (2.4)$$

La pendenza della strada solitamente viene indicata in termini percentuali quindi per ricavare l'angolo θ si usa la seguente formula:

$$\theta = \arctan\left(\frac{pendenza [\%]}{100}\right) \quad (2.5)$$

FORZA D'INERZIA

La variazione della quantità di moto produce una forza d'inerzia in direzione opposta a tale moto. Questa resistenza deve essere contrastata dal veicolo durante le fasi di accelerazione positiva e negativa, e si determina come segue:

$$m_i = 1.05m \quad (2.6)$$

$$F_i = m_i a \quad (2.7)$$

L'incremento del 5% rispetto alla massa di riferimento è stato scelto come valore cautelativo per tenere conto dell'inerzia delle masse rotanti (ruote, trasmissione, albero motore), data l'assenza di dati dettagliati sulle inerzie dei singoli componenti.

La resistenza al moto totale risulta quindi essere la somma di queste quattro componenti:

$$R_{tot} = F_{aero} + F_{roll} + F_{pendenza} + F_i \quad (2.8)$$

Il programma MATLAB utilizza i dati del veicolo e il profilo di velocità del ciclo come parametri di ingresso, calcola le resistenze al moto in modo da ricavare la coppia e la potenza richieste. Il calcolo fa riferimento al pneumatico posteriore (145/80 R13), in quanto asse motore.

$$D_{ruota} = D_{cerchione} + (2h_{spalla}) \quad (2.9)$$

$$r_{ruota} = \frac{D_{ruota}}{2} \quad (2.10)$$

A questo punto la coppia che il sistema di propulsione (motore + trasmissione) deve fornire risulta:

$$T_{ruota} = R_{tot} r_{ruota} \quad (2.11)$$

Per ottenere la coppia meccanica necessaria in uscita al motore è necessario conoscere il rapporto di trasmissione e il rendimento del cambio. I valori adottati nel presente modello sono $ratio_{gear} = 4$ e $\eta_{gear} = 95\%$.

$$T_{motore} = \frac{T_{ruota}}{ratio_{gear} \eta_{gear}} \quad (2.12)$$

La potenza meccanica è data dal prodotto tra la coppia e la velocità angolare ω in rad/s.

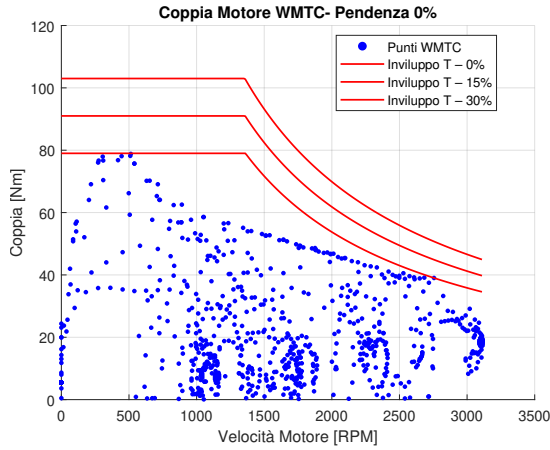
$$P_{motore} = T_{motore} \omega_m = T_{motore} \frac{v \text{ [m/s]}}{r_{ruota}} \quad (2.13)$$

2.1.2 COSTRUZIONE DELLE CURVE DI INVILUPPO E SCELTA DEL MARGINE DI DIMENSIONAMENTO

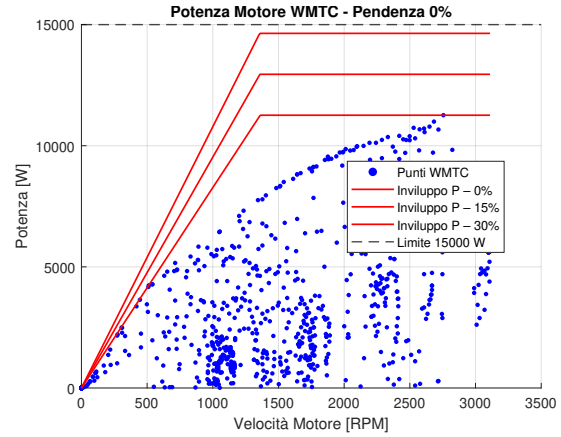
Nella sezione precedente viene presentato l'ottenimento dei punti operativi di coppia e potenza. È necessario definire ora la specifica di dimensionamento del motore sotto forma di curve di inviluppo nei piani coppia-velocità e potenza-velocità. Le curve di inviluppo costituiscono il luogo dei punti operativi limite che il motore deve essere in grado di erogare: nella regione a bassa velocità, dove il limite è di tipo termico ovvero imposto dalla corrente massima, la coppia rimane costante; oltre la velocità di base, il funzionamento avviene in deflussaggio e la potenza si mantiene costante, con la coppia che decresce iperbolicamente con la velocità angolare.

La procedura adottata prevede la costruzione di tre curve di inviluppo distinte, ciascuna ottenuta applicando un margine di sovradimensionamento percentuale all'inviluppo minimo calcolato a partire dai punti operativi del ciclo WMTC in pianura (pendenza 0%). I margini considerati sono rispettivamente lo 0%, 15% e 30% della coppia e potenza massime richieste sul ciclo in piano. In Figura 2.4 si osservano i punti operativi in fase di trazione determinati con il modello del veicolo e la definizione dei tre inviluppi precedentemente citati. Si nota inoltre che, per l'inviluppo di potenza, il limite normativo di 15 kW per la categoria L7e-CP viene rispettato da ognuno dei tre inviluppi.

Le specifiche di dimensionamento non possono tuttavia limitarsi al caso pianeggiante, poiché il veicolo è destinato a un uso urbano e suburbano, dove la presenza di rampe e

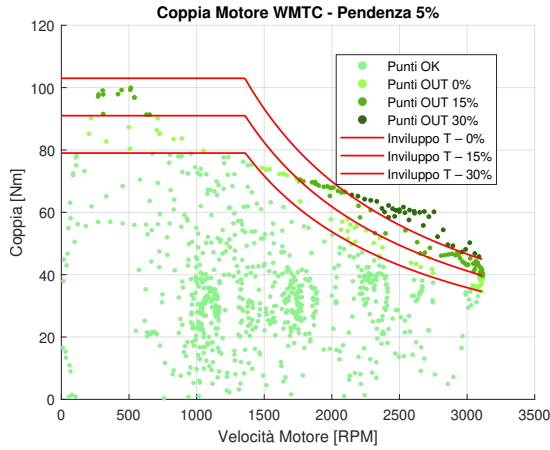


(a) Punti operativi di coppia e curve di inviluppo.

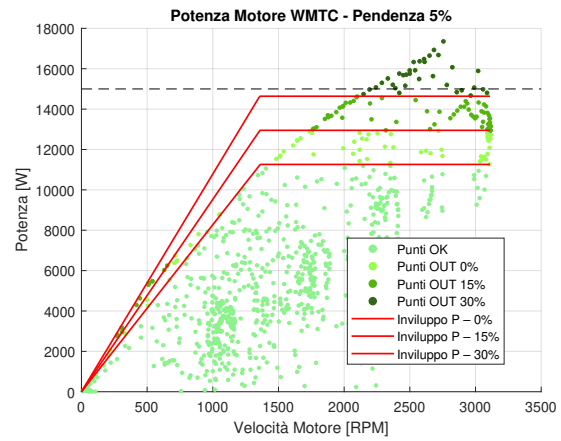


(b) Punti operativi di potenza e curve di inviluppo.

Figura 2.4: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC (pendenza 0%) e curve di inviluppo con margini dello 0%, 15% e 30% rispetto all'inviluppo minimo.



(a) Punti operativi di coppia e curve di inviluppo.



(b) Punti operativi di potenza e curve di inviluppo.

Figura 2.5: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC (pendenza 5%) e curve di inviluppo con margini dello 0%, 15% e 30% rispetto all'inviluppo minimo.

pendenze non è trascurabile. Per quantificare l'impatto della pendenza sulle capacità del motore di seguire il ciclo WMTC, l'analisi viene ripetuta sfruttando delle pendenze del 5% e 15% mantenute costanti per tutto il profilo del ciclo. I risultati sono riportati nelle figure 2.5 e 2.6: i punti classificati come OUT (ovvero fuori dall'inviluppo) corrispondono agli istanti del ciclo in cui il punto operativo richiesto supera i limiti posti dall'inviluppo considerato. In altre parole, rappresentano le condizioni in cui, con il motore dimensionato secondo quel margine, il veicolo non sarebbe in grado di mantenere quel profilo di

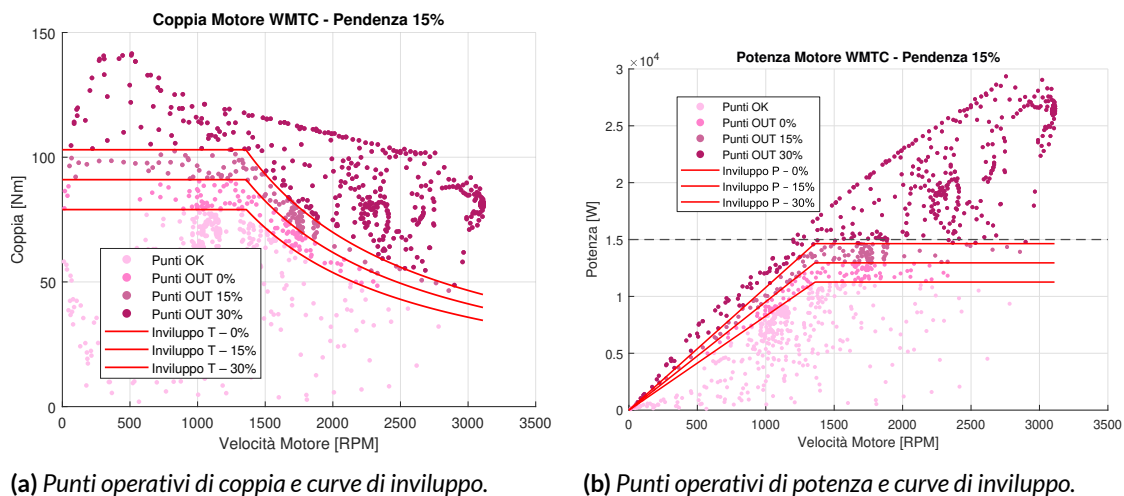


Figura 2.6: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC (pendenza 15%) e curve di inviluppo con margini dello 0%, 15% e 30% rispetto all'inviluppo minimo.

velocità.

Dall'analisi emerge che, con una pendenza del 5%, l'inviluppo al 15% risulta oltrepassato in un numero limitato di punti, concentrati nella fase di accelerazione a velocità elevata della seconda fase del ciclo (Figura 2.7). Questo ci permette di osservare che per un uso prevalente urbano con pendenze moderate, al quale sono destinate queste tipologie di veicoli, il margine del 15% garantisce una percorribilità del ciclo nella quasi totalità delle condizioni operative. Con una pendenza del 15%, invece, una quota significativa dei punti operativi risulta esterna anche all'inviluppo con l'incremento del 30% (Figura 2.8), a conferma che tale condizione eccede le capacità di qualsiasi motore dimensionato entro il limite normativo di 15 kW per la categoria L7e-CP. Per completare l'analisi, le figure 2.9 e 2.10 mostrano il profilo di velocità modificato che il veicolo sarebbe in grado di seguire qualora fosse dimensionato rispettivamente in base all'inviluppo al 15% e al 30%. Quello che si ottiene è un profilo con velocità di punta ridotta per rispettare la coppia e quindi l'accelerazione limite realizzabile dal motore. Sulla base di questa analisi, l'inviluppo al 15% viene assunto come specifica di dimensionamento del motore sincrono a riluttanza. Tale scelta fornisce un adeguato margine di sicurezza per coprire integralmente il ciclo WMTC in pianura, affrontare pendenze del 5% con prestazioni sostanzialmente invariate e tollerare pendenze del 15% con una limitazione della velocità massima raggiungibile. Per completezza e per fornire una migliore comprensione della scelta fatta vengono riportati nella Tabella 2.3 i valori di velocità media, massima e lo spazio percorso dei cicli modificati paragonandoli al ciclo originale.

Punti esterni all'involuppo 15%

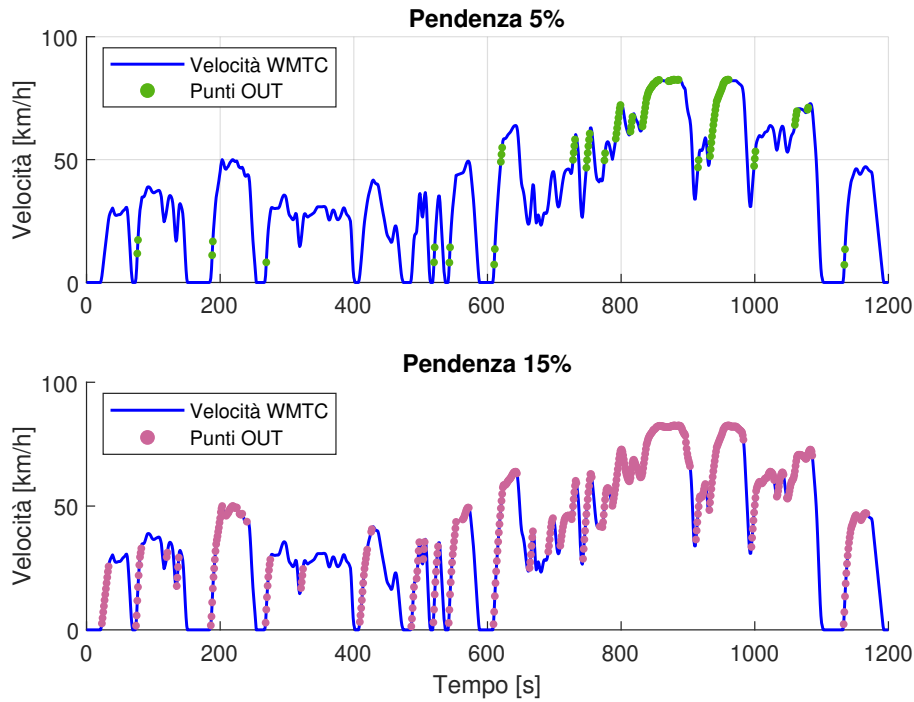


Figura 2.7: Distribuzione temporale dei punti operativi eccedenti l'involuppo al 15% nel profilo di velocità WMTC, per pendenza al 5% (in alto) e al 15% (in basso).

L'involuppo al 15% definisce la prestazione di picco che il motore deve essere in grado di erogare nei transitori di accelerazione del ciclo di guida: la coppia massima è pari a 91 N m e la potenza massima si mantiene sotto il limite normativo di 15 kW previsto per la categoria L7e-CP. Tali valori, tuttavia, non coincidono con le specifiche nominali continue del motore. In una macchina elettrica il funzionamento nominale è determinato dal limite termico, ovvero dalla corrente che lo statore può sostenere a regime per un tempo indefinito senza superare la temperatura della classe di isolamento. Per passare dalla coppia di picco alla coppia nominale continua si introduce il rapporto di sovraccarico, definito come:

$$k_{ov} = \frac{T_{max}}{T_{nom}} \quad (2.14)$$

Il valore adottato è $k_{ov} \approx 2$, coerente con la pratica progettuale delle macchine elettriche. Ne risulta una coppia nominale:

$$T_{nom} = \frac{T_{max}}{k_{ov}} = \frac{91}{2} = 45.5 \text{ N m} \quad (2.15)$$

Punti esterni all'involuppo 30%

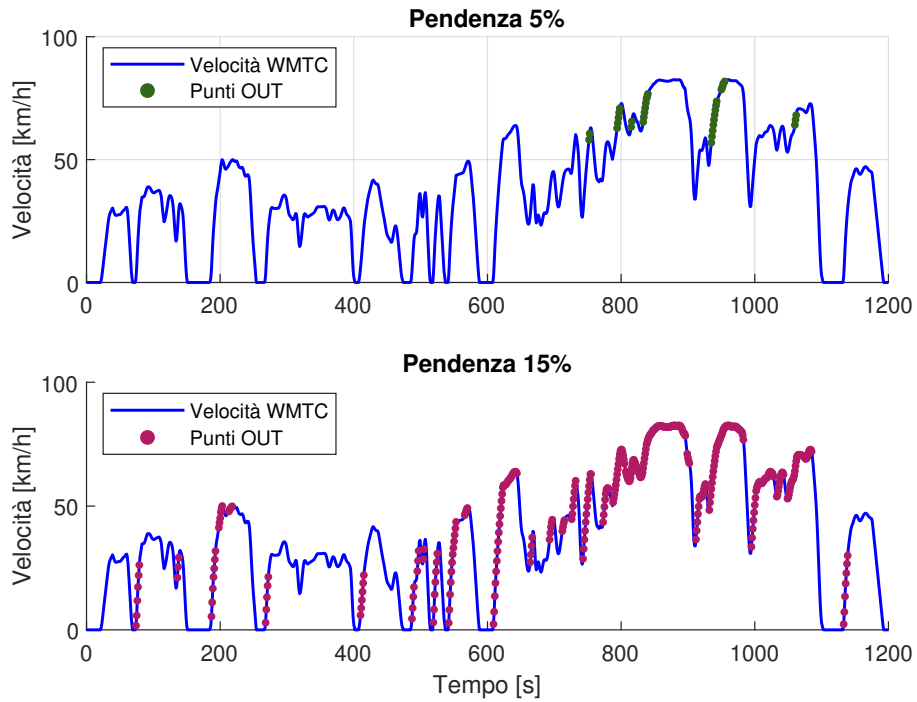


Figura 2.8: Distribuzione temporale dei punti operativi eccedenti l'involuppo al 30% nel profilo di velocità WMTC, per pendenza al 5% (in alto) e al 15% (in basso).

La velocità di base, ovvero la velocità angolare al di sotto della quale il motore opera a coppia costante, è fissata a $n_n = 1500$ rpm. A questo punto è possibile ricavare la potenza nominale continua:

$$P_{nom} = T_{nom} \omega_b = 45.5 \frac{2\pi 1500}{60} \approx 7.2 \text{ kW} \quad (2.16)$$

Driving cycle modificato in base ai punti esterni all'involuppo 15%

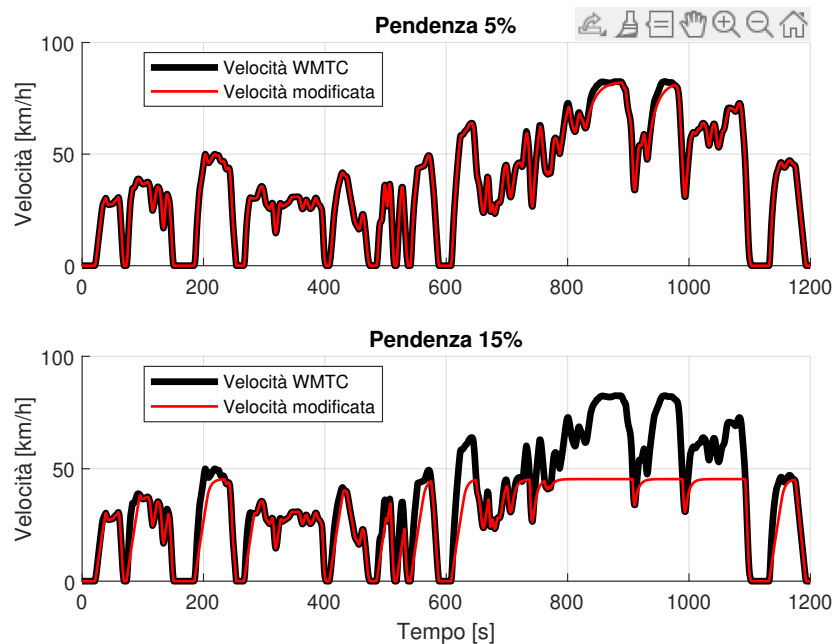


Figura 2.9: Profilo di velocità del ciclo WMTC modificato per rispettare il vincolo dell'involuppo al 15%, alle pendenze del 5% (in alto) e del 15% (in basso).

Driving cycle modificato in base ai punti esterni all'involuppo 30%

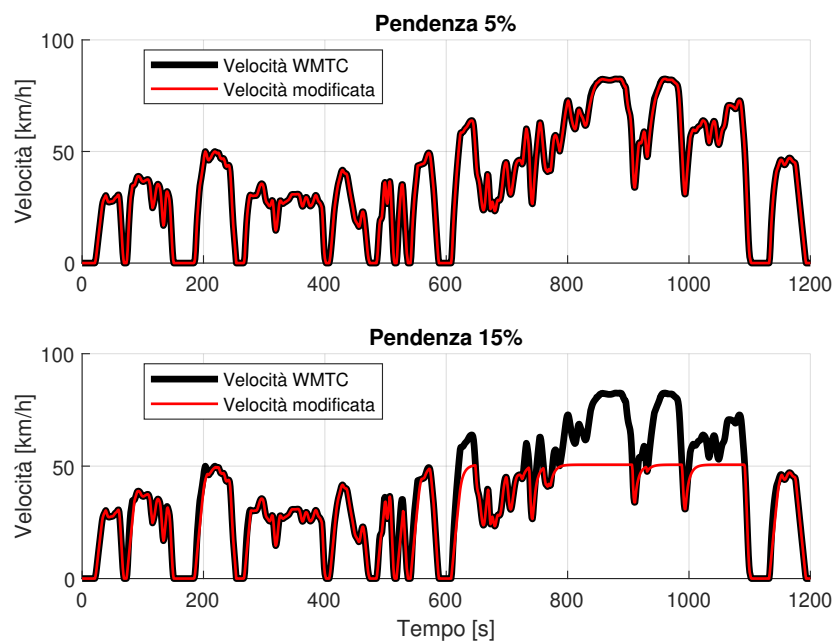


Figura 2.10: Profilo di velocità del ciclo WMTC modificato per rispettare il vincolo dell'involuppo al 30%, alle pendenze del 5% (in alto) e del 15% (in basso).

	WMTC	Inviluppo 15%		Inviluppo 30%	
		Pend. 5%	Pend. 15%	Pend. 5%	Pend. 15%
v_{max} [km h ⁻¹]	82.5	82.09	45.4	82.5	45.4
v_{media} [km h ⁻¹]	36.83	36.55	28.4	36.8	31.15
Distanza [km]	12.287	12.192	9.474	12.277	10.392

Tabella 2.3: Confronto delle caratteristiche principali del ciclo WMTC secondo gli inviluppi al 15% e al 30%, alle pendenze del 5% e del 15%.

2.2 CICLO DI GUIDA ARTEMIS

Il ciclo Artemis (Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems) è un insieme di profili di guida reali sviluppati nell'ambito dell'omonimo progetto europeo del Quinto Programma Quadro, con un duplice obiettivo:

- caratterizzare e migliorare il metodo per la misurazione delle emissioni inquinanti,
- garantire la compatibilità e l'integrazione dei dati risultanti nei sistemi europei di inventario delle emissioni [19].

La sua rilevanza per la progettazione di propulsori non è normativa ma ingegneristica, a differenza dei cicli di riferimento normativi, come il WMTC, il ciclo Artemis è derivato da misurazioni su strada in condizioni reali di utilizzo, il che lo rende uno strumento intrinsecamente più fedele alle condizioni operative reali dei veicoli.

La base dati deriva da due ulteriori progetti europei, DRIVE-MODEM e HYZEM. Nel primo sono state selezionate 60 autovetture private circolanti in Francia, nel Regno Unito e in Germania equipaggiate con sistemi di acquisizione dati a bordo e guidate dai rispettivi proprietari per i normali scopi quotidiani, accumulando 73 000 km su 8 200 viaggi in 1400 giorni di monitoraggio. Il progetto HYZEM estese il set di dati sfruttando ulteriori 20 vetture private monitorate in Grecia con le stesse modalità. Nella sua totalità l'archivio è costituito da 77 veicoli monitorati per un totale di 2000 giorni (5.5 anni), 40 300 viaggi, 88 000 km percorsi e 2200 h di guida nei quattro paesi europei citati. Per ogni veicolo e condizione operativa abbiamo informazioni dettagliate su velocità, accelerazione, rapporto di trasmissione innestato, condizioni termiche e di avviamento [19].

A differenza dei cicli di omologazione le condizioni di guida non vengono prescritte, ma

osservate e classificate statisticamente a partire dai dati ricavati su strada. I profili di velocità registrati vengono suddivisi in segmenti cinematici e descritti mediante la distribuzione bidimensionale velocità x accelerazione istantanea; su queste distribuzioni viene realizzata un'analisi che consente di raggruppare i segmenti cinematicamente simili indipendentemente da soglie arbitrarie [19]. Il risultato sono 12 classi di condizioni di guida reali, sulla base delle quali vengono costruiti tre cicli principali: urbano, extraurbano e autostradale; ciascuno articolato in sotto-cicli che riproducono la sequenza temporale con cui le diverse condizioni di traffico si alternano in un percorso reale [19].

Nel presente elaborato viene considerata soltanto la componente urbana del ciclo. Tale scelta è motivata dalla destinazione d'uso del veicolo in esame e dalla natura dell'applicazione considerata, appartenente alla categoria dei LEV. Il profilo velocità-tempo del sotto-ciclo urbano ARTEMIS utilizzato nella simulazione è stato ricavato dalla libreria di cicli di guida integrata nell'ambiente MATLAB/Simulink. Per quanto riguarda le caratteristiche principali estratte dal ciclo:

- velocità media: $v_{media} = 17.64 \text{ km/h}$,
- velocità massima: $v_{max} = 57.7 \text{ km/h}$,
- spazio percorso: $s = 4.87 \text{ km}$.

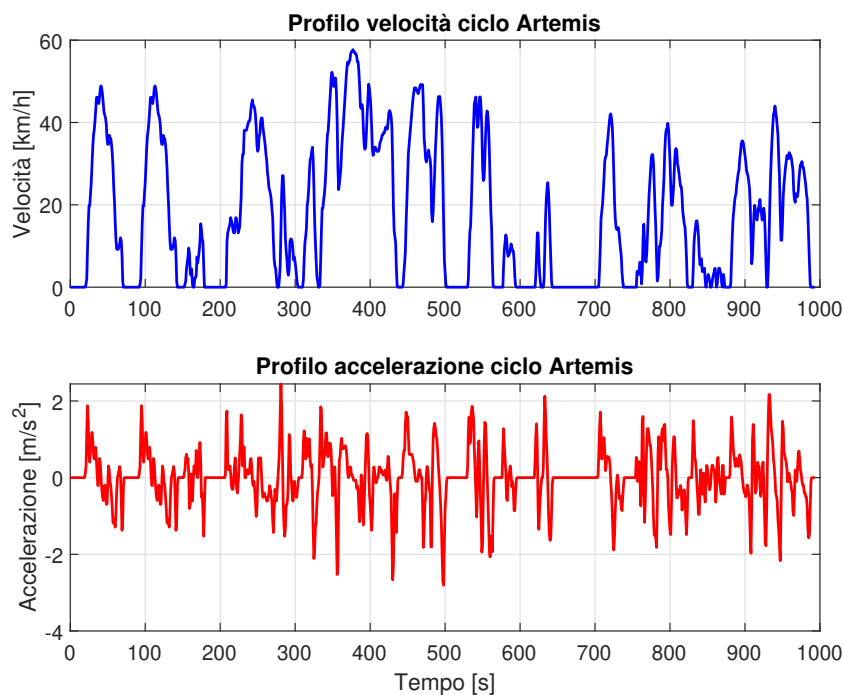


Figura 2.11: Ciclo di guida Artemis.

La Figura 2.11 contiene il profilo di velocità e accelerazione del ciclo presentato. Se la confrontiamo con la Figura 2.2 osserviamo transitori di accelerazione più frequenti e con valori istantanei di intensità maggiore, ciò rende il ciclo più gravoso in termini di coppia richiesta dal sistema di propulsione.

La Figura 2.12a riporta la distribuzione dei punti operativi in fase di trazione del motore, mediante i quali siamo in grado di ricavare tre inviluppi con le medesime modalità presentate per il ciclo WMTC. La differenza principale si ricollega a quanto affermato poco fa, ovvero una maggiore richiesta di coppia che il motore deve essere in grado di fornire. L'inviluppo con sovradimensionamento del 15% presenta una coppia massima di 135 N m, mentre nel caso del WMTC 91 N m, ovvero un incremento del 48%; questo comporta la necessità di aumentare la coppia nominale con cui viene progettato il motore incidendo di conseguenza sulle sue dimensioni geometriche.

Dalla Figura 2.12b possiamo osservare: una maggiore richiesta di potenza per il dimensionamento del motore e, l'inviluppo con il sovradimensionamento del 30% risulta superiore al valore massimo imposto dalla normativa, che ricordiamo essere 15 kW; di conseguenza, per come è definito il codice MATLAB l'inviluppo viene limitato a quel valore. Dall'analisi preliminare emerge che le specifiche richieste dal ciclo Artemis risultano più severe rispetto a quelle del WMTC. Tuttavia, nel prosieguo dell'elaborato si è scelto di continuare con la progettazione seguendo i dati ottenuti dal ciclo WMTC, in quanto profilo legalmente collegato all'omologazione. In ogni caso, le prestazioni richieste dal ciclo

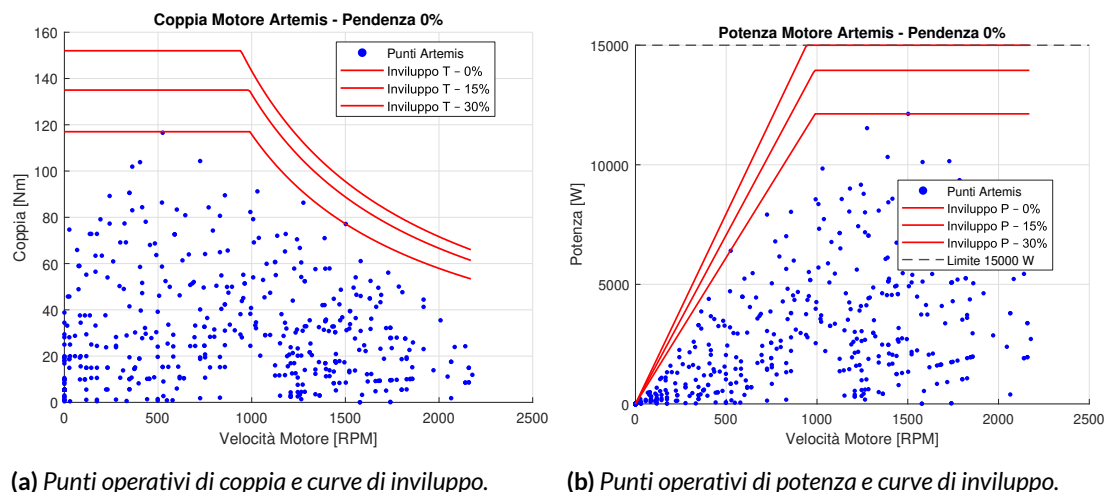


Figura 2.12: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo Artemis (pendenza 0%) e curve di inviluppo con margini dello 0%, 15% e 30% rispetto all'inviluppo minimo.

Caratteristiche di progetto del motore		
Gear ratio		4
Velocità nominale [<i>rpm</i>]	Coppia nominale [N m]	Potenza nominale [kW]
1500	45.5	7.2

Tabella 2.4: Riassunto delle caratteristiche di progetto per il motore

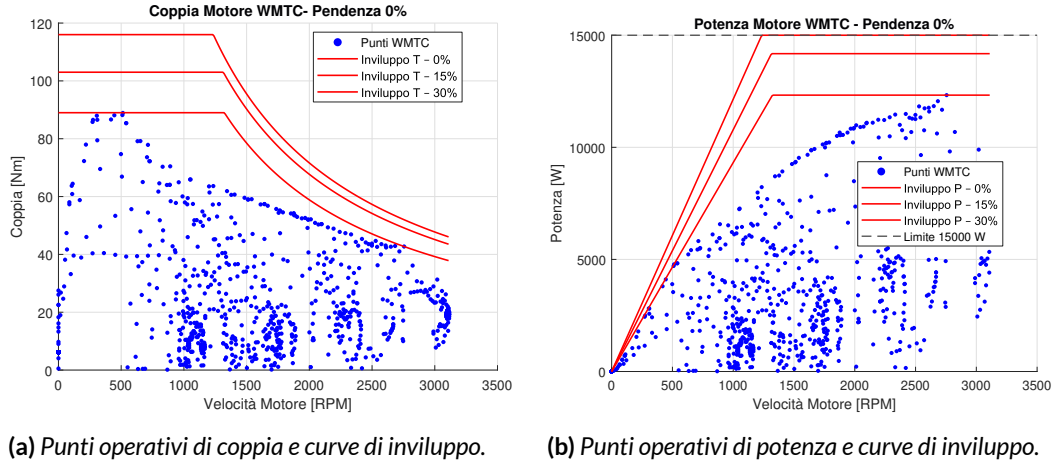
Artemis, a parità di diametro e densità di corrente, potrebbero essere raggiunte attraverso un aumento della lunghezza del pacco di lamierini del 48%. Questo ovviamente è possibile in quanto non siamo in possesso di alcun vincolo d'ingombro per il motore data l'assenza di dati forniti da aziende con progetti in commercio o in via di sviluppo.

2.3 INFLUENZA DEI PARAMETRI DI INPUT DEL MODELLO SULLE CARATTERISTICHE DI PROGETTO

Nella simulazione appena presentata sono state fatte delle ipotesi per i dati in ingresso al modello in modo da ottenere le caratteristiche di progetto del motore SynRM oggetto dell'elaborato. Nella presente sezione si vuole presentare l'influenza che si avrebbe sulle caratteristiche andando a variare la massa del veicolo e il rapporto di trasmissione.

MASSA DEL VEICOLO

Se osserviamo la Tabella 2.2 notiamo che il Mobilize Duo 80 è omologato per 2 passeggeri. La massa totale del veicolo utilizzata nel modello considera soltanto un passeggero standard di 75 kg, per completezza analizziamo le variazioni delle caratteristiche che si avrebbero considerando due passeggeri. Osservando i grafici nella Figura 2.13, il passaggio da un passeggero (583 kg) a due (658 kg) produce uno spostamento verso l'alto dei punti operativi causando un conseguente incremento della coppia massima richiesta. Osservando i valori numerici della coppia massima dell'involuppo con sovradimensionamento del 15% si ha un incremento da 91 N m a 103 N m, ovvero una variazione del 13%. Il valore della potenza massima passa da 12.95 kW a 14.18 kW, un incremento del 9.5%; questa variazione risulta meno marcata in quanto alle velocità maggiori domina la resistenza aerodinamica, che è indipendente dalla massa del veicolo.



(a) Punti operativi di coppia e curve di involucro. (b) Punti operativi di potenza e curve di involucro.

Figura 2.13: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC (pendenza 0%) e curve di involucro con 2 passeggeri a bordo.

Questo suggerisce che l’involuppo scelto con un singolo passeggero garantisce comunque una buona copertura del ciclo in pianura, il compromesso da fare sarà una riduzione delle prestazioni in caso di pendenza con a bordo due passeggeri.

RAPPORTO DI TRASMISSIONE

Il rapporto di trasmissione (gear ratio) è un parametro di trasferimento delle specifiche, coppia e velocità, tra la ruota e il motore; aumentarlo significa richiedere al motore meno coppia ma più velocità.

Analizzando le figure 2.14 e 2.15, dove si ha rispettivamente un rapporto 6 e 8, si osserva una diminuzione della coppia massima richiesta ed un aumento della velocità del motore. Con ratio pari a 6 la coppia massima richiesta scende da 91 N m a 61 N m, mentre la velocità massima sale da ≈ 3110 rpm a ≈ 4670 rpm. Con ratio pari a 8 la coppia massima richiesta scende da 91 N m a 46 N m, mentre la velocità massima sale da ≈ 3110 rpm a ≈ 6220 rpm. La potenza rimane invariata nei tre casi in quanto l’incremento di velocità è proporzionale al decremento di coppia, di conseguenza il loro prodotto rimane inalterato.

A parità di potenza un motore a coppia ridotta e alta velocità risulta più compatto dato il volume al traferro minore. Questo deriva dal legame tra la coppia elettromagnetica e il volume al traferro:

$$T_{em} = \frac{\pi}{4} D_i^2 L_{stk} \hat{K}_s \hat{B}_g \cos \varphi$$

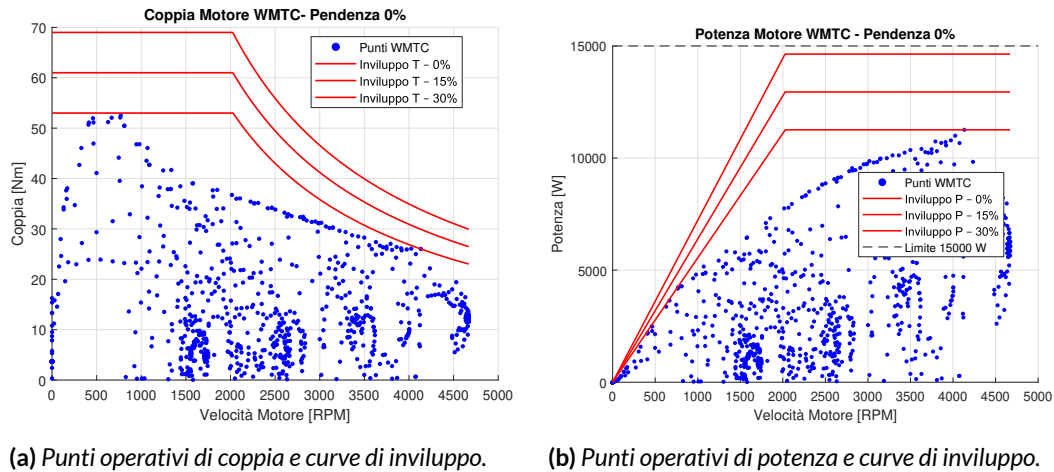
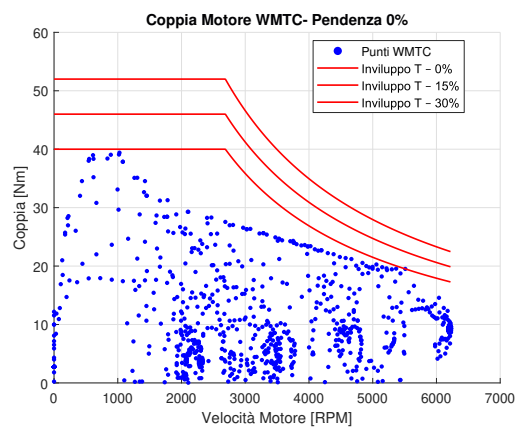


Figura 2.14: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC e curve di involucro con un rapporto di trasmissione pari a 6.

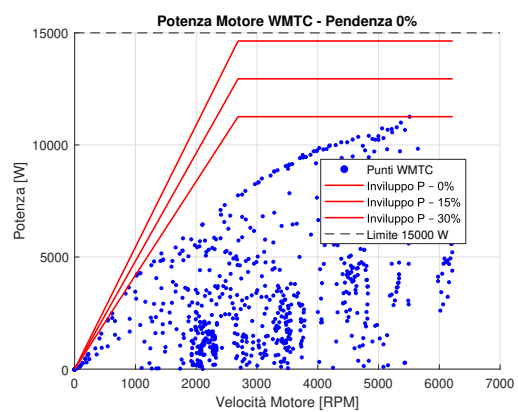
Osservando la formula si nota la dipendenza tra il volume al traferro e la coppia che giustifica l'affermazione fatta in precedenza. Il vantaggio che avremmo rendendo il nostro motore più veloce sarebbe una riduzione dell'ingombro complessivo, soprattutto quello radiale. Nelle applicazioni ad alta velocità si prediligono geometrie più longilinee per ridurre gli sforzi centrifughi subiti dal rotore, che nel caso di un SynRM impattano sui ponti radiali e tangenziali necessari per la solidità del rotore.

Gli svantaggi nell'incremento del rapporto di trasmissione, e di conseguenza della velocità di rotazione, sono un incremento delle perdite meccaniche, delle perdite nel ferro e la necessità di una trasmissione più complessa e robusta.

La scelta di usare un rapporto pari a 4 ci consente di limitare questi svantaggi avendo però un motore più lento e ingombrante. Questa scelta ci è possibile in quanto come citato in precedenza non abbiamo alcun vincolo di ingombro.



(a) *Punti operativi di coppia e curve di inviluppo.*



(b) *Punti operativi di potenza e curve di inviluppo.*

Figura 2.15: Punti operativi di coppia e potenza estratti dal ciclo WMTC e curve di inviluppo con un rapporto di trasformazione pari a 8.

3

Dimensionamento e progettazione geometrica del motore sincrono a riluttanza

Nel presente capitolo viene affrontata la progettazione del motore sincrono a riluttanza destinato alla propulsione del Mobilize Duo, a partire dalle specifiche derivate dall'analisi del ciclo di guida presentata nel Capitolo 2. Questo esempio consente di verificare la fattibilità della motorizzazione libera dalle terre rare per i LEV.

L'inviluppo al 15% del ciclo WMTC consente di individuare i valori di coppia e velocità nominali, rispettivamente $T_n = 45.5 \text{ N m}$ e $n_n = 1500 \text{ rpm}$. Il sistema di alimentazione del veicolo fornisce il valore del bus in corrente continua (48 V) che vincola la tensione di alimentazione del motore. Le scelte preliminari di configurazione quali il numero di fasi e poli, definiscono le caratteristiche di progetto riportate in Tabella 3.1. La progettazione è stata condotta secondo un flusso di lavoro articolato in tre fasi. La prima consiste in un dimensionamento analitico di primo tentativo, basato sul legame tra coppia elettromagnetica T_{em} e volume al traferro $D^2 L_{stk}$ e sui bilanci di flusso al traferro e nel ferro di statore, che fissa le dimensioni principali della macchina, la geometria di cava e i parametri dell'avvolgimento. La seconda fase è un'ottimizzazione della geometria, effettuata variando sia parametri di statore che di rotore, con gli obiettivi di massimizzare la coppia

Caratteristiche di progetto del motore						
P_n [kW]	T_n [Nm]	n_n [rpm]	m	$2p$	PF	V_{DC} [V]
7.2	45.5	1500	3	6	0.7	48

Tabella 3.1: Caratteristiche di progetto del motore, derivate dall'involuppo al 15% del ciclo WMTC (Capitolo 2). La potenza nominale è una grandezza derivata da coppia e velocità nominali; la tensione di riferimento è quella del bus in corrente continua del veicolo.

media e minimizzare l'ondulazione di coppia. Al termine di questa ottimizzazione viene fatta una verifica dell'integrità strutturale verificando il dimensionamento dei ponti radiali. La terza fase infine applica uno skewing discreto per attenuare ulteriormente il ripple.

Per l'implementazione del processo sono stati impiegati MATLAB, per il dimensionamento analitico e l'ottimizzazione, e FEMM 4.2 per il disegno della geometria e l'analisi agli elementi finiti.

Il capitolo è strutturato come segue. La Sezione 3.1 presenta le scelte preliminari di progetto, i materiali selezionati, il dimensionamento dell'avvolgimento, la definizione della geometria di statore e la stima degli ingombri complessivi. La Sezione 3.2 è dedicata all'ottimizzazione della geometria e alla discussione del fronte di Pareto ottenuto. La Sezione 3.3 riporta infine la geometria finale del motore.

3.1 DIMENSIONAMENTO DI MASSIMA

Nella seguente sezione viene presentato il dimensionamento analitico di massima del motore, ovvero la derivazione della geometria di base della macchina e dei parametri dell'avvolgimento statorico a partire dalle specifiche di Tabella 3.1.

Il procedimento adottato sfrutta un algoritmo, implementato in MATLAB, strutturato in due fasi. Nella prima parte vengono definiti i parametri preliminari per poi procedere con la successiva fase di sintesi iterativa. La geometria e l'avvolgimento così ottenuti costituiscono la base di partenza per l'ottimizzazione discussa nella Sezione 3.2.

3.1.1 SCELTE PRELIMINARI

In questa sezione vengono raccolti tutti i parametri assunti come dati d'ingresso per il processo di dimensionamento analitico sviluppato nella Sezione 3.1.2 successiva. Alcuni di questi parametri derivano dalle specifiche ottenute nel Capitolo 2 mediante l'analisi sul ciclo di guida WMTC e riportate in Tabella 3.1, altri sono invece assunti a priori sulla base di scelte tipiche basate sull'esperienza contenuta in letteratura sulla progettazione delle macchine elettriche.

I requisiti quali: potenza nominale P_n , velocità nominale n_n e tensione del bus in corrente continua V_{DC} sono stati ricavati nel Capitolo 2 e sintetizzati nella Tabella 3.1; pertanto non sono oggetto di ulteriori spiegazioni e vengono usati direttamente come ingressi del procedimento iterativo descritto di seguito.

La scelta del $PF = 0.7$ rappresenta una media derivante dalla letteratura in cui si osservano valori compresi tra 0.6 e 0.8, dove il limite superiore può essere superato soltanto con l'inserimento di magneti nelle barriere per saturare i ponticelli e aumentare il rapporto di salienza, da cui dipende il fattore di potenza [13].

Il numero di poli viene fissato pari a $2p = 6$, dopo un confronto tra le configurazioni alternative tipicamente adottate nella letteratura dei SynRM, ovvero $2p = 4$ e $2p = 8$. Rispetto alla configurazione a quattro poli, l'aumento del numero di coppie polari a parità di induzione ammessa consente una riduzione dello spessore della corona di statore; questo consente una riduzione dell'ingombro complessivo del motore a parità di dimensioni di rotore, altrimenti a parità di dimensioni di statore consente l'aumento dell'ingombro di rotore. Rispetto alla configurazione a otto poli, la scelta presenta due vantaggi. In primo luogo la frequenza, alla velocità nominale $n_n = 1500$ rpm, risulta 75 Hz contro i 100 Hz della configurazione ad otto poli, con una corrispondente riduzione delle perdite nel ferro data la dipendenza della componente imputabile alle correnti parassite proporzionale al quadrato della frequenza. In secondo luogo l'apertura angolare meccanica del polo pari a 60° garantisce al rotore un maggiore spazio per la disposizione delle barriere di flusso consentendo un margine migliore di ottimizzazione per migliorare il rapporto di salienza e di conseguenza le prestazioni della macchina.

Il numero di cave polo - fase viene posto pari a $q = 2$, questo comporta un numero totale di cave $Q = q \cdot m \cdot 2p = 36$. Un valore maggiore come $q = 3$ avrebbe consentito una ridu-

zione del contenuto armonico della forza magnetomotrice di statore, ma il numero totale di cave salirebbe a $Q = 54$ aumentando la complessità realizzativa dell'avvolgimento e di stampaggio della lamiera. La configurazione con $q = 1$ avrebbe viceversa determinato una distorsione eccessiva della fmm statorica.

I rapporti geometrici normalizzati per la cava di statore sono assunti in base agli intervalli tipici utilizzati in fase di progettazione. Il rapporto fra larghezza del dente e passo cava w_t/p_s è fissato a 0.6 (intervallo usuale 0.4 – 0.6), da cui deriva per coerenza geometrica il rapporto tra larghezza di cava e passo cava $w_s/p_s = 1 - w_t/p_s = 0.4$. Il rapporto tra altezza di cava e larghezza di cava h_s/w_s è assunto pari a 4 (range tipico 4 – 6). Questi valori costituiscono i punti di partenza del processo iterativo illustrato nel Paragrafo 3.1.2.

Il traferro meccanico viene scelto pari a $g = 0.5$ mm per rispettare le tolleranze di fabbricazione e montaggio ed evitare problemi legati all'eccentricità. Il coefficiente di stipamento del pacco di lamierini è assunto pari a $k_{pack} = 0.96$, valore standard in assenza di canali di ventilazione interni al pacco.

I limiti di induzione magnetica nel ferro di statore sono posti a $\hat{B}_t = 1.8$ T nel dente e $\hat{B}_{tbi} = 1.7$ T nella corona. Tali valori sono coerenti in quanto prossimi al ginocchio della caratteristica $B - H$ del lamierino magnetico selezionato, questo ci permette di sfruttare al massimo la capacità magnetica senza entrare in regime di saturazione aumentando eccessivamente la corrente di magnetizzazione e le perdite nel ferro.

I parametri iniziali dell'avvolgimento di statore sono: $k_{fill} = 0.40$, $J_s = 10$ A mm⁻², $k_w = 0.96$ e $n_{pp} = 3$. Il fattore di riempimento di cava k_{fill} è coerente con l'intervallo tipico (0.35 – 0.45) ottenibile con un tradizionale avvolgimento in fili di rame smaltato. La densità di corrente J_s relativamente elevata è giustificabile da due fattori. Innanzitutto dall'ipotesi di raffreddamento ad aria con ventilazione forzata, ottenibile convogliando sul motore il flusso d'aria generato dal moto del veicolo. Successivamente, il regime operativo del motore non è di tipo continuativo (S1), infatti il ciclo di guida WMTC analizzato nel Capitolo 2 è caratterizzato da ampie variazioni della coppia richiesta, di conseguenza il valore effettivo della densità di corrente mediata sul ciclo risulta inferiore al valore nominale di picco. Il coefficiente di avvolgimento k_w è assunto pari ad un valore tipico per le macchine elettriche, ma risulta semplicemente un valore d'innescio per il processo iterativo e verrà quindi successivamente aggiornato. La scelta del numero di percorsi in parallelo per fase n_{pp} è giustificata dalla necessità di contenere il diametro del singolo

conduttore in cava, data l'elevata corrente di fase caratteristica della macchine a bassa tensione.

L'insieme dei parametri preliminari appena definiti viene riassunto in Tabella 3.2.

Parametri preliminari di progetto		
Simbolo	Valore	Descrizione
q	2	Numero di cave polo-fase
Q	36	Numero totale di cave di statore
w_s/p_s	0.4	Rapporto larghezza cava / passo cava
w_t/p_s	0.6	Rapporto larghezza dente / passo cava
h_s/w_s	4	Rapporto altezza cava / larghezza cava
g	0.5 mm	Traferro
k_{pack}	0.96	Coefficiente di stipamento del pacco di lamierini
$\hat{B}_t$	1.8 T	Induzione massima ammessa nel dente di statore
$\hat{B}_{bi}$	1.7 T	Induzione massima ammessa nella corona di statore
k_{fill}	0.40	Fattore di riempimento di cava
J_s	10 A mm ⁻²	Densità di corrente in cava
k_w	0.96	Coefficiente di avvolgimento
n_{pp}	3	Numero di vie in parallelo per fase

Tabella 3.2: Parametri preliminari assunti come ingressi del procedimento analitico di dimensionamento

3.1.2 DIMENSIONAMENTO ELETTROMAGNETICO

Completata la scelta dei parametri preliminari, l'obiettivo della presente sezione è la determinazione analitica delle principali dimensioni geometriche della macchina, quali: diametro interno D_i ed esterno D_e di statore, lunghezza assiale del pacco di lamierini L_{stk} , geometria della cava e del dente, altezza della corona di statore h_{bi} e diametro dell'albero D_{shaft} . L'intero procedimento è stato implementato in un codice MATLAB con

all'interno un ciclo iterativo il cui criterio di convergenza si basa sul calcolo del carico elettrico. Il risultato ottenuto costituisce la base per la successiva fase di ottimizzazione multi-obiettivo illustrata nella Sezione 3.2.

L'induzione di picco al traferro $\hat{B}_g$ deriva dal bilancio tra il flusso attraverso il dente di statore e quello al traferro sull'arco corrispondente ad un passo polare, tenendo inoltre in considerazione la lunghezza del ferro effettiva nel pacco di lamierini mediante il fattore di stipamento $k_{pack} = L_{fe}/L_{stk}$. La formula che si ottiene è la seguente:

$$\hat{B}_g = \hat{B}_t \frac{w_t}{p_s} k_{pack} \quad (3.1)$$

Applicando nella (3.1) i valori assunti si ottiene un valore coerente con la pratica progettuale adottata nelle macchine elettriche.

$$\hat{B}_g = 1.8 \cdot 0.6 \cdot 0.96 \approx 1.04 \text{ T}$$

La coppia meccanica nominale all'albero è data dal rapporto tra la potenza nominale e la velocità angolare nominale:

$$T_m = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{P_n}{2\pi n_n/60} \quad (3.2)$$

Il dimensionamento elettromagnetico è basato sulla coppia elettromagnetica T_{em} , cioè quella sviluppata al traferro al netto delle perdite meccaniche. Adottando un incremento del 5%, si ricava:

$$T_{em} = 1.05 T_m = 1.05 \frac{P_n}{\omega_n} = 1.05 \frac{P_n}{2\pi n_n/60} \approx 48.1 \text{ N m} \quad (3.3)$$

PROCEDURA ITERATIVA

Il cuore del dimensionamento basato sul ciclo iterativo è costituito dal legame tra la coppia elettromagnetica e il prodotto $D_i^2 L_{stk}$. Questo ci permette di ricavare le grandezze dimensionali principali della macchina mediante:

$$T_{em} = \frac{\pi}{4} D_i^2 L_{stk} \hat{K}_s \hat{B}_g \cos \varphi \quad (3.4)$$

dove $\hat{K}_s$ è il carico elettrico specifico, definito come densità lineare di corrente lungo la circonferenza interna di statore e viene determinato come primo parametro una volta

entrati nel ciclo secondo la formula:

$$\hat{K}_s = \sqrt{2}k_w k_{fill} I_s \left(\frac{w_s}{p_s} \right)^2 \frac{h_s}{w_s} p_s \quad (3.5)$$

al cui interno viene inserito un passo cava $p_s = \pi D_i / Q$ di valore arbitrario per poter dare inizio al dimensionamento.

Il termine $\cos \varphi$ tiene conto dello sfasamento elettrico tra le distribuzioni di corrente e di flusso.

Moltiplicando e dividendo il secondo membro per D_i , si introduce il rapporto $\frac{L_{stk}}{D_i}$, per il quale è possibile definire un'equazione empirica funzione delle coppie polari:

$$\frac{L_{stk}}{D_i} = \frac{\pi}{2} p^{-2/3} \quad (3.6)$$

Per $p = 3$ si ha $L_{stk}/D_i \approx 0.755$. Questo ci consente di esplicitare la (3.4) rispetto a D_i^3 , permettendoci così di ricavare una prima valutazione del diametro al traferro D_i mediante:

$$D_i = \sqrt[3]{\frac{4}{\pi} \frac{T_{em}}{\hat{B}_g \hat{K}_s \cos \varphi} \frac{D_i}{L_{stk}}} \quad (3.7)$$

Da ciò segue, di conseguenza, la determinazione di L_{stk} e del p_s relativo alla geometria valutata.

Osservando tutte le formule presentate notiamo che il D_i è ricavabile dalla coppia elettromagnetica, ma essa dipende dal carico elettrico, il quale è legato mediante il passo cava al diametro D_i , questo rende necessario un calcolo iterativo fino al raggiungimento della convergenza.

L'algoritmo segue la seguente procedura:

1. inizializzazione di p_s ad un valore di tentativo, nel nostro caso abbiamo utilizzato $p_s = 10 \text{ mm}$;
2. calcolo di $\hat{K}_s$ tramite la (3.5);
3. determinazione di D_i mediante la (3.7) e conseguentemente sfruttando il rapporto $\frac{D_i}{L_{stk}}$ calcolato in (3.6) ricaviamo anche L_{stk} ;
4. aggiorniamo il passo cava p_s ;
5. calcoliamo l'angolo di cava in modo da valutare con maggiore precisione il coefficiente di avvolgimento k_w che considereremo pari al solo coefficiente di distribu-

zione in quanto ipotizziamo un avvolgimento distribuito a passo intero:

$$k_w = \frac{\sin(q\alpha_s^e/2)}{q \sin(\alpha_s^e/2)}$$

6. ricalcoliamo il carico elettrico $\hat{K}_s$ con i nuovi k_w e p_s ;
7. verifichiamo il criterio di convergenza: se la differenza tra il carico elettrico calcolato a fine ed inizio ciclo risulta inferiore a 10^{-3} termina il processo iterativo.

A convergenza ottenuta si dispone dei valori definitivi di D_i , L_{stk} , p_s , questo consente la conseguente determinazione delle larghezze di cava e del dente di statore sfruttando i rapporti fissati in precedenza come parametri d'ingresso.

All'interno del codice viene determinata la porzione di motore da simulare per ottenere un risparmio computazionale durante l'uso degli elementi finiti. La porzione di macchina da simulare viene determinata sfruttando le simmetrie geometriche della struttura e l'antiperiodicit  della distribuzione spaziale del flusso. Combinando questi due effetti, il dominio di calcolo si riduce a $1/k_{sim}$ della sezione completa. Le formule implementate nel codice sono:

$$\begin{aligned} 2p_{sim} &= \frac{m2p}{\text{MCD}(Q, m2p)} = 1 \\ k_{sim} &= \frac{2p}{2p_{sim}} = 6 \\ Q_{sim} &= \frac{Q}{k_{sim}} = 6 \end{aligned}$$

dove $2p_{sim}$   il numero di poli inclusi nel dominio di simulazione (inteso in analogia con $2p$ per la macchina completa come simbolo unitario per "numero di poli" e non come prodotto $2p_{sim}$), Q_{sim} il numero di cave nella porzione simulata e k_{sim} il fattore di riduzione del dominio. Per la configurazione adottata si ottiene un dominio di simulazione costituito da un singolo polo ($2p_{sim} = 1$) contenente $Q_{sim} = 6$ cave, ovvero un sesto della macchina completa, sul quale verranno imposte condizioni al contorno antiperiodiche.

BILANCIO ELETTRICO DELL'AVVOLGIMENTO

Il passo successivo del codice   la determinazione del numero di conduttori serie per fase N_s che costituiscono l'avvolgimento. Conoscendo la tensione del bus in continua   necessario ricavare il numero di conduttori necessari per la realizzazione del flusso al traferro

desiderato per ottenere la coppia elettromagnetica desiderata. Partendo quindi dal valore di tensione del bus in continua $V_{DC} = 48 \text{ V}$, considerando un controllo dell'inverter mediante SVM (Space Vector Modulation) si calcola il valore efficace della stellata:

$$E_{rms,ref} = \frac{\hat{V}_{LL}}{\sqrt{2}\sqrt{3}} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{6}} \quad (3.8)$$

A questa si applica un margine del 5% per tenere conto delle cadute di tensione resistive e induttive previste lungo l'avvolgimento, ottenendo la tensione nominale di riferimento per il progetto:

$$E_{rms,avv} = 0.95 E_{rms,ref} \quad (3.9)$$

A questo punto è possibile ricavare anche il flusso al traferro per polo sfruttando D_i e L_{stk} ottenuti dal ciclo iterativo e il valore di induzione presente al traferro calcolato mediante (3.1).

$$\Phi_g = \frac{\hat{B}_g D_i L_{stk}}{p} \quad (3.10)$$

Considerando a questo punto il legame tra il flusso per polo e la tensione interna della macchina:

$$\hat{E}_{avv} = \omega \hat{\Lambda}_g = \omega \frac{k_w N_s}{2} \Phi_g = \pi k_w N_s f \Phi_g \quad (3.11)$$

è possibile ricavare una prima approssimazione del numero di conduttori serie per fase:

$$N_s = \frac{E_{avv}}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} k_w \Phi_g f} \quad (3.12)$$

Il numero di conduttori in cava risulta $n_c = \frac{N_s m n_{pp}}{Q}$. Per questioni fisiche questo termine deve essere intero; inoltre, si predilige che sia un numero pari per permettere indistintamente la realizzazione di un avvolgimento a singolo o doppio strato. Per questo motivo viene arrotondato al numero pari più vicino, ciò causa una variazione del numero di conduttori serie effettivo:

$$N_s = \frac{n_c Q}{m n_{pp}} \quad (3.13)$$

Questo arrotondamento introduce una discrepanza tra la forza elettromotrice indotta e la tensione interna ipotizzata in partenza $E_{rms,avv}$. Per riottenere le condizioni di equilibrio

viene aggiornato il flusso al traferro:

$$\Phi_g = \frac{\sqrt{2}E_{rms,avv}}{N_s k_w f \pi} \quad (3.14)$$

Di conseguenza viene aggiustata la lunghezza del pacco di lamierini, questa correzione consente di mantenere costante il diametro interno di statore intervenendo soltanto sulla grandezza in direzione assiale.

$$L_{stk} = \frac{p\Phi_g}{B_g D_i} \quad (3.15)$$

CORRENTE E SEZIONE DEL CONDUTTORE

Dalla definizione di carico elettrico come distribuzione lineare di corrente al traferro, è possibile ricavare il valore di picco della corrente totale in cava:

$$I_{peak,cava} = \frac{K_{s,peak} p_s}{k_w} \quad (3.16)$$

Da questa si può ricavare il valore efficace della corrente di fase:

$$I_{rms,fase} = \frac{I_{peak,cava}}{\sqrt{2}n_{cs}} \quad (3.17)$$

Poiché nell'avvolgimento abbiamo n_{pp} vie in parallelo, la corrente effettiva circolante nel singolo conduttore è:

$$I_c = \frac{I_{rms,fase}}{n_{pp}} \quad (3.18)$$

La sezione di rame del singolo conduttore è determinata dalla densità di corrente imposta come ingresso del codice.

$$S_c = \frac{I_c}{J_s} \quad (3.19)$$

GEOMETRIA DI CAVA

La cava di statore viene modellata con una geometria trapezoidale. L'area S_{cava} viene calcolata dividendo la sezione occupata dai conduttori in rame $S_{Cu,cava}$ per il fattore di riempimento k_{fill} :

$$S_{cava} = \frac{S_{Cu,cava}}{k_{fill}} = \frac{n_c S_c}{k_{fill}} \quad (3.20)$$

Il calcolo dell'altezza di cava passa attraverso la risoluzione di un'equazione di secondo grado in h_s che mette in relazione il numero totale di cave, l'area della cava, la larghezza del dente e il diametro di statore al traferro.

$$\frac{\pi}{Q}h_s^2 + \left(\pi\frac{D_i}{Q} - w_t\right)h_s - S_{cava} = 0 \quad (3.21)$$

la cui soluzione accettabile dal punto di vista geometrico è la radice positiva:

$$h_s = \frac{-\left(\frac{\pi D_i}{Q} - w_t\right) + \sqrt{\left(\frac{\pi D_i}{Q} - w_t\right)^2 + 4\frac{\pi}{Q}S_{cava}}}{2\frac{\pi}{Q}} \quad (3.22)$$

Come indicatore della saturazione dello statore si calcola il coefficiente k_{air} che rappresenta la frazione del passo di cava occupata dalla cava stessa.

$$k_{air} = \frac{p_s - w_t}{p_s} \quad (3.23)$$

CORONA DI STATORE E DIAMETRO ESTERNO

L'altezza della corona di statore è dimensionata considerando un valore limite di induzione $B_{bi} = 1.7$ T. Il flusso per polo al traferro si ripartisce in due flussi di ampiezza dimezzata che richiudono il circuito magnetico attraverso la corona. Imponendo la continuità del flusso:

$$\Phi_{bi} = \frac{\Phi_g}{2} = B_{bi}L_{stk}k_{pack}h_{bi} \quad (3.24)$$

si ricava:

$$h_{bi} = \frac{\Phi_{bi}}{B_{bi}L_{stk}k_{pack}} \quad (3.25)$$

Giunti a questo punto è possibile calcolare il diametro esterno di statore, mediante:

$$D_e = D_i + (2h_s) + (2h_{bi}) \quad (3.26)$$

Nella presente fase il diametro esterno è un'uscita del procedimento che, come vedremo successivamente verrà mantenuta costante e arrotondata al valore intero multiplo di 10 mm più vicino. Nelle applicazioni veicolari per cui questo motore è pensato il D_e sarebbe un vincolo progettuale rilevante dato dallo spazio disponibile all'interno del vano motore. Purtroppo non avendo alcuna informazione di questo tipo lo trattiamo co-

me un parametro derivato consci del fatto che potrebbe dover essere rivisto nel caso di applicazione reale.

DIAMETRO DELL'ALBERO MOTORE

La determinazione del diametro dell'albero sfrutta due valutazioni indipendenti: una di natura elettromagnetica, finalizzata a garantire lo spazio necessario per le barriere di flusso del rotore; e una di natura meccanica, per la verifica della resistenza strutturale.

Partendo dalla stima elettromeccanica, si ricava la dimensione dell'albero motore considerando che lo spazio per le barriere di rotore sia circa il doppio della corona di statore, ricavando:

$$D_{shaft,em} = D_i - (2g) - (4h_{bi}) \quad (3.27)$$

Per quanto riguarda la valutazione meccanica, vengono presi in considerazione: il momento torcente, originato dalla coppia elettromagnetica, e il momento flettente indotto dalla trasmissione a cinghia con pignone. Il dimensionamento a sollecitazione composta si effettua ricorrendo al criterio di Von Mises, che per alberi sottoposti contemporaneamente a torsione e flessione conduce alla definizione del momento flettente ideale:

$$M_{id} = \sqrt{M_f^2 + \frac{3}{4}M_t^2} \quad (3.28)$$

La tensione ammissibile si ottiene dalla tensione di snervamento dell'acciaio assunto, AISI 1018 con $f_y = 350$ MPa, scalata per un coefficiente di sicurezza $k_{safe,albero} = 10$. Il diametro minimo dell'albero richiesto dalla verifica di resistenza risulta:

$$D_{shaft,mecc} = \sqrt[3]{\frac{32M_{id}}{\pi\sigma_{amm}}} \quad (3.29)$$

arrotondato al multiplo superiore di 5 mm per coerenza con i diametri commerciali standard.

La scelta della dimensione finale risulta un compromesso tra le due valutazioni, possibilmente osservando anche le configurazioni disponibili sui cataloghi commerciali di lamiere per motori elettrici. Il dimensionamento meccanico non ha alcuna pretesa di essere esaustivo e rigoroso, non rientrando nello scopo della tesi risulta semplificato per ricavare dimensioni orientative.

Grandezza	Simbolo	Valore
Diametro interno di statore	D_i	135 mm
Diametro esterno di statore	D_e	200 mm
Lunghezza pacco lamellare	L_{stk}	101 mm
Numero di cave	Q	36
Altezza di cava	h_s	15.5 mm
Larghezza del dente	w_t	7.2 mm
Larghezza di cava	w_s	4.58 mm
Altezza corona statore	h_{bi}	17 mm
Traferro	g	0.5 mm
Diametro albero	D_{shaft}	55 mm
Conduttori per cava	n_c	6
Conduttori serie per fase	N_s	24

Tabella 3.3: Grandezze principali in uscita dal dimensionamento elettromagnetico preliminare.

SINTESI DEI RISULTATI

La Tabella 3.3 riassume le principali grandezze in uscita dal dimensionamento elettromagnetico preliminare. Questi valori costituiscono il punto di partenza per la successiva fase di ottimizzazione multiobiettivo (Sezione 3.2) e per la progettazione dell'avvolgimento (Sezione 3.1.3).

3.1.3 DIMENSIONAMENTO DELL'AVVOLGIMENTO

Nella presente sottosezione si completa la descrizione dell'avvolgimento di statore aggiungendo alle informazioni ricavate dal dimensionamento elettromagnetico (Sezione 3.1.2), la sezione del singolo conduttore e la disposizione fisica delle matasse nelle cave. Le scelte progettuali preliminari rimangono quelle stabilite nella Sezione 3.1.1. Si procede con un avvolgimento distribuito a doppio strato con $q = 2$ cave per polo fase, $n_{pp} = 3$ vie in parallelo, $n_c = 6$ conduttori per cava, $N_s = 24$ numero di conduttori in serie per fase. La trattazione si articola in due passaggi: la scelta del conduttore commerciale con veri-

fica del fattore di riempimento effettivo, seguita dalla costruzione della matrice di cava per l'allocazione fisica delle fasi.

DIMENSIONAMENTO CONDUTTORE

La sezione di rame del singolo conduttore si ricava dalla corrente efficace $I_c = 62.2 \text{ A}$ e dalla densità di corrente di progetto $J_s = 10 \text{ A mm}^{-2}$:

$$S_c = \frac{I_c}{J_s} = 6.22 \text{ mm}^2 \quad (3.30)$$

Realizzare ciascun conduttore come singolo filo di sezione S_c non risulta praticabile, sia per la difficoltà di inserimento e piegatura di un filo di diametro 2.8 mm durante il processo di avvolgimento, sia per la presenza dell'effetto pelle. Si suddivide quindi ciascun conduttore in n_{fili} fili elementari di sezione ridotta posti in parallelo, in modo da agevolare la manipolazione del filo e rendere irrilevante l'effetto pelle. Scegliendo $n_{fili} = 10$, la sezione del singolo filo elementare risulta:

$$S_{filo} = \frac{S_c}{n_{fili}} = 0.622 \text{ mm}^2 \quad (3.31)$$

valore ottenibile con un filo commerciale standard in rame smaltato di diametro $d = 0.9 \text{ mm}$, corrispondente ad una sezione di 0.636 mm^2 . La sostituzione con il valore commercialmente disponibile comporta una sezione effettiva del conduttore totale pari a:

$$S_{c,eff} = n_{fili} 0.636 = 6.36 \text{ mm}^2 \quad (3.32)$$

con conseguente lieve riduzione della densità di corrente effettiva $J_{s,eff} = 9.78 \text{ A mm}^{-2}$ e un corrispondente lieve incremento del fattore di riempimento $k_{fill,eff} = 0.41$.

MATRICE DI CAVA

La matrice di cava descrive la disposizione delle fasi nelle Q cave dell'avvolgimento, associando a ciascuna cava il contributo di ciascuna delle tre fasi nei due strati. Per costruirla partiamo dalla valutazione dell'angolo di cava meccanico ed elettrico:

$$\alpha_{c,mec} = \frac{360^\circ}{Q} = 10^\circ$$

$$\alpha_{c,el} = p\alpha_{c,mec} = 30^\circ$$

L'avvolgimento viene realizzato con un raccorciamento di una cava al fine di mitigare le armoniche di ordine superiore della forza elettromotrice indotta, in particolare la quinta e la settima.

L'angolo elettrico di raccorciamento risulta quindi:

$$\beta_{r,el} = 30^\circ = 1 \text{ cava}$$

Il coefficiente di avvolgimento si compone nel prodotto del fattore di distribuzione k_d , dipendente dal numero di cave per polo e per fase e dall'angolo elettrico di cava, e del fattore di raccorciamento k_p , dipendente dall'angolo di raccorciamento:

$$k_d = \frac{\sin\left(q \frac{\alpha_{c,el}}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha_{c,el}}{2}\right)} = 0.966$$

$$k_p = \cos\left(\frac{\beta_{r,el}}{2}\right) = 0.966$$

$$k_w = k_d k_p = 0.93$$

Il valore $k_w = 0.93$ aggiornato sostituisce quello impiegato nel dimensionamento analitico preliminare, corrispondente al solo k_d nell'ipotesi di passo intero. Lo scostamento del $\sim 3\%$ rappresenta il costo marginale, in termini di componente fondamentale del flusso concatenato, della riduzione del contenuto armonico ottenuta con il raccorciamento.

La periodicit  geometrica della macchina, $t = \text{MCD}(Q, p) = 3$, indica che la disposizione delle fasi nelle cave si ripete identica t volte lungo i 360° meccanici.   pertanto sufficiente presentare la matrice di cava relativa alle prime 12 cave, come riportato di seguito; le due restanti porzioni della macchina riproporranno la medesima struttura senza variazioni.

$$K = \begin{bmatrix} -1 & -0.5 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & \dots \\ 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0 & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

3.1.4 MATERIALI IMPIEGATI NELLA MODELLAZIONE FEM

I materiali assegnati alle diverse regioni del dominio di calcolo nella modellazione agli elementi finiti sono riassunti in Tabella 3.4.

Regione	Materiale	Note
Lamierino	M530 – 50A	Curva $B-H$ non lineare; $k_{pack} = 0,96$
Avvolgimento	Rame	$\sigma = 58 \text{ MS m}^{-1}$
Albero motore	AISI 1018	Libreria FEMM
Traferro	Aria	$\mu_r = 1$
Barriere di flusso	Aria	$\mu_r = 1$

Tabella 3.4: Materiali impiegati nella modellazione FEM e relativi parametri principali.

3.2 OTTIMIZZAZIONE

Il dimensionamento analitico presentato nella Sezione 3.1 fornisce una geometria di partenza coerente con le specifiche di coppia, corrente e tensione, ma indipendente da quelle scelte progettuali che incidono sulle prestazioni elettromagnetiche della macchina sincrona a riluttanza. La geometria e il posizionamento delle barriere di flusso nel rotore, in particolare governano direttamente il rapporto di salienza $\xi = L_d/L_q$ e quindi la coppia di riluttanza prodotta, l'ondulazione di coppia e il fattore di potenza. Per definire la geometria di rotore si utilizza un'ottimizzazione multiobiettivo, basata sulla ricerca del fronte di Pareto delle soluzioni non dominate al variare di un insieme di parametri geometrici.

Il flusso di lavoro implementato accoppia uno script di gestione sviluppato in MATLAB con il solutore agli elementi finiti FEMM 4.2: il primo si occupa della generazione parametrica della geometria, della chiamata del solutore, della post-elaborazione dei risultati e della gestione dell'algoritmo di ottimizzazione; il secondo risolve il problema magnetostatico per ciascuna configurazione candidata.

Sfruttando la periodicità geometrica della macchina ($k_{sim} = 6$, Sezione 3.1.2), il dominio di simulazione FEM è ridotto a un singolo polo con condizioni al contorno antiperiodiche, contenendo il costo computazionale di ciascuna valutazione e rendendo praticabile l'analisi delle migliaia di configurazioni richieste dall'algoritmo di ottimizzazione per la convergenza del fronte di Pareto. I parametri variabili agiscono principalmente sulla geometria di rotore, con l'aggiunta di qualche parametro di statore (altezza di cava h_s e larghezza del dente w_t), variati in un intervallo ristretto attorno al valore di parten-

za ottenuto dal dimensionamento analitico. Questo ci consente di variare la dimensione del dente e della corona in modo da sfruttare al meglio il lamierino lavorando in prossimità della saturazione in quanto questa tipologia di motore si comporta molto bene, sviluppando più coppia elettromagnetica.

3.2.1 PARAMETRI DI OTTIMIZZAZIONE

I parametri variabili del problema di ottimizzazione comprendono grandezze geometriche di rotore e due di statore. La parametrizzazione del rotore copre gli angoli di posizionamento e lo spessore delle barriere di flusso. Il coefficiente $k_{air,r}$ è il parametro indice del livello di saturazione del rotore e dipende dalla larghezza delle barriere; variando questo termine siamo quindi in grado di variare la larghezza delle barriere. Per quanto riguarda le grandezze di statore si fanno variare l'altezza di cava h_s e la larghezza del dente w_t , in modo da consentire all'ottimizzatore di ricavare la configurazione che sfrutta al meglio la macchina. Una diminuzione della dimensione del dente potrebbe migliorare la coppia prodotta andando ad innalzare il livello di saturazione; se il valore analitico del dente fosse leggermente abbondante causerebbe un basso valore di densità di flusso al suo interno con conseguente limitazione della coppia sviluppata, al contrario un dente troppo stretto sarebbe eccessivamente saturo non consentendo anche in questo caso un miglioramento della coppia. Il SynRM si comporta meglio se viene sfruttato bene in quanto l'aumento della coppia può essere ottenuto aumentando il contributo di corrente lungo l'asse q.

Gli intervalli di variazione sono stati definiti in modo tale da garantire la fattibilità geometrica della configurazione, tali da non sovrapporre la posizione delle barriere, e in grado di delimitare uno spazio di ricerca sufficientemente ampio per catturare soluzioni significativamente diverse. La Tabella 3.5 riassume i parametri adottati con i relativi intervalli di variazione.

3.2.2 FUNZIONI OBIETTIVO

Le funzioni obiettivo del problema di ottimizzazione sono state selezionate in modo da catturare le due qualità della coppia elettromagnetica più rilevanti per un'applicazione di trazione: il valore medio e l'ondulazione percentuale (dall'inglese ripple). La prima rappresenta la prestazione fondamentale della macchina indicando l'efficacia della geometria nella conversione elettromagnetica; la seconda quantifica la qualità della coppia istantanea e incide sulle vibrazioni meccaniche, con benefici sul comfort di guida e sulla

Parametro	Descrizione	Min	Max
<i>Geometria di statore</i>			
h_s	Altezza cava	15 mm	19 mm
w_t	Larghezza del dente	4 mm	7.5 mm
<i>Geometria di rotore</i>			
$\vartheta_{b,1}$	Angolo della prima barriera	20°	40°
$\vartheta_{b,2}$	Angolo della seconda barriera	30°	50°
$\vartheta_{b,3}$	Angolo della terza barriera	55°	70°
$\vartheta_{b,4}$	Angolo della quarta barriera	75°	85°
$k_{air,r}$	Fattore d'aria di rotore (indice di saturazione)	0.35	0.45

Tabella 3.5: Parametri di ottimizzazione e relativi intervalli di variazione.

durata dei componenti della trasmissione e dei cuscinetti.

Data la distribuzione della coppia per ogni istante angolare discreto in cui viene suddiviso il passo polare, le due grandezze sono definite come:

$$T_{avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T(\theta) d\theta \quad (3.33)$$

$$T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} 100 \quad (3.34)$$

dove T_{max} e T_{min} non sono altro che il massimo e il minimo della coppia istantanea sul periodo elettrico considerato.

Il problema di ottimizzazione si formula quindi come la ricerca del fronte di Pareto delle soluzioni che simultaneamente massimizzano T_{avg} e minimizzano T_{ripple} nel rispetto dei vincoli geometrici sui parametri variabili definiti nella Sezione 3.2.1.

Il rendimento η della macchina non è incluso tra le funzioni obiettivo del presente lavoro. Tale scelta è giustificata da due considerazioni: in primis, il rendimento dipende dalle perdite nel ferro e di conseguenza dalla cifra di perdita del lamierino, parametro facilmente sostituibile senza alterare in alcun modo la geometria. In secondo luogo, la

massimizzazione della T_{avg} a parità di densità di corrente comporta la massimizzazione della coppia per ampere e quindi la minimizzazione delle perdite Joule.

3.3 GEOMETRIA FINALE

La Figura 3.1 riporta il fronte di Pareto delle soluzioni non dominate ottenute al termine della procedura di ottimizzazione multiobiettivo. Ciascun punto del fronte rappresenta una geometria per la quale non è possibile migliorare simultaneamente entrambe le funzioni obiettivo: ogni guadagno in coppia media implica una penalizzazione in termini di ondulazione percentuale, e viceversa. Il fronte si estende su un intervallo di coppia media compreso tra $T_{avg,min} = 50.64 \text{ Nm}$ (soluzione a ondulazione minima) e $T_{avg,max} = 51.01 \text{ Nm}$ (soluzione a coppia massima), e su un intervallo di ondulazione picco-picco compreso tra $T_{ripple,min} = 4.57\%$ e $T_{ripple,max} = 26.84\%$.

Un'osservazione che può essere fatta è la differenza tra i range di variazione della coppia media e del ripple, la prima infatti varia molto poco tra le soluzioni estreme, mentre

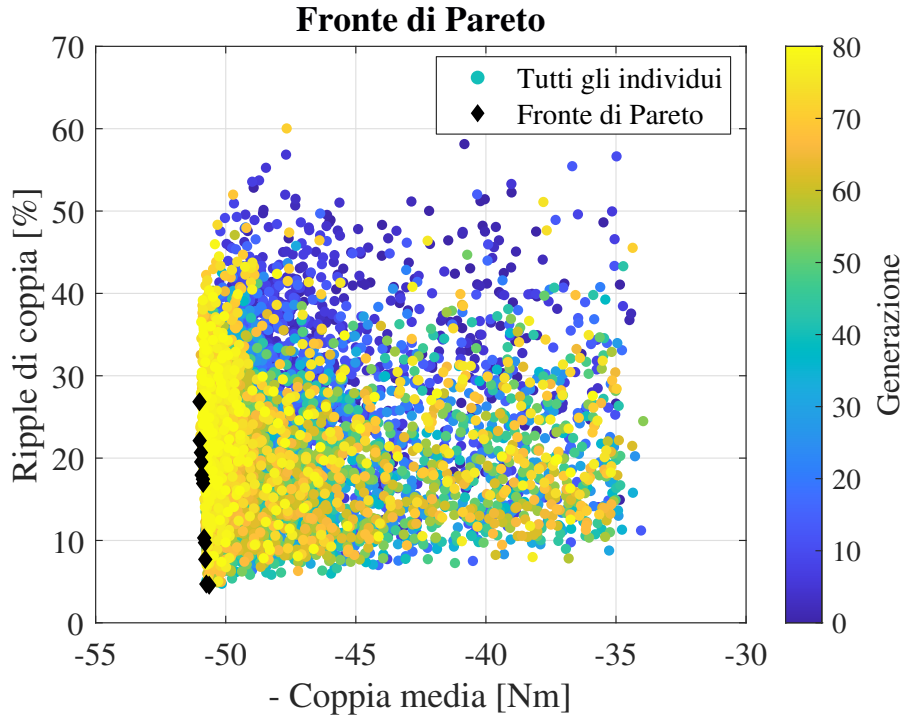


Figura 3.1: Fronte di Pareto delle soluzioni non dominate ottenute al termine dell'ottimizzazione multi-obiettivo.

l'oscillazione percentuale varia quasi di un fattore sei tra il minimo e il massimo. In altre parole, l'ottimizzazione della geometria di rotore è in grado di ridurre drasticamente l'ondulazione di coppia sacrificando una frazione trascurabile della coppia media.

Di seguito vengono riportate, a titolo di esempio, quattro geometrie presenti sul fronte di Pareto: le due geometrie agli estremi ovvero quella a coppia massima e quella a ripple minimo, più due ulteriori geometrie con un'ondulazione inferiore al 10% in quanto le uniche candidate per la scelta finale data la predilezione ad avere un'oscillazione bassa per ridurre le vibrazioni.

CONFIGURAZIONE A COPPIA MASSIMA (FIGURA 3.2)

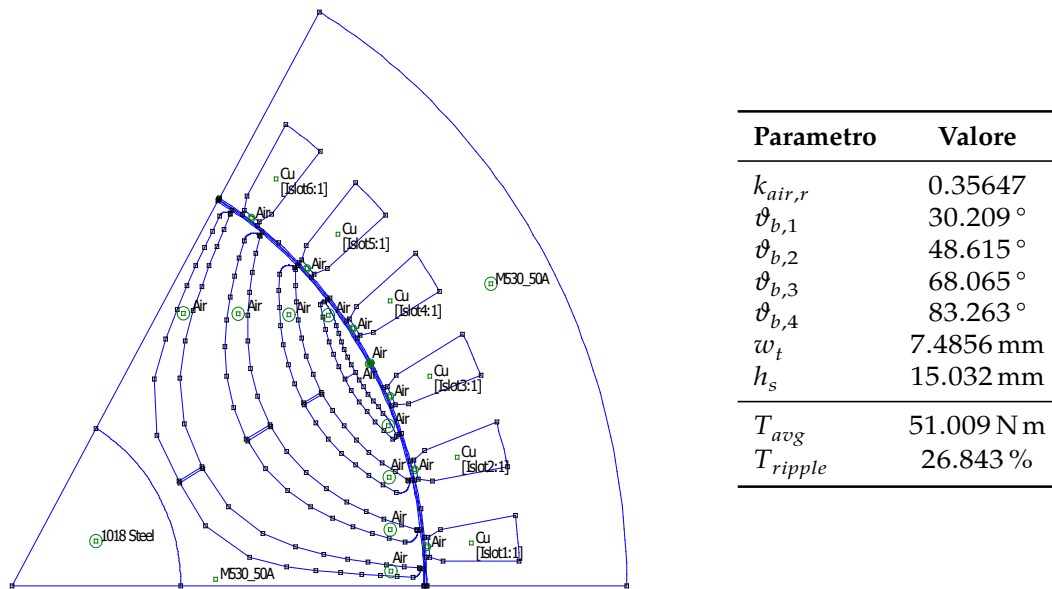
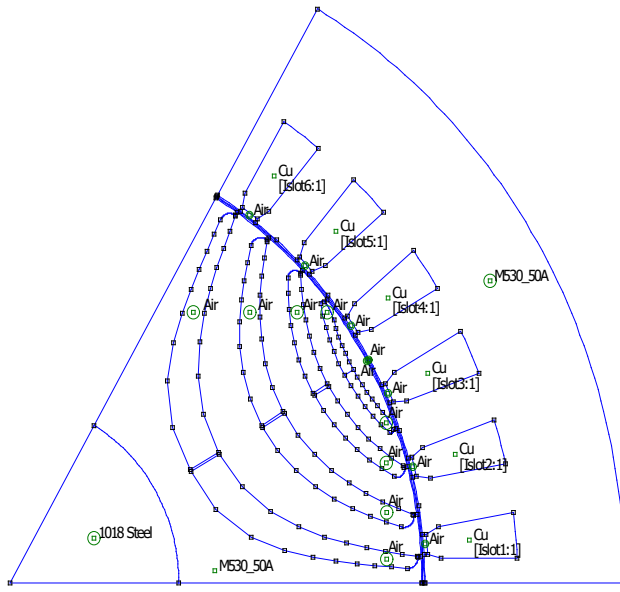


Figura 3.2: Configurazione a coppia massima sul fronte di Pareto: geometria FEM del motore (sinistra) e parametri di ottimizzazione con le relative funzioni obiettivo raggiunte (destra).

Risulta l'estremo del fronte di Pareto caratterizzato dal massimo valore di coppia media $T_{avg,max} = 51.01 \text{ N m}$ e dal massimo valore di ondulazione $T_{ripple,max} = 26.84\%$. Pur essendo tecnicamente la soluzione che genera la coppia maggiore di tutte le restanti, l'elevato valore di ripple la rende inadatta per le applicazioni di trazione date le eccessive vibrazioni meccaniche, le quali verrebbero percepite dal conducente e si tradurrebbero in sollecitazioni dannose per le componenti della trasmissione e i cuscinetti.



Parametro	Valore
$k_{air,r}$	0.35154
$\vartheta_{b,1}$	28.912 °
$\vartheta_{b,2}$	44.253 °
$\vartheta_{b,3}$	63.251 °
$\vartheta_{b,4}$	79.662 °
w_t	7.4942 mm
h_s	15.002 mm
T_{avg}	50.787 N m
T_{ripple}	7.6994 %

Figura 3.3: Configurazione con ripple 7.7% sul fronte di Pareto: geometria FEM del motore (sinistra) e parametri di ottimizzazione con le relative funzioni obiettivo raggiunte (destra).

CONFIGURAZIONE CON RIPPLE DEL 7,7% (FIGURA 3.3)

Punto intermedio del fronte, con coppia media $T_{avg} = 50.79$ N m e ondulazione $T_{ripple} = 7.7\%$. Rispetto alla configurazione a coppia massima presentata precedentemente, la coppia media diminuisce di soli 0.22 N m a fronte di una riduzione di un fattore ~ 3.5 . La configurazione potrebbe essere già tecnicamente accettabile per l'applicazione, con l'ausilio di uno skewing discreto del pacco di lamierini di rotore si otterrebbe un'ulteriore riduzione del ripple migliorando ulteriormente la macchina.

CONFIGURAZIONE CON RIPPLE DEL 4,7% (FIGURA 3.4)

Secondo punto intermedio del fronte: coppia media $T_{avg} = 50.75$ N m e ondulazione $T_{ripple} = 4.71\%$. Rispetto alla configurazione precedente si ottiene una riduzione di un fattore ~ 1.6 dell'ondulazione a discapito di una perdita di coppia media di soli 0.04 N m, quindi un netto miglioramento sostanzialmente a costo zero. Dato il bilanciamento tra la qualità della coppia istantanea e prestazione media, questa configurazione costituisce il candidato principale per la geometria finale del prototipo.

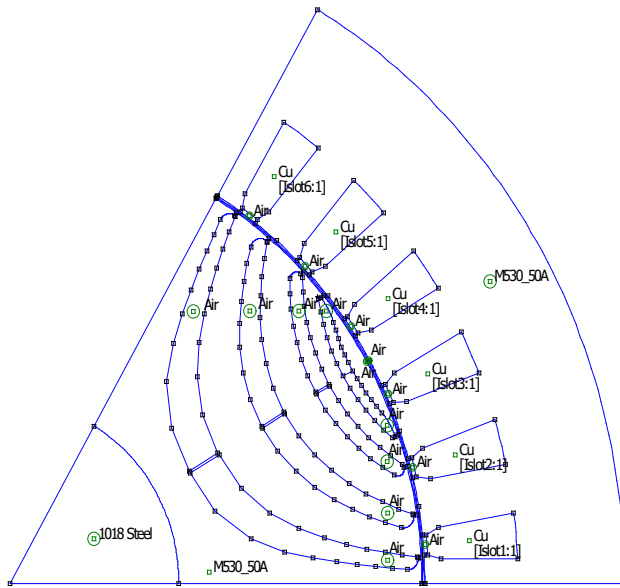


Figura 3.4: Configurazione con ripple 4.7% sul fronte di Pareto: geometria FEM del motore (sinistra) e parametri di ottimizzazione con le relative funzioni obiettivo raggiunte (destra).

Parametro	Valore
$k_{air,r}$	0.35157
$\vartheta_{b,1}$	31.356 °
$\vartheta_{b,2}$	43.877 °
$\vartheta_{b,3}$	63.074 °
$\vartheta_{b,4}$	79.903 °
w_t	7.4978 mm
h_s	15.072 mm
T_{avg}	50.746 N m
T_{ripple}	4.7074 %

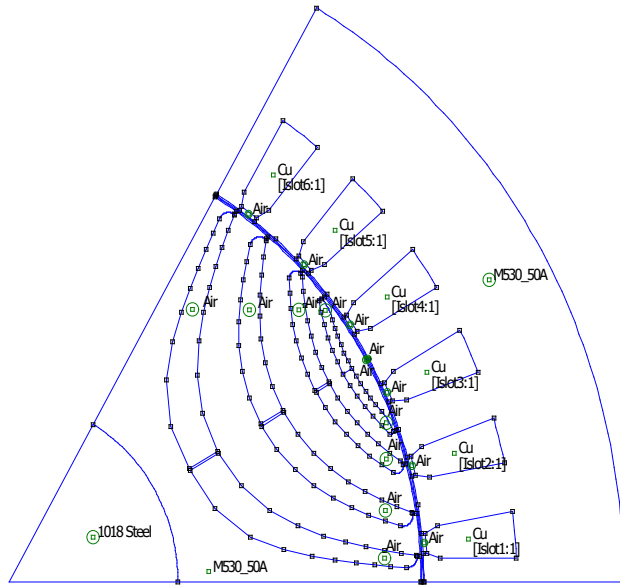


Figura 3.5: Configurazione con ripple minimo sul fronte di Pareto: geometria FEM del motore (sinistra) e parametri di ottimizzazione con le relative funzioni obiettivo raggiunte (destra).

Parametro	Valore
$k_{air,r}$	0.35217
$\vartheta_{b,1}$	30.013 °
$\vartheta_{b,2}$	43.518 °
$\vartheta_{b,3}$	63.119 °
$\vartheta_{b,4}$	79.716 °
w_t	7.466 mm
h_s	15.013 mm
T_{avg}	50.637 N m
T_{ripple}	4.5659 %

CONFIGURAZIONE A RIPPLE MINIMO (FIGURA 3.5)

L'altro estremo del fronte, ovvero quello con il minimo valore di ondulazione $T_{ripple,min} = 4.57\%$ e coppia media $T_{avg,min} = 50.64 \text{ N m}$. Rispetto alla configurazione precedente la riduzione del ripple è di soli 0.14 punti percentuali, a fronte di una perdita aggiuntiva di coppia di 0.109 N m. La differenza di prestazione rispetto al punto precedente non giustifica la sua adozione a causa della marginale riduzione dell'ondulazione a discapito di un'ulteriore diminuzione della coppia media.

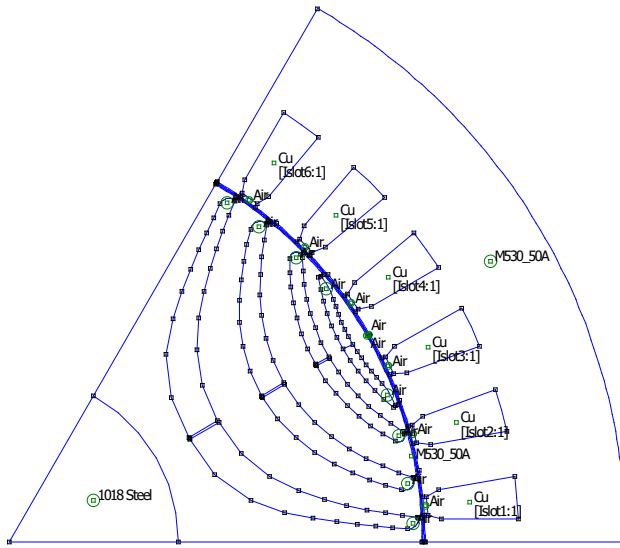
Sulla base della discussione condotta sulle quattro configurazioni rappresentative, la geometria selezionata è quella con $T_{ripple} = 4.71\%$ (Figura 3.4), che realizza il miglior compromesso tra le due funzioni obiettivo. La scelta è motivata dalle seguenti considerazioni:

- Il ripple di coppia è al di sotto della soglia del 5% tipicamente accettata in letteratura per le applicazioni di trazione, garantendo quindi un'adeguata qualità della coppia istantanea senza rendere necessari ulteriori interventi di mitigazione, che nel nostro caso adotteremo comunque per cercare di avere un margine di sicurezza maggiore tra il ripple della macchina terminata e quello limite;
- la coppia media $T_{avg} = 50.75 \text{ N m}$ è inferiore al valore massimo del fronte di Pareto di soli 0.26 N m (-0.5% relativo), penalizzazione irrilevante a fronte del netto miglioramento qualitativo ottenuto sul ripple, e in ogni caso recuperabile in fase di realizzazione mediante un piccolo incremento della lunghezza del pacco lamellare L_{stk} ;
- la vicinanza della geometria di rotore alla configurazione a minima ondulazione assicura un margine di sicurezza rispetto a piccole variazioni dei parametri di ottimizzazione, riducendo la sensibilità delle prestazioni effettive del prototipo a errori di posizionamento delle barriere o a tolleranze di lavorazione del lamierino.

La Figura 3.6 riassume la geometria adottata e i corrispondenti parametri, unendo la rappresentazione nel software agli elementi finiti con le principali quote geometriche riportate nella tabella a fianco. Tale geometria viene sottoposta alla verifica dello spessore dei ponticelli radiali per verificarne le dimensioni in modo tale da ottenere la configurazione finale su cui eseguire l'analisi delle prestazioni condotte nel Capitolo 4.

3.3.1 VERIFICA PONTI RADIALI

I ponticelli del rotore svolgono una funzione strutturale importante per la macchina a riluttanza sincrona: sostengono il carico centrifugo delle isole in ferro interposte tra una barriera di flusso e la successiva, garantendo l'integrità meccanica del motore alle alte



Parametro	Valore
<i>Statore</i>	
D_i	135 mm
D_e	200 mm
L_{stk}	130 mm
h_s	15.1 mm
w_t	7.5 mm
h_{bi}	17.4 mm
<i>Rotore</i>	
D_r	134 mm
D_{shaft}	55 mm
$k_{air,r}$	0,3516
$\vartheta_{b,1}$	31.4°
$\vartheta_{b,2}$	43.9°
$\vartheta_{b,3}$	63.1°
$\vartheta_{b,4}$	79.9°
<i>Prestazioni FEM</i>	
T_{avg}	50.75 N m
ΔT_{pp}	4,71%

Figura 3.6: Geometria finale del motore selezionata sul fronte di Pareto: rappresentazione FEM della sezione trasversale simulata (sinistra) e tabella riassuntiva dei principali parametri geometrici e prestazionali (destra).

velocità di rotazione. Dal punto di vista magnetico costituiscono un percorso per il flusso di asse q , riducendo il rapporto di salienza $\xi = L_d/L_q$ e penalizzando la coppia prodotta. Per questo motivo il loro dimensionamento è il risultato di un compromesso tra le esigenze meccaniche e elettromagnetiche.

In una macchina con barriere multiple si distinguono due tipologie di ponticelli:

- **ponticelli tangenziali:** sottili strati di ferro che separano l'estremità delle barriere dalla circonferenza esterna del rotore lato traferro, inevitabili dal punto di vista costruttivo. Nel progetto vengono realizzati con uno spessore di 0.5 mm per tutte le barriere.
- **ponticelli radiali:** collegamenti in ferro interni al rotore disposti nella mezzzeria della barriera di flusso per sostenere il carico centrifugo del ferro.

Il dimensionamento viene eseguito sfruttando una metodologia semplificata illustrata in [13], che fornisce una stima dello spessore minimo necessario a sostenere il carico centrifugo, fermo restando che una verifica finale agli elementi finiti in regime di analisi centrifuga è sempre raccomandata prima della prototipazione. Trascurando cautelativamente

il contributo dei ponticelli tangenziali, ciascun ponticello radiale di indice j sostiene la forza centrifuga dell'isola a lui superiore avente sezione Σ_j , la cui massa M_j è:

$$M_j = \rho_{Fe} L_{stk} \Sigma_j \quad (3.35)$$

dove ρ_{Fe} è la densità del lamierino e L_{stk} è la lunghezza assiale del pacco lamellare. L'area trasversale dell'isola viene calcolata mediante integrazione in ambiente FEM.

La forza centrifuga corrispondente, calcolata assumendo la massa concentrata nel baricentro G_j a raggio r_j , vale:

$$F_j = M_j \omega_{max}^2 r_j \quad (3.36)$$

dove $\omega_{max} = 2\pi n_{max} k_{os} / 60$ è la velocità angolare massima di progetto, ricavata dalla velocità massima ottenuta dal ciclo di guida n_{max} amplificata di un coefficiente di sovravelocità k_{os} . Il codice che esegue il calcolo determina il raggio del baricentro come il raggio mediano dell'isola $r_{G,j} = (R_{in,j} + R_{out,j}) / 2$. Lo spessore minimo del ponticello radiale si calcola imponendo che la tensione di trazione non superi una frazione prestabilita della tensione di snervamento del lamierino:

$$w_{r,j} = \frac{F_j}{L_{stk} \frac{\sigma_y}{k_{safe}}} \quad (3.37)$$

dove k_{safe} è il fattore di sicurezza considerato nel presente lavoro per garantire l'opportuno margine di sicurezza data la semplificazione fatta per la determinazione analitica dello spessore del ponte.

I parametri assunti per il dimensionamento sono riportati nella Tabella 3.6. L'applicazione delle equazioni appena presentate alle quattro barriere della geometria selezionata fornisce gli spessori minimi richiesti riportati in Tabella 3.7. Va tenuto in considerazione che la forza centrifuga è cumulativa tra un'isola e la successiva.

SCelta OPERATIVA

Osservando la Tabella 3.7 si nota un andamento crescente dello spessore minimo richiesto passando dalla barriera più esterna a quella più interna, infatti ciascun ponticello radiale sostiene il carico di tutte le isole metalliche esterne ad esso.

Seguendo la metodologia della determinazione analitica presentata in [13], i ponticelli delle barriere 1, 2 e 3, per i quali lo spessore calcolato risulta inferiore alla soglia di lavo-

Parametro	Simbolo	Valore
Velocità massima	n_{max}	3110 rpm
Coefficiente di sovravelocità	k_{os}	1.3
Densità lamierino M530-50A	ρ_{Fe}	7700 kg m ⁻³
Limite di snervamento	σ_y	350 MPa
Fattore di sicurezza	k_{safe}	3

Tabella 3.6: Parametri di calcolo per il dimensionamento dei ponticelli radiali.

Barriera	$w_{r,j}$ mm	Decisione
1 (esterna)	0.032 mm	eliminato
2	0.092 mm	eliminato
3	0.256 mm	eliminato
4 (interna)	0.476 mm	aumentato a 0.5 mm

Tabella 3.7: Spessori minimi calcolati dei ponticelli radiali e scelta operativa.

rabilità del lamierino (intorno agli 0.3 mm - 0.35 mm) sono stati eliminati, delegando la tenuta meccanica ai ponti tangenziali. Il ponticello della barriera 4 è stato mantenuto e realizzato con uno spessore arrotondato per eccesso a $w_{r,4} = 0.5$ mm, garantendo il rispetto del coefficiente di sicurezza $k_{safe} = 3$ assunto nella procedura di dimensionamento. Il contributo strutturale dei ponticelli tangenziali, trascurato cautelativamente nella formula di calcolo, fornisce un margine aggiuntivo di sicurezza.

La configurazione complessiva dei ponticelli costituisce un compromesso tra tenuta meccanica e prestazioni magnetiche: l'eliminazione dei ponticelli radiali delle barriere esterne riduce i percorsi preferenziali del flusso di asse q migliorando il rapporto di salienza effettivo della macchina, mentre la conservazione del ponticello della barriera 4 e di tutti i ponticelli tangenziali garantisce la resistenza strutturale richiesta alla velocità massima di progetto.

4

Analisi delle prestazioni mediante simulazioni FEM

Nel presente capitolo viene affrontata l'analisi prestazionale della macchina sincrona a riluttanza progettata nel Capitolo 3, mediante simulazioni agli elementi finiti condotte in ambiente FEMM 4.2 accoppiato a codici di post-elaborazione sviluppati in MATLAB. L'obiettivo del capitolo è verificare le prestazioni del motore, in modo da valutare quantitativamente l'idoneità della macchina all'applicazione di trazione del Mobilize Duo discussa nel Capitolo 2 per cui è stata pensata.

FEMM è un risolutore limitato a problemi bidimensionali in regime stazionario o quasi-stazionario, ma offre due caratteristiche particolarmente adatte alle simulazioni iterative richieste in questa fase del lavoro di tesi: la possibilità di essere comandato da script esterni e tempi di risoluzione contenuti, grazie anche alla riduzione del dominio di calcolo ad un solo polo.

Il calcolo della coppia elettromagnetica, grandezza principale dell'analisi prestazionale, è eseguito mediante due metodologie indipendenti: il tensore degli sforzi di Maxwell e l'integrazione al traferro. L'utilizzo combinato di entrambe le metodologie consente una mutua validazione dei risultati ottenuti dal modello.

Il capitolo è strutturato come segue: la Sezione 4.1 identifica il punto MTPA mediante

una variazione dell'angolo di corrente a corrente nominale fissata, la Sezione 4.2 analizza le caratteristiche di coppia al variare della posizione angolare del rotore, la Sezione 4.3 traccia la caratteristica esterna coppia-velocità nelle regioni a coppia costante e in deflussaggio, la Sezione 4.4 traccia la mappa di rendimento nel piano operativo del motore, infine, la Sezione 4.5 analizza le modifiche progettuali adottate per il miglioramento del rendimento e presenta i risultati.

4.1 IDENTIFICAZIONE DEL PUNTO MTPA

L'identificazione del punto di lavoro ottimale costituisce il primo passo dell'analisi prestazionale e ha come obiettivo la determinazione dell'angolo del vettore corrente che massimizza la coppia prodotta a parità di modulo della corrente di fase. In un SynRM la coppia elettromagnetica nel sistema di riferimento sincrono dq si esprime con la formula (2.1) presentata nel Capitolo 2 e riportata di seguito:

$$T_{em} = \frac{3}{2}p (L_d - L_q) i_d i_q$$

dove i_d e i_q sono le componenti della corrente di statore sugli assi d e q rispettivamente, e L_d , L_q le corrispondenti induttanze. Rappresentando il vettore di corrente in termini di ampiezza I_n e angolo α_{ie} misurato dall'asse d in direzione dell'asse q :

$$i_d = I_n \cos \alpha_{ie}$$

$$i_q = I_n \sin \alpha_{ie}$$

Usando il vettore corrente in coordinate polari come presentato, l'equazione della coppia diventa:

$$T_{em} = \frac{3}{4}p (L_d - L_q) I_n^2 \sin (2\alpha_{ie}) \quad (4.1)$$

Nell'ipotesi di linearità magnetica, in cui L_d e L_q sono costanti indipendenti dal punto di lavoro, la coppia risulta proporzionale a $\sin (2\alpha_{ie})$, quindi massima in corrispondenza di $\alpha_{ie} = 45^\circ$. Nella pratica, tuttavia, la saturazione del ferro lungo l'asse d riduce L_d al crescere di i_d , mentre L_q varia meno dato che il percorso del flusso di asse q è dominato dai contributi in aria delle barriere di flusso. La posizione effettiva del punto MTPA risulta pertanto traslata verso valori di α_{ie} maggiori di 45° in modo da contenere la saturazione di asse d riducendo la corrente i_d e preservando la differenza $(L_d - L_q)$ [13].

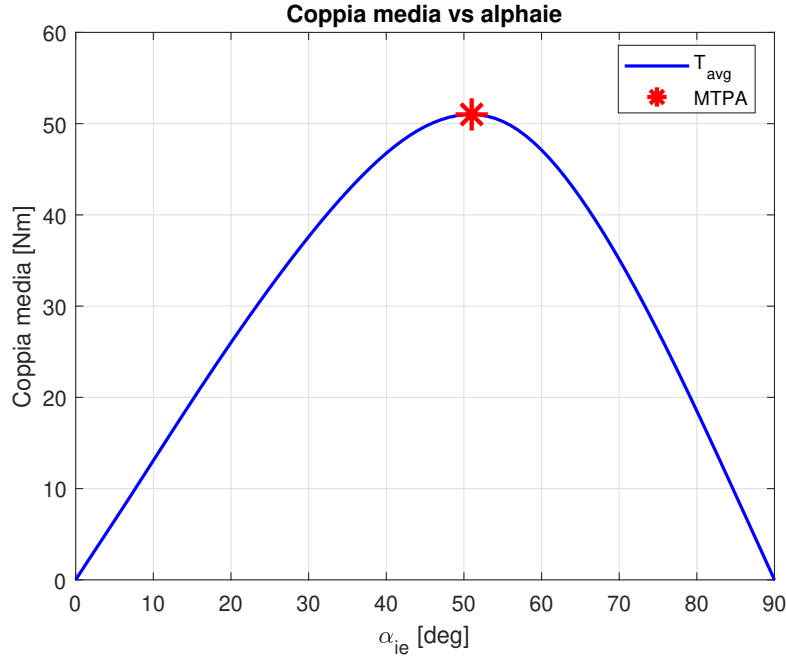


Figura 4.1: Andamento della coppia media in funzione dell'angolo di corrente α_{ie} , a corrente nominale costante; il marcatore indica il punto MTPA ($\alpha_{MTPA} \approx 51^\circ$, $T_{avg,MTPA} = 51$ N m).

L'individuazione del punto MTPA è stata effettuata mediante una variazione dell'angolo α_{ie} ad ampiezza di corrente costante, pari al valore nominale I_n ricavato nel Capitolo 3. Per ciascun valore di α_{ie} è stata eseguita una serie di simulazioni magnetostatiche al variare della posizione angolare del rotore su un periodo elettrico, da cui è stato estratto il valore medio della coppia elettromagnetica T_{avg} . L'angolo α_{ie} è stato variato nell'intera estensione utile da 0° a 90° . La Figura 4.1 riporta l'andamento della coppia media in funzione dell'angolo di corrente. Il punto MTPA viene quindi identificato in corrispondenza dell'angolo che massimizza la curva, $\alpha_{MTPA} \approx 51^\circ$, per il quale si ha una coppia media $T_{avg,MTPA} = 51$ N m.

Le simulazioni della sezione seguente vengono condotte imponendo l'angolo di corrente $\alpha_{ie} = \alpha_{MTPA}$.

4.2 CARATTERIZZAZIONE DELLA MACCHINA NEL MTPA

Una volta ricavato il punto di lavoro ottimale della macchina nella Sezione 4.1, si procede nella presente sezione con l'analisi della macchina al valore di corrente nominale I_n in corrispondenza dell'angolo $\alpha_{ie} = \alpha_{MTPA} \approx 51^\circ$. L'analisi è condotta mediante una serie

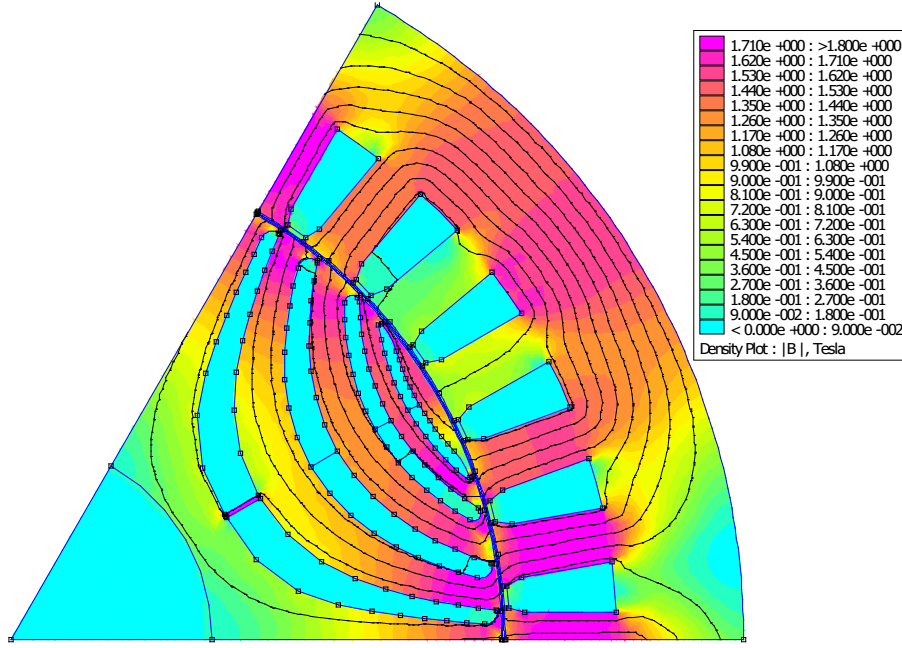
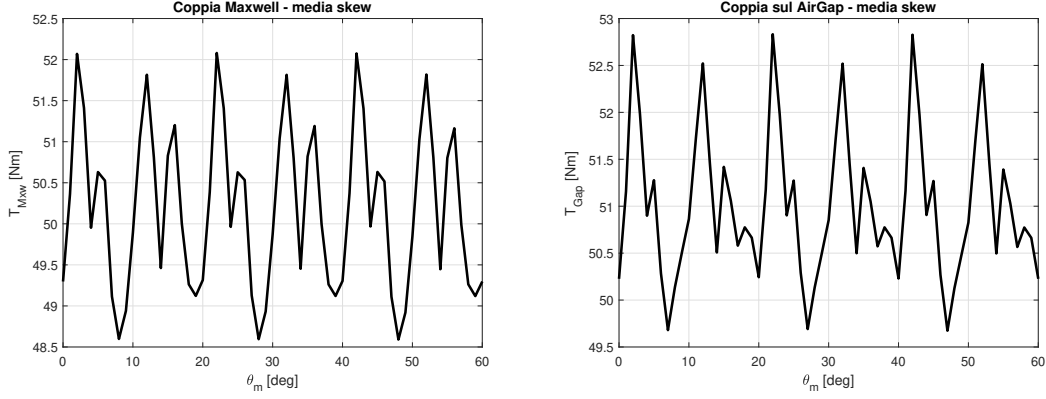


Figura 4.2: Distribuzione del modulo dell'induzione magnetica $|\vec{B}|$ sulla sezione trasversale del settore di simulazione al punto MTPA.

di simulazioni magnetostatiche FEM eseguite al variare della posizione del rotore su un passo polare, dalle quali vengono estratte due grandezze caratteristiche: la coppia elettromagnetica istantanea $T_{em}(\theta_m)$ e i flussi concatenati di statore $\lambda_A(\theta_m)$, $\lambda_B(\theta_m)$, $\lambda_C(\theta_m)$, $\lambda_d(\theta_m)$ e $\lambda_q(\theta_m)$.

L'analisi della coppia viene condotta con due configurazioni diverse: la prima con il pacco di lamierini di rotore completamente allineato lungo l'asse della macchina; la seconda con il pacco suddiviso in più fette assiali, mutuamente sfasate di un angolo scelto per attenuare la principale armonica dell'ondulazione di coppia. Lo skewing discreto è una tecnica consolidata per la riduzione del ripple di coppia; il diverso posizionamento angolare delle fette di rotore introduce una mediazione spaziale delle armoniche, riducendo significativamente l'ondulazione di coppia al prezzo di una penalizzazione della coppia media. Il confronto tra le due configurazioni consente di verificare l'efficacia dello skewing nella macchina progettata e di valutarne la convenienza. La Figura 4.2 riporta la distribuzione dell'induzione magnetica $|\vec{B}|$ sulla sezione trasversale del settore di simulazione al punto MTPA. La rappresentazione a colori identifica le zone maggiormente sollecitate, si nota infatti che i denti di statore e i ponticelli di rotore lavorano in prossimità del valore limite $\hat{B}_t = 1.8 \text{ T}$.

4.2.1 COPPIA IN FUNZIONE DELLA POSIZIONE DEL ROTORE SENZA SKEWING



(a) Coppia istantanea calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell.

(b) Coppia istantanea calcolata mediante l'integrale sull'airgap.

Figura 4.3: Andamento della coppia istantanea al variare della posizione del rotore θ_m calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell $T_{em,Maxwell}$ e l'integrale sull'airgap $T_{em,Airgap}$.

L'analisi della coppia elettromagnetica viene condotta mediante una sequenza di N_{θ_m} simulazioni magnetostatiche FEM, eseguite variando la posizione angolare del rotore θ_m su un passo polare corrispondente, per la configurazione adottata, all'intervallo $[0^\circ, 60^\circ]$ meccanici. La simulazione viene svolta imponendo la corrente di statore I_n con angolo α_{MTPA} in modo tale da estrarre la coppia istantanea nella migliore condizione di funzionamento. Le Figure 4.3a e 4.3b riportano l'andamento della coppia istantanea $T_{em}(\theta_m)$ al variare della posizione angolare del rotore, per la configurazione con il pacco lamellare di rotore senza sfasamenti assiali necessari a realizzare lo skewing. L'andamento è caratterizzato da valori medi $T_{em,Maxwell} = 50.20 \text{ Nm}$ e $T_{em,Airgap} = 51.01 \text{ Nm}$, a cui si sovrappone un'ondulazione periodica dalla quale si ricava un ripple, definito secondo la (3.34), pari a $T_{ripple,Maxwell} = 7\%$ e $T_{ripple,Airgap} = 6.2\%$. Il ripple è principalmente causato dall'interazione tra le aperture di cava di statore e la distribuzione delle barriere di flusso del rotore.

Il confronto tra le due curve $T_{em,Maxwell}(\theta_m)$ e $T_{em,Airgap}(\theta_m)$ mostra un buon accordo su tutto l'intervallo, con una discrepanza sul valore medio di circa 0.81 Nm . Il ripple risulta superiore al 4.71% atteso dall'ottimizzazione a causa dell'arrotondamento delle grandezze di statore e degli angoli di posizionamento delle barriere di rotore, introdotto per rendere la geometria simulata il più possibile vicina a quella effettivamente realizzabile.

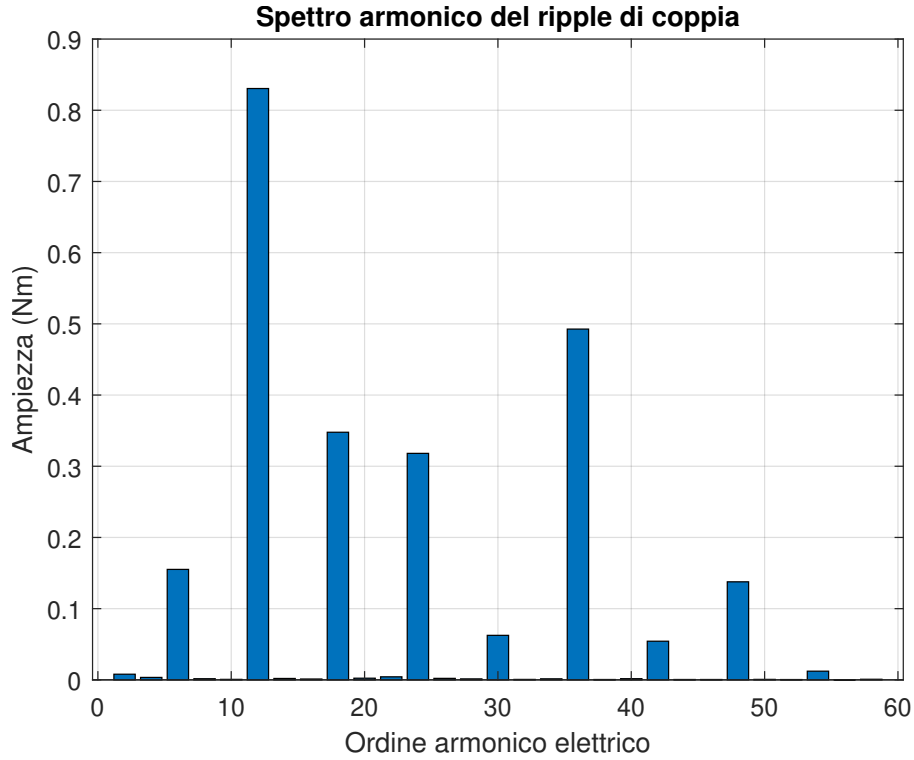


Figura 4.4: Spettro armonico del ripple di coppia nella configurazione senza skewing.

Dato che il valore supera il 5%, limite che viene solitamente considerato per le applicazioni veicolari, si decide di procedere con uno skewing discreto del pacco lamellare di rotore.

Per osservare le componenti armoniche del ripple di coppia viene eseguita una decomposizione in serie di Fourier su un periodo elettrico completo del segnale $T_{Airgap}(\theta_m) - T_{em,Airgap}$, ovvero sull'ondulazione di coppia al netto del valore medio. La Figura 4.4 riporta lo spettro armonico risultante. L'analisi evidenzia la dominanza delle armoniche di ordine elettrico 12, 18, 24 e 36, con la dodicesima componente nettamente predominante. Quest'ultima coincide con l'armonica di cava, il cui ordine elettrico vale $Q/p = 36/3 = 12$ e che rappresenta la principale sorgente di ondulazione nelle macchine a riluttanza con cave semichiuse.

4.2.2 COPPIA IN FUNZIONE DELLA POSIZIONE DEL ROTORE CON SKEWING

Per attenuarne il contenuto armonico evidenziato in Figura 4.4 si applica al rotore uno skewing discreto del pacco lamellare [20]. Sfruttando N fette, per la mitigazione dell'armonica w , si realizza uno sfasamento meccanico tra i pacchi successivi pari a:

$$\theta_{w,mec} = \frac{360^\circ}{p N w} \quad (4.2)$$

Sono state valutate due strategie alternative: la riduzione della 6^a armonica (componente dominante) o della 12^a (corrispondente al classico skewing di una cava di statore, in quanto principale armonica della coppia di dentatura).

La mitigazione della 6^a armonica richiede un $\theta_{w,mec} = 5^\circ$ con $N = 4$ fette ($\bar{\theta}_{w,mec} = [-7.5^\circ, -2.5^\circ, 2.5^\circ, 7.5^\circ]$). A seguito della simulazione di questa configurazione si ottiene una riduzione del valore medio di coppia a $T_{em,Airgap} = 40.76 \text{ N m}$ (perdita di $\approx 20\%$) a fronte di una riduzione irrisoria del ripple $T_{ripple,Airgap} = 5.5\%$. Tale penalizzazione è incompatibile con la coppia nominale desiderata $T_n = 45.5 \text{ N m}$ ricavata dal ciclo di guida nel Capitolo 2 e inoltre il ripple rimane superiore al limite del 5%. La strategia viene pertanto scartata.

La riduzione della 12^a armonica richiede un $\theta_{w,mec} = 2.5^\circ$ con $N = 4$ fette:

$$\bar{\theta}_{w,mec} = [-3.75^\circ, -1.25^\circ, 1.25^\circ, 3.75^\circ],$$

oppure $\theta_{w,mec} = 2^\circ$ con $N = 5$ fette:

$$\bar{\theta}_{w,mec} = [-4^\circ, -2^\circ, 0^\circ, 2^\circ, 4^\circ].$$

A seguito della simulazione di entrambe le configurazioni è possibile affermare che:

- l'utilizzo di $N = 4$ fette consente la riduzione del ripple a $T_{ripple,Airgap} = 2.3\%$ (-63%), a fronte di una penalizzazione di 2.89 N m sul valore medio che si riduce a $T_{em,Airgap} = 48.12 \text{ N m}$ (-5.7%);
- l'utilizzo di $N = 5$ fette consente la riduzione del ripple a $T_{ripple,Airgap} = 1.2\%$ (-81%), a fronte di una penalizzazione di 2.96 N m sul valore medio che si riduce a $T_{em,Airgap} = 48.05 \text{ N m}$ (-5.8%).

Pertanto data la maggiore riduzione dell'ondulazione a parità di spesa in termini di valore medio si decide di proseguire l'analisi sfruttando la strategia di mitigazione della 12^a

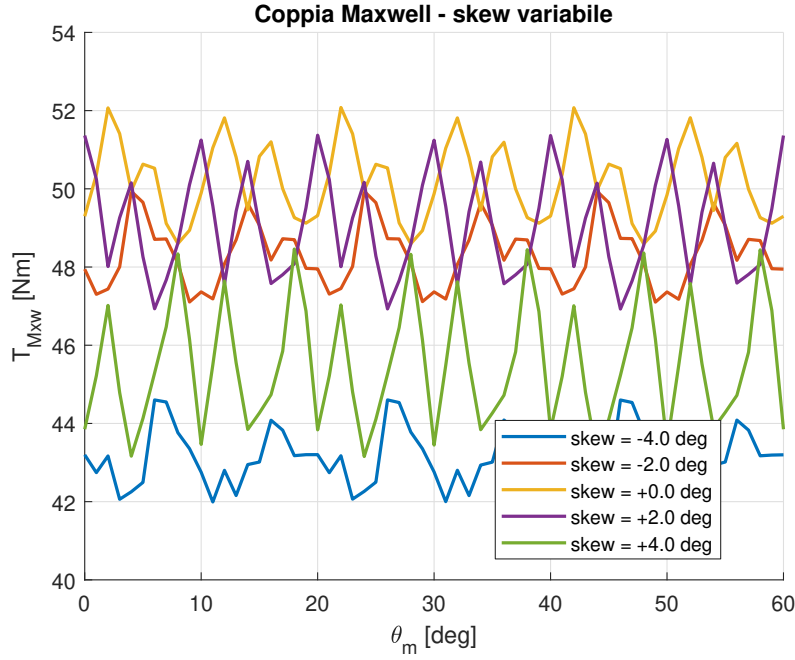


Figura 4.5: Andamento della coppia istantanea $T_{em,Maxwell}$ per ciascuna delle cinque fette del pacco rotorico al variare della posizione del rotore θ_m calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell.

armonica con $N = 5$ fette e sfasate tra loro di 2° .

Le Figure 4.5 e 4.6 riportano l'andamento della coppia istantanea $T_{em}(\theta_m)$ al variare della posizione angolare del rotore per ogni fetta del pacco rotorico. La variazione del valore medio attorno al quale oscillano le varie curve è dovuta al diverso posizionamento del riferimento sincrono dq di ogni fetta di rotore rispetto all'asse della fase A di statore. Questo comporta che la fetta centrale, ovvero quella con sfasamento nullo, è l'unica in grado di funzionare nel punto MTPA. Le Figure 4.7 e 4.8 riportano l'andamento della coppia istantanea $T_{em}(\theta_m)$ mediata sulle cinque fette al variare della posizione angolare del rotore. L'operazione consiste nel sommare, per ciascuna posizione θ_m , i contributi di coppia delle N fette e nel dividere la somma per N , realizzando una media spaziale. La Figura 4.9 riporta lo spettro armonico risultante a seguito dello skewing discreto realizzato. Poiché la scala delle ordinate è la stessa della Figura 4.4, è immediato apprezzare la riduzione delle ampiezze armoniche ottenuta con lo sfasamento assiale discreto delle cinque fette.

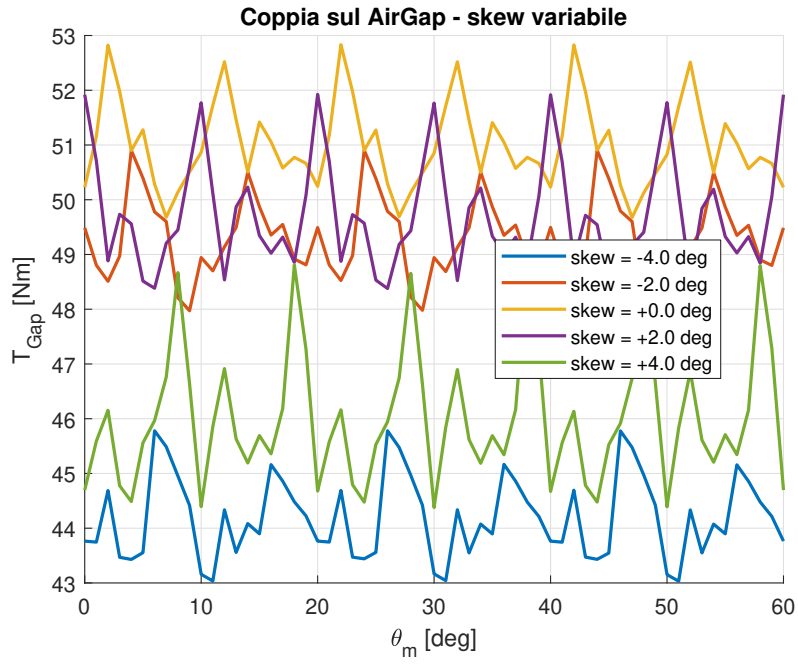


Figura 4.6: Andamento della coppia istantanea $T_{em,Airgap}$ per ciascuna delle cinque fette del pacco rotorico al variare della posizione del rotore θ_m calcolata mediante l'integrale sull'airgap.

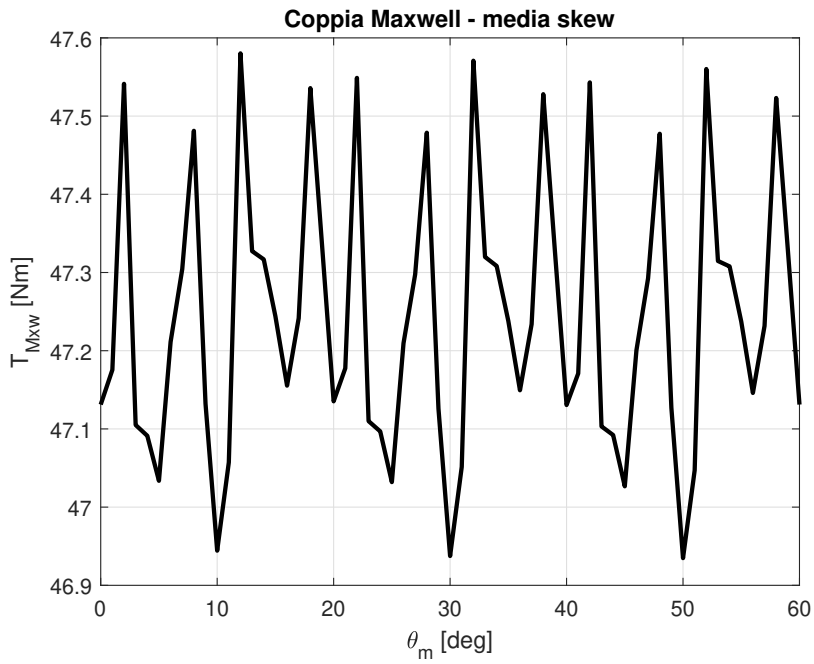


Figura 4.7: Andamento della coppia istantanea $T_{em,Maxwell}$ mediata sulle cinque fette al variare della posizione del rotore θ_m calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell.

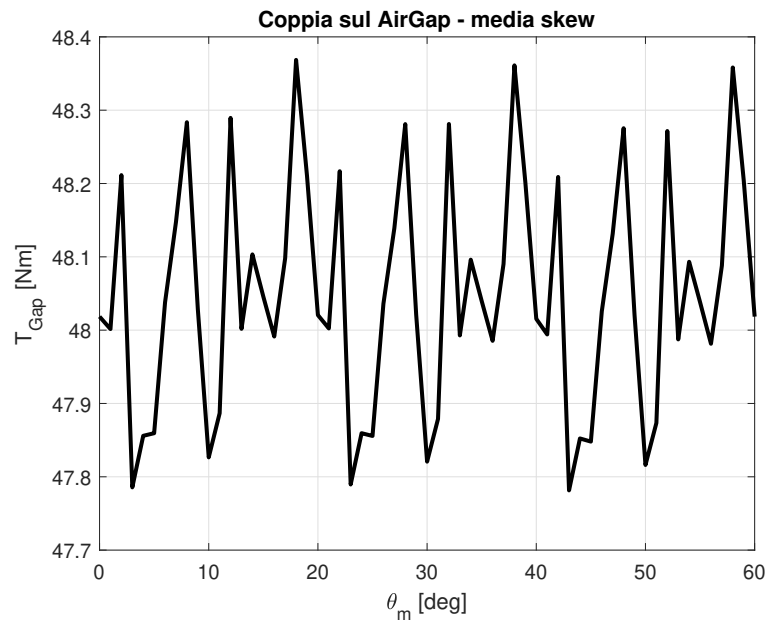


Figura 4.8: Andamento della coppia istantanea $T_{em,Airgap}$ mediata sulle cinque fette al variare della posizione del rotore θ_m calcolata mediante l'integrale sull'airgap.

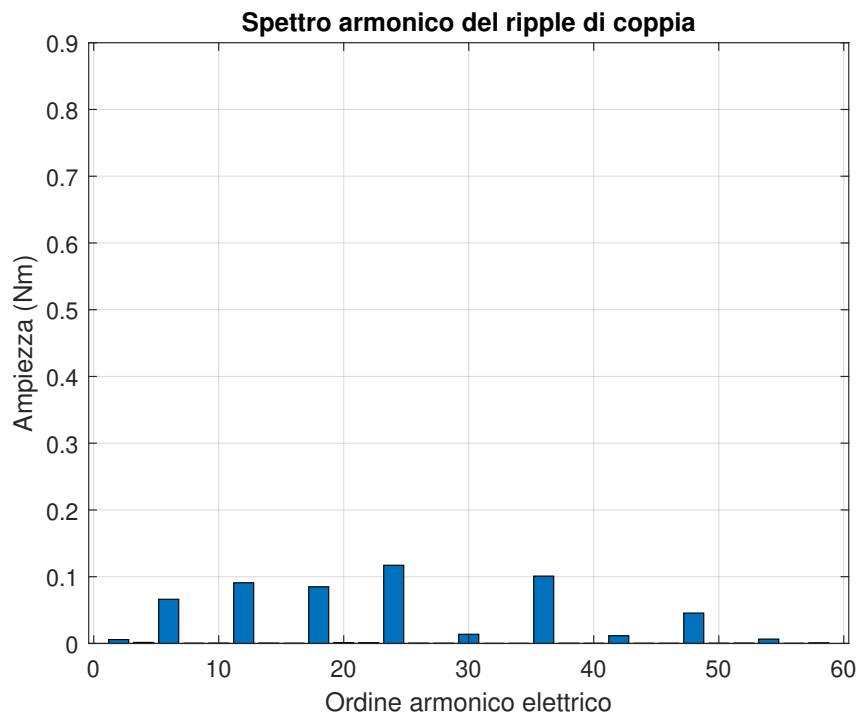


Figura 4.9: Spettro armonico del ripple di coppia nella configurazione con skewing discreto per l'attenuazione della 12^a armonica.

4.3 CARATTERISTICA ESTERNA COPPIA-VELOCITÀ

La caratteristica esterna coppia-velocità identifica il dominio operativo del motore nel piano (n, T) e descrive l'evoluzione della massima coppia erogabile in funzione della velocità di rotazione, nel rispetto dei vincoli di corrente e tensione imposti dall'alimentazione. La determinazione di tale caratteristica costituisce un passaggio essenziale per la valutazione del motore rispetto alle specifiche di trazione: la curva $T_{max}(n)$ definisce l'involuppo delle prestazioni in sovraccarico transitorio, mentre la $T_{nom}(n)$ rappresenta il regime continuativo termicamente sostenibile. Le corrispondenti curve di potenza $P(n) = T(n) \cdot \omega_m$ consentono inoltre la verifica del vincolo normativo europeo di potenza massima erogabile $P_{max} \leq 15 \text{ kW}$ per la categoria di veicoli L7e-CP.

Il risolutore FEM è limitato ai problemi magnetostatici; di conseguenza, l'effetto della velocità di rotazione non interviene direttamente nelle equazioni di campo, ma solo come parametro nei vincoli elettrici di alimentazione. È quindi possibile separare l'analisi in due fasi:

1. mappatura del motore nel piano (I_d, I_q) mediante simulazioni FEM;
2. analisi analitica a posteriori, in cui per ciascun valore di velocità si ricerca il punto operativo a coppia massima in funzione dei vincoli.

Le analisi della presente sezione e della successiva Sezione 4.4 sono riferite alla configurazione di rotore priva di skewing: la mappatura nel piano (I_d, I_q) richiede un numero elevato di simulazioni e l'inclusione delle cinque fette sfasate ne moltiplicherebbe il costo computazionale. L'effetto dello skewing, quantificato nella Sezione 4.2.2, viene reintrodotta nella configurazione finale analizzata nella Sezione 4.5.

La metodologia adottata segue lo schema per il calcolo delle mappe magnetiche e di rendimento per motori elettrici sviluppato dall'Università di Padova in [21], basato su simulazioni FEM nel piano (I_d, I_q) e la successiva valutazione analitica dei vincoli di alimentazione in funzione della velocità.

4.3.1 MAPPATURA DEL MOTORE NEL PIANO (I_d, I_q)

La mappatura del motore nel piano (I_d, I_q) è ottenuta mediante una griglia di punti equispaziati $N_{I_d} \times N_{I_q} = 17 \times 17$ per ciascuno dei quali viene svolta una serie di simulazioni FEM. Il limite superiore della griglia è fissato pari al valore di picco della corrente di sovraccarico $I_{max,peak} = 2I_{n,peak} = 350\sqrt{2} \approx 495 \text{ A}$, allo scopo di coprire l'intera regione

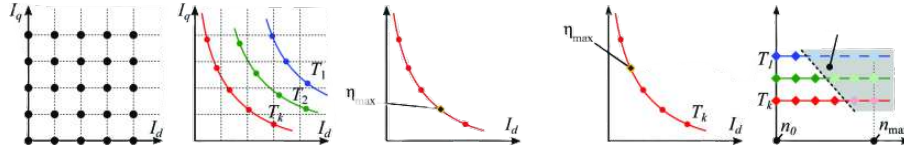


Figura 4.10: Processo di mappatura del motore nel piano (I_d, I_q) per ricavare la caratteristica esterna e la mappa di rendimento del motore in esame secondo la metodologia presentata in [21] (figura adattata da [21]).

operativa, comprese le condizioni di sovraccarico transitorio.

Per ciascun nodo (I_d, I_q) della griglia viene eseguita una serie di simulazioni magnetostatiche al variare della posizione angolare di rotore (θ_m) su un semipasso polare, da cui si estraggono i valori medi della coppia $T(I_d, I_q)$ e dei flussi concatenati di asse d e q , $\lambda_d(I_d, I_q)$ e $\lambda_q(I_d, I_q)$, oltre alla media delle induzioni di picco nei denti $B_{max,t}(I_d, I_q)$ e nella corona di statore $B_{max,bi}(I_d, I_q)$. Queste ultime necessarie alla stima delle perdite ferro impiegata nella Sezione 4.4 per la mappa di rendimento.

La scelta di un semipasso polare (30° meccanici, 90° elettrici), inferiore al passo polare completo impiegato nella Sezione 4.2 per l'analisi dell'ondulazione, è dettata dal costo computazionale: una serie di simulazioni magnetostatiche va ripetuta per ciascuno dei 289 nodi della griglia, e dimezzare l'escursione di θ_m dimezza il numero di risoluzioni per nodo. L'intervallo resta comunque sufficiente per l'estrazione dei valori medi, poiché contiene un numero intero di periodi dell'armonica di cava ($3 \times 10^\circ$ meccanici).

La procedura adottata segue le quattro fasi descritte in [21] e riportate in Figura 4.10: (i) campionamento uniforme del piano (I_d, I_q) mediante FEM magnetostatici, (ii) determinazione delle curve a coppia costante nello stesso piano, (iii) identificazione del punto operativo a massima efficienza per ogni livello di coppia e frequenza, (iv) traduzione dei risultati nel piano (T, n) con sovrapposizione dei vincoli di alimentazione. Le fasi (i) e (ii) sono affrontate nella presente sezione, mentre le fasi (iii) e (iv) sono sviluppate nella Sezione 4.4 per la determinazione della mappa di rendimento.

4.3.2 LIMITI DI TENSIONE E DI CORRENTE

L'identificazione del dominio operativo richiede la conoscenza delle tensioni nel riferimento dq :

$$V_d = R_s I_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q \quad (4.3)$$

$$V_q = R_s I_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \lambda_d \quad (4.4)$$

dove R_s è la resistenza di fase di statore e $\omega_e = p \omega_m$ è la pulsazione elettrica. Trascurando le derivate temporali dei flussi (regime stazionario) le formule diventano:

$$V_d = R_s I_d - \omega_e \lambda_q \quad (4.5)$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_e \lambda_d \quad (4.6)$$

Il modulo del vettore tensione $|\vec{V}_{dq}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ rappresenta il valore di picco della tensione di fase richiesta in uno specifico punto operativo. Tale grandezza è confrontata con il limite di tensione imposto dall'inverter, come descritto nella sottosezione seguente.

LIMITE DI TENSIONE

L'inverter trifase alimenta il motore con la tecnica di modulazione vettoriale (Space Vector Modulation, SVM), che garantisce nella regione di modulazione lineare un valore di picco della tensione di fase pari a:

$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (4.7)$$

dove $V_{DC} = 48 \text{ V}$ è la tensione del DC-bus dell'applicazione, dunque $V_{max} \approx 27.7 \text{ V}$ [22]. Tale limite è confrontato con il modulo del vettore tensione nel sistema dq .

Il vincolo di tensione si traduce nella relazione:

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_{max} \quad (4.8)$$

nella quale, sostituendo le (4.5) e (4.6), il vincolo diventa una limitazione sul punto (I_d, I_q) in funzione della velocità ω_e e dei flussi $\lambda_d(I_d, I_q)$, $\lambda_q(I_d, I_q)$ ricavati dalla mappa magnetica.

LIMITE DI CORRENTE

La corrente di fase è limitata dal vincolo termico dell'avvolgimento di statore e dalla capacità di gestione dell'inverter. Si definiscono due livelli operativi distinti:

- $I_{n,rms} = 175 \text{ A}$, con corrispondente valore di picco $I_{n,peak} = 175\sqrt{2} \approx 247.5 \text{ A}$, è il valore continuativo nominale;
- $I_{max} = 2 I_n$, picco $I_{max,peak} \approx 495 \text{ A}$, è il valore in sovraccarico transitorio.

Il valore continuativo nominale $I_{n,rms} = 175 \text{ A}$ è stato fissato nel dimensionamento preliminare (Capitolo 3) e mantenuto invariato in tutte le analisi del presente capitolo. Esso corrisponde a una densità di corrente $J \approx 9.2 \text{ A mm}^{-2}$, inferiore al valore di progetto $J = 10 \text{ A mm}^{-2}$, ed è quindi assunto come stima cautelativa del regime termicamente sostenibile. La determinazione rigorosa della corrente continuativa ammissibile richiederebbe un'analisi termica accoppiata, non sviluppata in questo lavoro e indicata tra gli sviluppi futuri.

La condizione di sovraccarico (tipicamente $2I_n$) costituisce la base per il dimensionamento dell'involuppo di coppia in fase di accelerazione del veicolo. Il vincolo di corrente viene espresso nel piano (I_d, I_q) come:

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{lim} \quad (4.9)$$

con $I_{lim} = I_{n,peak}$ per la determinazione dell'involuppo nominale e $I_{lim} = I_{max,peak}$ per l'involuppo di picco.

4.3.3 DETERMINAZIONE DELLA CARATTERISTICA ESTERNA

Per ciascun valore di velocità nell'intervallo $n \in [0, 3110] \text{ rpm}$ in analisi si determina il punto operativo (I_d^*, I_q^*) che massimizza la coppia entro i vincoli precedentemente presentati.

$$(I_d^*, I_q^*) = \arg \max_{(I_d, I_q)} T(I_d, I_q) \quad \text{soggetto a} \quad \dots \begin{cases} \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{lim} \\ \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_{max} \end{cases} \quad (4.10)$$

La risoluzione viene svolta per via numerica mediante interpolazione bilineare su una griglia di 1000×1000 punti, in quanto la mappa magnetica originaria è costituita da soli $N_{I_d} \times N_{I_q} = 17 \times 17$ nodi, per limitare il costo computazionale. Su questa nuova griglia viene svolta una ricerca esaustiva del massimo valore di coppia entro i vincoli. L'infittimento è necessario per evitare le discontinuità a gradino nella curva $T(n)$ dovute al salto

del punto ottimo tra nodi adiacenti della mappa grossolana. L'analisi è condotta separatamente per i due inviluppi $T_{nom}(n)$ e $T_{max}(n)$, applicando rispettivamente $I_{lim} = I_{n,peak}$ e $I_{lim} = I_{max,peak}$.

4.3.4 RISULTATI E DISCUSSIONE

La Figura 4.11 riporta le curve $T(n)$ e $P(n)$ ottenute con la procedura appena descritta. Le linee continue rappresentano l'inviluppo nominale, quelle tratteggiate l'inviluppo di picco. La caratteristica esibisce i tre regimi tipici degli azionamenti brushless sincroni AC classificati da Soong e Miller in [23]:

- **Regione a coppia costante** ($0 \leq n \leq n_{base}$): a bassa velocità l'unico vincolo attivo è quello di corrente e il punto operativo coincide con il punto MTPA già identificato, che nel piano (I_d, I_q) corrisponde al punto di tangenza tra la circonferenza limite di corrente e l'iperbole a coppia costante (punto A in [23, Fig. 5]). La coppia rimane costante al valore massimo erogabile per il dato limite di corrente e la potenza cresce linearmente con la velocità [23];
- **Deflussaggio con corrente e tensione al limite** ($n_{base} \leq n \leq n_{MTPV}$): superata la velocità base, l'ellisse che identifica il limite di tensione si restringe al crescere della velocità e il punto di lavoro scivola lungo l'intersezione tra la circonferenza di corrente e l'ellisse di tensione (segmento A $\rightarrow$ B in [23, Fig. 5]). Il vettore di corrente mantiene la sua ampiezza invariata mentre l'angolo varia, riducendo I_d e aumentando I_q , in modo da contenere il modulo $|\vec{V}_{dq}| \leq V_{max}$. La coppia decresce con la velocità, mentre la potenza raggiunge un massimo nelle vicinanze di n_{base} per poi decrescere gradualmente. Ciò è coerente con quanto dimostrato in [23] per i SynRM a salienza finita, nei quali la potenza non si mantiene costante in deflussaggio, a differenza del caso ideale a salienza infinita.
- **Regione MTPV** ($n \geq n_{MTPV}$): a velocità elevata il punto operativo abbandona la circonferenza di corrente e segue la traiettoria a Maximum Torque per Voltage (segmento B $\rightarrow$ C in [23, Fig. 5]), di conseguenza l'unico vincolo rimanente risulta quello di tensione. In tale condizione, sia la coppia che la potenza decrescono progressivamente [23]. La regione MTPV non compare nell'inviluppo nominale perché, lungo la circonferenza a I_{nom} , l'intersezione con la traiettoria MTPV corrisponderebbe a una velocità superiore alla massima analizzata ($n_{max} = 3110$ rpm): il punto operativo resta quindi sull'intersezione tra circonferenza di corrente ed ellisse di tensione in tutto l'intervallo considerato. Per l'inviluppo di picco, invece, operare a $I_{max} = 2I_{nom}$ riduce la velocità alla quale si raggiunge la condizione MTPV, portandola all'interno dell'intervallo analizzato.

I valori caratteristici della macchina estratti dalla caratteristica esterna sono riassunti nella Tabella 4.1.

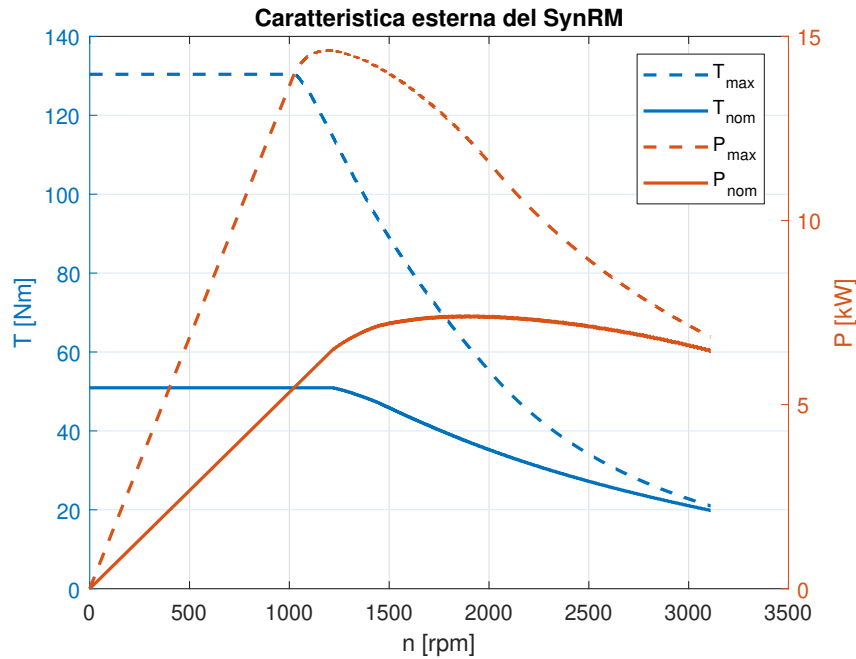


Figura 4.11: Caratteristica esterna del motore senza lo skewing del pacco rotorico: andamento della coppia $T(n)$ (asse di sinistra) e della potenza $P(n)$ (asse di destra) per gli involucri nominale (curve continue) e di picco (curve tratteggiate).

Grandezza	Involuppo nominale	Involuppo di picco
T_{max} [N m]	50.9	130.4
n_{base} [rpm]	1222	1008
P_{max} [kW]	7.41	14.63
$n_{P_{max}}$ [rpm]	1897	1204

Tabella 4.1: Valori caratteristici ricavati dalla caratteristica esterna del motore, configurazione senza skewing.

VELOCITÀ BASE

La velocità base ottenuta dall'analisi risulta inferiore al valore di progetto di 1500 rpm derivante dal dimensionamento preliminare svolto nel Capitolo 3.

Tale differenza è imputabile all'aumento della lunghezza del pacco lamellare, portata da $L_{stk,0} \approx 101$ mm del dimensionamento iniziale a $L_{stk} = 130$ mm nella configurazio-

ne finale: poiché il flusso concatenato cresce linearmente con L_{stk} a parità di induzione al traferro, la velocità base si riduce in proporzione. Tenendo conto anche del margine di tensione del 5% adottato nel dimensionamento preliminare (3.9), il valore atteso per l'inviluppo nominale è:

$$n_{base} = \frac{1500}{0.95} \frac{L_{stk,0}}{L_{stk}} = \frac{1500}{0.95} \frac{101}{130} \approx 1226 \text{ rpm}$$

in ottimo accordo con il dato dell'inviluppo nominale $n_{base,nom} \approx 1222 \text{ rpm}$ ottenuto dall'analisi. Nell'inviluppo di picco la velocità base risulta inferiore ($n_{base,max} \approx 1008 \text{ rpm}$) per effetto della corrente doppia, che produce un flusso concatenato maggiore.

CAMPO DI VELOCITÀ

Il campo di velocità effettivo del motore, ovvero il rapporto tra la velocità massima di esercizio e la velocità base, risulta

$$CPSR_{nom} = \frac{n_{max}}{n_{base,nom}} = \frac{3110}{1222} \approx 2.54:1$$

$$CPSR_{max} = \frac{n_{max}}{n_{base,max}} = \frac{3110}{1008} \approx 3.08:1$$

Questi valori sono in linea con l'intervallo $2 \rightarrow 3:1$ riportato da Soong e Miller per SynRM reali a barriere multiple [23], confermando la coerenza del progetto con le limitazioni intrinseche della topologia.

TRAJETTORIE OPERATIVE NEL PIANO (I_d, I_q)

La corrispondenza tra le regioni operative della caratteristica esterna e la dinamica del vettore di corrente è illustrata dalla Figura 4.12, che riporta le traiettorie dei punti operativi ottimali nel piano (I_d, I_q) per i due inviluppi. Per l'inviluppo di picco si riconoscono le tre fasi descritte: il punto di partenza MTPA sulla circonferenza I_{max} , lo spostamento lungo la circonferenza al crescere della velocità per il deflussaggio, e la deviazione verso la traiettoria MTPV ad alta velocità. La traiettoria nominale parte dal punto MTPA, percorre l'intersezione tra circonferenza di corrente ed ellisse di tensione e non raggiunge mai la traiettoria MTPV nell'intervallo analizzato. La Figura 4.12 risulta in accordo con il diagramma per SynRM proposto da Soong e Miller in [23, Fig. 7].

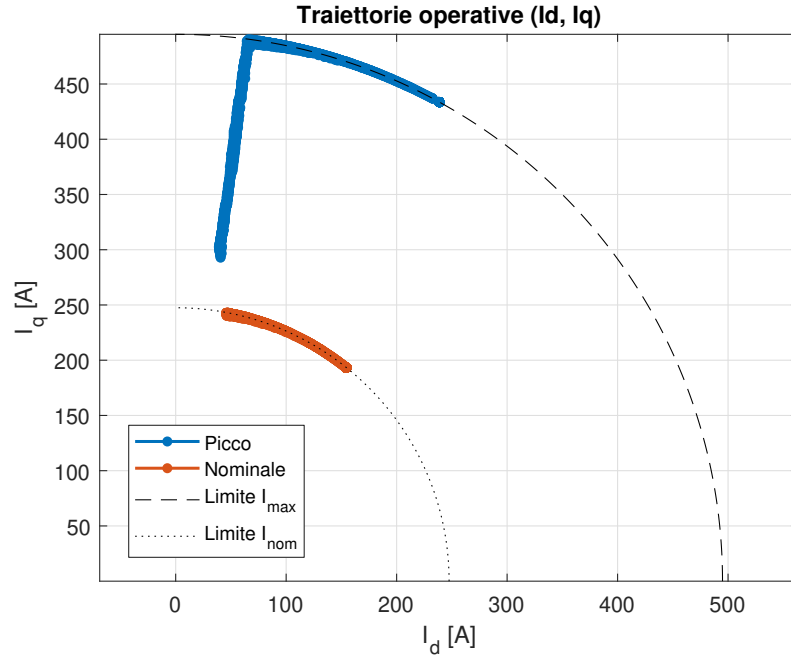


Figura 4.12: Traiettorie dei punti operativi ottimali nel piano (I_d, I_q) per i due involucri; la circonferenza tratteggiata e quella puntinata indicano rispettivamente i limiti di corrente I_{max} e I_{nom} .

4.4 MAPPA DI RENDIMENTO

La mappa di rendimento è una rappresentazione mediante isolivelli del rendimento η nel piano coppia-velocità (T, n) e costituisce lo strumento principale per valutare l'efficienza energetica del motore sull'intero dominio operativo. Ogni punto della mappa corrisponde al punto di lavoro nel piano (I_d, I_q) che massimizza il rendimento per un dato livello di coppia e velocità, all'interno dei vincoli di corrente e tensione introdotti nella Sezione 4.3.2.

4.4.1 METODOLOGIA DI CALCOLO

La mappa di rendimento si basa sulla stessa mappatura magnetica nel piano (I_d, I_q) descritta nella Sezione 4.3.1, che ha già fornito, per ciascun nodo della griglia: la coppia, i flussi concatenati λ_d e λ_q e le induzioni di picco nei denti $B_{max,t}$ e nella corona $B_{max,bi}$. Come anticipato in quella sezione e illustrato nella Figura 4.10, la determinazione della mappa di rendimento corrisponde alle fasi (iii) e (iv) della procedura di [21].

Nella fase (iii) per ciascun livello di coppia T_k e per ciascun valore di velocità n , il rendimento η viene calcolato in ogni punto della curva a coppia costante nel piano (I_d, I_q) . Tra tutti i punti che soddisfano i vincoli di corrente e di tensione alla velocità considerata, viene selezionato quello a rendimento massimo.

Nella fase (iv) i punti selezionati nella fase (iii) vengono riportati nel piano (T, n) ; ripetendo la procedura per tutti i livelli di coppia dell'intervallo analizzato si ottiene la mappa di rendimento completa come grafico in isolivelli.

Il rendimento viene calcolato considerando le sole perdite nel rame P_{Cu} e nel ferro P_{Fe} :

$$\eta(T_k, n) = \frac{P_{em}}{P_{el}} = \frac{T_k \omega_m}{T_k \omega_m + P_{Cu} + P_{Fe}} \quad (4.11)$$

dove $P_{em} = T_k \omega_m$ è la potenza elettromagnetica convertita e $P_{el} = P_{em} + P_{Cu} + P_{Fe}$ la potenza elettrica assorbita dal motore. Le perdite meccaniche per attrito e ventilazione non vengono incluse nel bilancio per coerenza di rappresentazione: sia la coppia T_k della mappa sia la caratteristica esterna a essa sovrapposta rappresentano la coppia elettromagnetica al traferro e non la coppia meccanica all'albero; includere P_{mec} nel solo bilancio di potenza, senza depurare la coppia rappresentata, introdurrebbe un'incongruenza tra le grandezze del piano (T, n) . Il rendimento espresso dalla (4.11) costituisce pertanto il mero rendimento elettromagnetico della macchina e rappresenta una stima per lieve eccesso del rendimento complessivo.

MODELLO DELLE PERDITE

Il rendimento della (4.11) è valutato considerando le perdite nel rame e nel ferro di statore. Le prime sono calcolate a partire dalle componenti di corrente di asse d e q :

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad (4.12)$$

dove $R_s = 2.9 \text{ m}\Omega$ è la resistenza di fase di statore, valutata in corrente continua alla temperatura di riferimento di 120°C (conducibilità del rame $\sigma_{Cu} = 41.5 \times 10^6 \text{ S m}^{-1}$). L'effetto pelle è trascurabile: alla massima frequenza di esercizio (155 Hz a 3110 rpm) lo spessore di penetrazione nel rame è molto maggiore del diametro dei fili elementari (0.9 mm), per cui la resistenza in alternata coincide con quella in continua.

Le perdite nel ferro sono stimate separatamente per i denti e per la corona di statore a

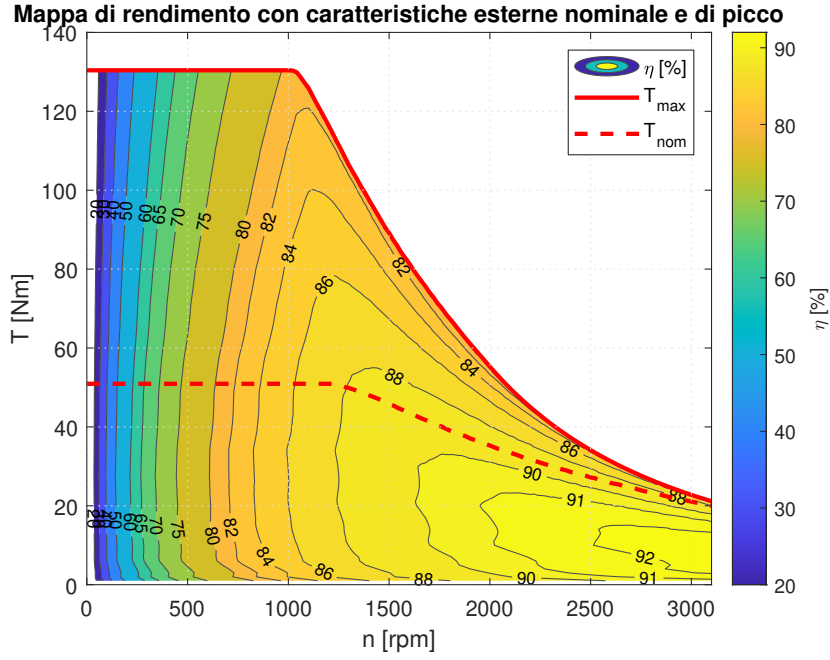


Figura 4.13: Mappa di rendimento $\eta(T, n)$ del SynRM con la geometria originale (lamierino M530-50A, $L_{stk} = 130$ mm, rotore senza skewing). In sovrapposizione: inviluppo di picco (linea rossa continua) e inviluppo nominale (linea rossa tratteggiata).

partire dai valori di picco dell'induzione $B_{max,t}$ e $B_{max,bi}$ estratti dalla mappa magnetica:

$$P_{Fe} = k_{magg} p_{spec} \left(\frac{B_{max}}{B_{rif}} \right)^2 \left[k_h \frac{f}{f_{rif}} + k_e \left(\frac{f}{f_{rif}} \right)^2 \right] m_{Fe} \quad (4.13)$$

con cifra di perdita di riferimento $p_{spec} = 5.3 \text{ W kg}^{-1}$ a $B_{rif} = 1.5 \text{ T}$ e $f_{rif} = 50 \text{ Hz}$, ripartita tra il termine di isteresi (lineare in frequenza, coefficiente $k_h = 0.7$) e il termine per correnti parassite (quadratico in frequenza, coefficiente $k_e = 0.3$). Per tenere conto del degrado introdotto dalle lavorazioni (tranciatura, impacchettamento) si adottano i coefficienti di maggiorazione $k_{magg,t} = 2$ per i denti e $k_{magg,bi} = 1.5$ per la corona, applicati in via cautelativa.

4.4.2 RISULTATI

La Figura 4.13 riporta la mappa di rendimento del motore nella geometria originale, anch'essa riferita al rotore senza skewing, con in sovrapposizione le curve della caratteristica esterna ricavate nella Sezione 4.3. Scorrendo la mappa lungo l'asse delle velocità si osser-

va un andamento governato dal bilanciamento tra le perdite nel rame e quelle nel ferro, il cui peso relativo si inverte passando dalla zona a bassa velocità al deflussaggio. A basse velocità le perdite nel rame, proporzionali a $I_d^2 + I_q^2$, dominano il bilancio in quanto la corrente di fase nel punto MTPA è pari al suo valore massimo; mentre le perdite nel ferro crescono con la frequenza elettrica $\omega_e = p \omega_m$, che in questo intervallo è ancora contenuta. Questo effetto è amplificato nella zona di sovraccarico ($T \rightarrow T_{max}, I_{max} = 2 I_{nom}$), dove la dipendenza quadratica di P_{Cu} dalla corrente penalizza ulteriormente il rendimento rispetto all'inviluppo nominale, alla stessa velocità. Superata la velocità base, il quadro si modifica: il rendimento aumenta nelle zone con corrente minore, mentre le perdite nel ferro crescono con la frequenza fino a diventare il contributo dominante. L'effetto netto è uno spostamento del luogo dei punti a massimo rendimento verso valori di coppia via via più bassi al crescere della velocità.

Il rendimento massimo ottenibile è $\eta = 92\%$. Tale valore, contenuto per una macchina di questa categoria, trova spiegazione in due fattori legati all'applicazione e alle assunzioni cautelative adottate: l'alimentazione a 48 V, che a parità di potenza impone correnti elevate e quindi perdite Joule significative; la taglia ridotta del motore, per la quale le perdite nel ferro incidono in proporzione maggiore sulla potenza convertita. Considerata l'applicazione di destinazione, un rendimento contenuto penalizzerebbe l'autonomia del LEV con la presente alimentazione rispetto alle alternative attualmente diffuse, per questo motivo nella Sezione 4.5 si introducono modifiche non invasive, in modo da non vanificare l'ottimizzazione della geometria.

4.5 MODIFICHE PROGETTUALI PER IL MIGLIORAMENTO DEL RENDIMENTO

Al fine di incrementare l'efficienza energetica del motore senza alterarne le prestazioni meccaniche, vengono analizzati due interventi progettuali indipendenti: la sostituzione del lamierino di statore con uno a perdite specifiche inferiori e l'aumento del fattore di riempimento della cava attraverso l'impiego di bobine preformate e pressate.

4.5.1 MODIFICHE PROPOSTE

Il lamierino della geometria originale, grado M530 – 50A, presenta perdite specifiche di 5.30 W kg^{-1} a 1.5 T e 50 Hz [24]. La sostituzione con il grado M250 – 35A consente

di ridurre le perdite specifiche a 2.50 W kg^{-1} a 1.5 T e 50 Hz [24], con una conseguente diminuzione significativa delle perdite nel ferro. Questa riduzione delle perdite incide sull'efficienza principalmente nella regione di deflussaggio, l'aumento della frequenza di alimentazione prevale sulla riduzione dell'induzione nelle parti di statore.

Nella geometria originale l'avvolgimento di statore è realizzato con conduttori tondi disposti all'interno della cava in modo casuale, tecnica che garantisce valori di riempimento compresi nell'intervallo $k_{fill} \approx 0.35 - 0.45$ [25]. Tale modalità di bobinatura è la più comune nella produzione di serie, ma lascia un margine di miglioramento significativo.

L'impiego di bobine preformate a disposizione ortociclica consente di raggiungere fattori di riempimento $k_{fill} \approx 0.52$ per conduttori circolari di diametro 0.8 mm con spaziatura nulla [26], valore assunto come stima del riempimento ottenibile in sostituzione dell'avvolgimento casuale della configurazione originale ($k_{fill} = 0.41$). Quest'ultimo impiega un conduttore equivalente di fase composto da 10 fili elementari in parallelo da 0.9 mm, pari a una sezione di rame di 6.36 mm^2 (Sezione 3.1.3). L'adozione del diametro di 0.8 mm comporta una revisione del numero di fili in parallelo, che salgono a 16, con un incremento della sezione di rame del conduttore equivalente a 8.04 mm^2 .

L'aumento del fattore di riempimento produce una riduzione della resistenza di fase di statore R_s , poiché a parità di sezione utile della cava un k_{fill} maggiore consente di alloggiare un conduttore equivalente di sezione trasversale più elevata, riducendo così la densità di corrente e le perdite nel rame:

$$R'_s = R_s \frac{k_{fill,0}}{k_{fill}} \approx R_s \frac{0.41}{0.52} \approx 0.79 R_s \quad (4.14)$$

ottenendo una riduzione stimata di P_{Cu} di circa il 21 % a parità di corrente.

4.5.2 CARATTERISTICA ESTERNA DELLA CONFIGURAZIONE FINALE

Le modifiche apportate al materiale del lamierino e all'avvolgimento non alterano la geometria magnetica del motore: la curva di coppia $T(I_d, I_q)$ e i flussi concatenati rimangono pertanto invariati rispetto alla geometria originale, avendo assunto equivalenti le curve di magnetizzazione dei gradi M530 – 50A e M250 – 35A. La caratteristica esterna della configurazione finale non si discosta quindi in modo sostanziale da quella della Sezione 4.3: rispetto ad essa si osservano unicamente una riduzione del plateau di coppia dovuta allo skewing del rotore, e un lieve incremento della velocità base, conseguenza della minore resistenza di fase R_s prodotta dal maggiore fattore di riempimento.

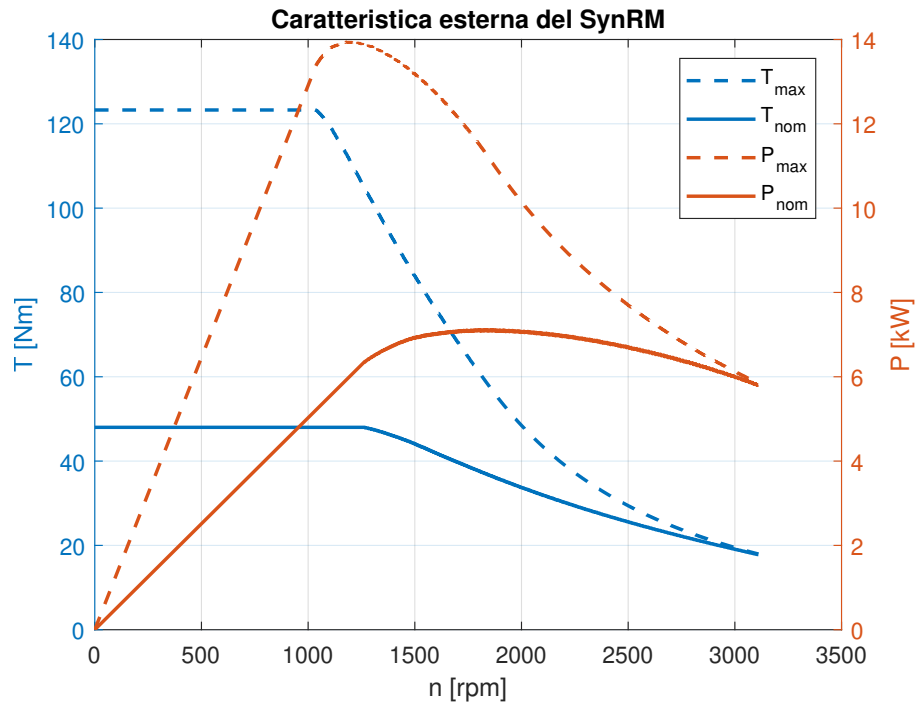


Figura 4.14: Caratteristica esterna del motore della configurazione finale (lamierino $M250 - 35A$, $k_{fill} = 0.52$, skewing del pacco rotorico): andamento della coppia $T(n)$ (asse di sinistra) e della potenza $P(n)$ (asse di destra) per gli inviluppi nominale (curve continue) e di picco (curve tratteggiate).

Grandezza	Inviluppo nominale	Inviluppo di picco
T_{max} [N m]	48	123.3
n_{base} [rpm]	1267	1032
P_{max} [kW]	7.12	13.95
$n_{P_{max}}$ [rpm]	1838	1191

Tabella 4.2: Valori caratteristici dalla caratteristica esterna della configurazione finale (con skewing del rotore)

I valori caratteristici aggiornati sono riportati nella Tabella 4.2; la Figura 4.14 riproduce pertanto l'andamento della Figura 4.11 con il plateau di coppia leggermente abbassato.

4.5.3 MAPPA DI RENDIMENTO DELLA CONFIGURAZIONE FINALE

La mappa di rendimento viene ricalcolata a partire dalla stessa mappatura magnetica della Sezione 4.3.1, aggiornando il calcolo delle perdite. Osservando la Figura 4.15 si nota:

- un miglioramento nella regione a bassa velocità e alta coppia grazie alla riduzione delle perdite nel rame P_{Cu} ;
- che in deflussaggio si ha un miglioramento del rendimento dovuto alla riduzione delle perdite nel ferro P_{Fe} grazie alla scelta di un lamierino più prestazionale;
- che il rendimento di picco si porta a $\eta = 94\%$, con la zona ad alto rendimento che si estende per un'area maggiore del piano (T, n) .

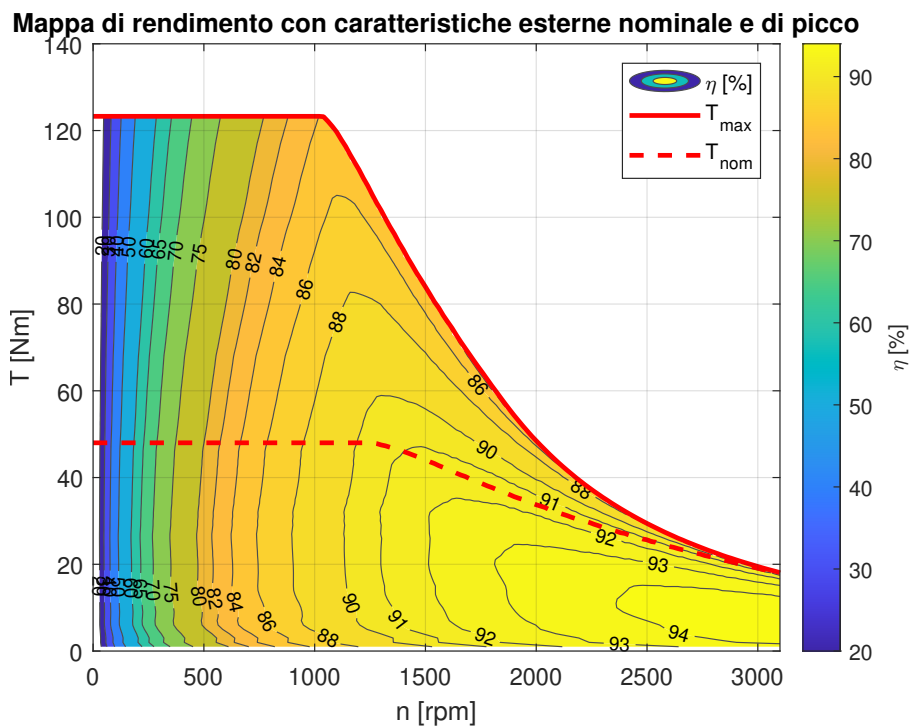


Figura 4.15: Mappa di rendimento $\eta(T, n)$ del SynRM con le modifiche apportate alla geometria originale (lamierino $M250 - 35A$, $k_{fill} = 0.52$, skewing del pacco rotorico). In sovrapposizione: inviluppo di picco (linea rossa continua) e inviluppo nominale (linea rossa tratteggiata) considerando lo skewing del pacco lamellare di rotore.

4.5.4 VERIFICA RISPETTO ALLE SPECIFICHE DI TRAZIONE

La Figura 4.16 sovrappone la caratteristica esterna della configurazione finale all'involuppo di dimensionamento ricavato nel Capitolo 2 (con il margine del 15%). Occorre precisare la natura delle grandezze poste a confronto: la caratteristica esterna della geometria analizzata esprime la coppia (e la potenza) di conversione elettromagnetica al traferro, coerentemente con la scelta adottata per la mappa di rendimento (Sezione 4.4.1), mentre l'involuppo del Capitolo 2 rappresenta una richiesta all'albero. Il confronto fornisce quindi una stima per eccesso delle prestazioni effettive: depurando la coppia di conversione delle perdite meccaniche per attrito e ventilazione, i valori disponibili all'albero si abbassano leggermente, avvicinandosi all'involuppo di specifica.

A bassa velocità la specifica è soddisfatta: la caratteristica di coppia massima del motore eroga 123.3 N m contro i 91 N m richiesti. Il valore nominale ottenuto dall'analisi, 48 N m, supera la coppia nominale del ciclo precedentemente supposta come metà del valore massimo, $T_n = 45.5$ N m. Il margine sulla coppia continuativa, pari a circa il 5%, data la penalizzazione introdotta dallo skewing è da intendersi come limite superiore e

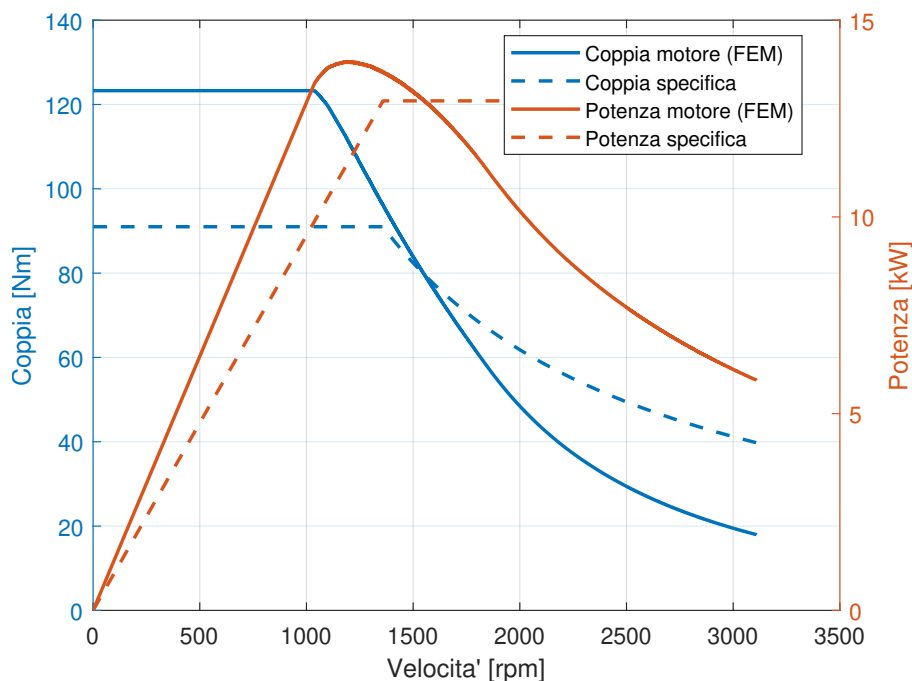


Figura 4.16: Confronto tra la caratteristica esterna della geometria ottenuta con le curve di involucro ottenute dall'analisi del ciclo di guida.

si riduce ulteriormente all'albero per effetto delle perdite meccaniche.

Ad alta velocità, invece, la potenza di picco elettromagnetica si riduce a circa 5.9 kW a 3110 rpm, contro i ≈ 12.95 kW dell'involuppo di specifica. Si tratta della limitazione intrinseca dei SynRM a salienza finita, il cui campo di velocità a potenza costante è limitato [23], come già evidenziato nella Sezione 4.3.4.

Per valutarne l'impatto sulla funzione primaria del veicolo si confronta la potenza disponibile con quella richiesta per la marcia a regime su strada piana. Con i parametri utilizzati nel Capitolo 2 ($m = 583$ kg, $C_d = 0.3$, $A_F = 1.89$ m², $C_r = 0.013$, $\eta_{gear} = 0.95$, $\rho = 1.189$ kg m⁻³) la potenza all'albero richiesta alla massima velocità del ciclo (82.5 km h⁻¹) per vincere le sole resistenze aerodinamica e di rotolamento è di circa 6.1 kW. Tale valore va confrontato con la potenza erogabile in regime continuativo, ovvero con l'involuppo nominale: a 3110 rpm, in pieno deflussaggio, la potenza nominale disponibile è pari a circa 5.8 kW, inferiore alla richiesta di crociera. La massima velocità di esercizio risulta quindi raggiungibile soltanto in regime transitorio (corrente di picco), mentre in regime continuativo la velocità sostenibile a regime risulta lievemente inferiore al target (≈ 81 km h⁻¹).

La configurazione finale del motore, ottenuta combinando: lo skewing del pacco rotorico a cinque fette, la sostituzione del lamierino con il grado M250 – 35A e l'incremento del fattore di riempimento a $k_{fill} = 0.52$, raggiunge un rendimento elettromagnetico di picco del 94% e un'ondulazione di coppia ridotta all'1.2%, mantenendo una coppia di picco di 123.3 N m e un campo di velocità CPSR $\approx 3:1$. Le simulazioni FEM confermano quindi che la macchina progettata soddisfa i requisiti di coppia a bassa velocità e di funzionamento in regime continuativo, pur evidenziando i limiti intrinseci della topologia a riluttanza in deflussaggio. La verifica complessiva delle prestazioni rispetto all'involuppo di trazione del Capitolo 2 è ripresa e approfondita nelle conclusioni dell'elaborato.

5

Conclusioni

Il presente elaborato ha affrontato la progettazione di un motore sincrono a riluttanza (SynRM) destinato alla trazione di veicoli elettrici leggeri. Nel nostro caso è stato pensato per alimentare un quadriciclo appartenente alla categoria L7e-CP, il Mobilize Duo 80. La motivazione, discussa tra l'Introduzione e il Capitolo 1, nasce dalla necessità di una mobilità urbana più sostenibile e, in particolare, dalla volontà di proporre una motorizzazione priva di magneti permanenti a terre rare. La topologia a riluttanza, che genera coppia unicamente per effetto dell'anisotropia del rotore, elimina alla radice questa dipendenza pur mantenendo una struttura costruttiva semplice ed economica.

Il lavoro si è sviluppato seguendo un percorso coerente. Nel Capitolo 2 sono state ricavate le specifiche di coppia e potenza dall'analisi del ciclo di guida WMTC mediante un modello delle resistenze al moto del veicolo; da queste si è definito l'involuppo di dimensionamento con margine del 15% e le caratteristiche nominali di progetto. Nel Capitolo 3 il dimensionamento preliminare e la successiva ottimizzazione multi-obiettivo hanno definito la geometria di statore e rotore. Infine, il Capitolo 4 ha verificato le prestazioni della macchina mediante simulazioni agli elementi finiti.

L'analisi FEM ha permesso di caratterizzare la macchina nel punto di lavoro ottimale (MT-PA), di quantificare e mitigare l'ondulazione di coppia mediante uno skewing discreto del pacco rotorico a cinque fette, e di tracciare la caratteristica esterna coppia-velocità. Per migliorare il rendimento senza alterare la geometria magnetica sono stati introdotti due

interventi non invasivi: la sostituzione del lamierino con il grado M250 – 35A e l'incremento del fattore di riempimento di cava a $k_{fill} = 0.52$ tramite bobine preformate. La configurazione finale raggiunge un rendimento elettromagnetico di picco del 94% e un ripple ridotto all'1.2%, generando una coppia nominale di 48 N m con valori di picco di 123.3 N m.

Rispetto alle specifiche del Capitolo 2, la macchina soddisfa i requisiti di coppia: a bassa velocità è in grado di erogare 123.3 N m contro i 91 N m richiesti, e in regime continuativo una coppia di 48 N m, superiore alla coppia nominale del ciclo $T_n = 45.5$ N m. Emerge tuttavia il limite intrinseco della topologia a riluttanza a salienza finita: il campo di velocità a potenza costante è limitato e, alle massime velocità di esercizio, la potenza erogabile decresce. Il confronto con la marcia a regime mostra che la potenza continuativa disponibile a 3110 rpm (≈ 5.8 kW) è di poco inferiore a quella necessaria per sostenere la velocità massima del ciclo (6.1 kW a 82.5 km h⁻¹); di conseguenza, la velocità massima realmente sostenibile in regime continuativo risulta lievemente ridotta (≈ 81 km h⁻¹). Tale limitazione non compromette la funzione primaria del veicolo, destinato a un impiego prevalentemente urbano, ma ne definisce il confine prestazionale.

Occorre infine ricordare la natura del rendimento riportato: la (4.11) esprime il rendimento elettromagnetico, comprensivo delle sole perdite nel rame e nel ferro di statore. Le perdite meccaniche per attrito e ventilazione non vengono incluse per coerenza con le grandezze al traferro rappresentate nella caratteristica esterna sovrapposta. Queste ridurrebbero leggermente il rendimento all'albero, il 94% è quindi da intendersi come limite superiore. Nel complesso, le simulazioni confermano la fattibilità di una motorizzazione a riluttanza priva di terre rare per questa classe di veicoli, pur con i compromessi tipici dell'alimentazione a bassa tensione e della taglia ridotta della macchina.

5.1 SVILUPPI FUTURI

Il presente lavoro costituisce una base metodologica completa, dall'estrazione delle specifiche di trazione alla verifica agli elementi finiti delle prestazioni, e si presta a numerosi sviluppi volti a renderne i risultati più realistici e a superarne i limiti emersi.

DATI INDUSTRIALI E VINCOLI DI PROGETTO

L'intero dimensionamento è stato condotto in assenza di dati costruttivi forniti da un'azienda, ricavando le specifiche unicamente dall'analisi del ciclo di guida. La disponibilità di dati reali, in particolare dei vincoli di ingombro del vano motore, consentirebbe di ancorare il progetto a un caso applicativo concreto e di dimensionare la macchina sfruttando appieno lo spazio disponibile, rendendo la soluzione proposta direttamente confrontabile con la motorizzazione esistente.

OTTIMIZZAZIONE DEL RAPPORTO DI TRASMISSIONE

Nel Capitolo 2 si è mostrato che, a parità di potenza, l'adozione di un rapporto di trasmissione maggiore riduce la coppia richiesta al motore in favore di una maggiore velocità. Un rapporto più elevato permetterebbe quindi di operare a corrente più bassa, con un beneficio diretto sulle perdite Joule e una riduzione dell'ingombro radiale della macchina. La scelta ottimale del rapporto è strettamente legata ai vincoli dimensionali di ingombro sopra citati e ai dati di trasmissione eventualmente forniti dal costruttore. Una progettazione congiunta di motore e rapporto di trasmissione rappresenta un naturale passo successivo.

GEOMETRIA DI STATORE ALTERNATIVA

La macchina progettata adotta $Q = 36$ cave, quindi $q = 2$ cave per polo e per fase. Un'alternativa con $Q = 54$ cave ($q = 3$) consentirebbe di ridurre il contenuto armonico della forza magnetomotrice di statore, con potenziali benefici sul ripple di coppia (potrebbe permettere di evitare la realizzazione di uno skewing discreto del pacco rotorico) e sulle perdite, a fronte però di una maggiore complessità realizzativa dell'avvolgimento e del processo di tranciatura. La simulazione e il confronto delle due configurazioni permetterebbe di quantificarne i vantaggi reali.

OTTIMIZZAZIONE ORIENTATA AL RENDIMENTO

I motori sincroni a riluttanza sono riconosciuti come macchine ad alta efficienza, potenzialmente superiore a quella dei motori asincroni di pari taglia. Un'ulteriore ottimizzazione multi-obiettivo che consideri il rendimento come funzione obiettivo da massimizzare, accanto al ripple e alla coppia, lascia intravedere margini di miglioramento significativi.

ANALISI DEL SISTEMA DI ALIMENTAZIONE

Il rendimento ricavato nel Capitolo 4 è in larga parte dipendente dall'alimentazione a 48 V, che a parità di potenza impone correnti elevate e quindi perdite Joule rilevanti. Un naturale sviluppo successivo consiste nell'analizzare l'effetto di un bus in corrente continua a tensione superiore, ad esempio 72 V. L'innalzamento del limite di tensione consentirebbe di erogare la stessa potenza con una corrente inferiore, con una riduzione più che proporzionale delle perdite nel rame ($P_{Cu} \propto I^2$) e quindi un rendimento più elevato. Un V_{max} maggiore innalzerebbe inoltre la velocità base, ampliando la regione a coppia costante e attenuando la carenza di potenza ad alta velocità riscontrata in deflussaggio. La fattibilità di tale soluzione va valutata alla luce dei vincoli di architettura elettrica del veicolo, nonché delle implicazioni su sicurezza, isolamento e dimensionamento dell'inverter. Anche in vista di questa possibile evoluzione, un confronto con un produttore sarebbe ottimale e fruttuoso per ambedue le parti.

VERSIONE ASSISTITA DA MAGNETI IN FERRITE

Per superare il limite intrinseco del campo di velocità a potenza costante, la soluzione più promettente è l'evoluzione verso una macchina sincrona a riluttanza assistita da magneti permanenti (PMASynRM). L'inserimento di magneti in ferrite nelle barriere di flusso del rotore migliorerebbe l'andamento della potenza nella regione ad alta velocità, ampliando la zona a potenza costante. A questo beneficio principale se ne accompagnano due secondari: i magneti anticipano la saturazione dei ponticelli di rotore e riducono il flusso concatenato di asse q ; ciò aumenta il rapporto di salienza $\xi = L_d/L_q$, con un lieve incremento della coppia media, e regolarizza la distribuzione di campo al traferro, attenuando ulteriormente l'ondulazione di coppia [13]. È rilevante sottolineare che l'impiego della ferrite, priva di terre rare, consentirebbe questo miglioramento senza compromettere l'obiettivo fondamentale della tesi, ovvero l'indipendenza dai materiali magnetici critici.

ANALISI TERMICA E VALIDAZIONE SPERIMENTALE

La corrente continuativa nominale $I_n = 175$ A è stata assunta come stima cautelativa, in assenza di una verifica termica. Un'analisi termica che chiuda il legame tra le perdite, la temperatura e la resistenza, tenendo conto del raffreddamento ad aria forzata previsto, permetterebbe di determinare rigorosamente il regime termicamente sostenibile e di passare dal rendimento elettromagnetico a quello all'albero. L'integrazione di questa analisi con la metodologia di progetto e verifica sviluppata in questo elaborato costituirebbe una

procedura completa per la realizzazione di un prototipo. La sua costruzione e successiva caratterizzazione sperimentale, con determinazione delle perdite, fornirebbero la validazione finale del progetto e consentirebbero di calibrare, o eventualmente correggere, le formulazioni e i coefficienti di perdita assunti.

Bibliografia

- [1] Parlamento europeo e Consiglio dell'Unione europea, "Regolamento (ue) n. 168/2013 del parlamento europeo e del consiglio," 2013.
- [2] "Mobilize duo." [Online]. Available: <https://www.mobilize.it/gamma/mobilize-duo.html>
- [3] E. E. Agency, "Total net greenhouse gas emission trends and projections in europe | indicators." [Online]. Available: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/indicators/total-greenhouse-gas-emission-trends>
- [4] —, "Sectoral trends and progress towards achieving the 2030 ghg emission target | trends and projections in europe 2025." [Online]. Available: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/publications/trends-and-projections-in-europe-2025/sectoral-trends-and-progress-towards-achieving-the-2030-ghg-emission-target?activeTab=570bee2d-1316-48cf-adde-4b640f92119b>
- [5] —, "Emissioni di gas serra dai trasporti in europa | indicatori." [Online]. Available: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/indicators/greenhouse-gas-emissions-from-transport#figure-2-greenhouse-gas-emissions-from-transport-in-the-eu-by-transport-mode-and-scenario>
- [6] E. Commission, D.-G. for Mobility, and Transport, *EU transport in figures – Statistical pocketbook 2025*. Publications Office of the European Union, 2025.
- [7] Eurostat, "Statistiche sulla mobilità dei passeggeri | statistiche spiegate." [Online]. Available: https://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php?title=Passenger_mobility_statistics#Highlights
- [8] —, *Key figures on European transport : 2024 edition*. Publications Office of the European Union, 2025.
- [9] A. Ewert, M. Brost, C. Eisenmann, and S. Stieler, "Small and light electric vehicles: An analysis of feasible transport impacts and opportunities for improved urban land use," *Sustainability (Switzerland)*, vol. 12, 10 2020.

- [10] M. Murataliyev, M. Degano, M. D. Nardo, N. Bianchi, and C. Gerada, "Synchronous reluctance machines: A comprehensive review and technology comparison," *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, pp. 382–399, 3 2022.
- [11] IEA, "Global critical minerals outlook 2025." [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/global-critical-minerals-outlook-2025>
- [12] —, "Global ev outlook 2025 expanding sales in diverse markets," 2025. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025>
- [13] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong, and F. Cupertino, "The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors tutorial course notes." [Online]. Available: <http://www.springer.com/series/10059>
- [14] "Valeo 48v belt starter generator | fuel economy system." [Online]. Available: <https://www.valeo.com/en/catalogue/pts/48v-belt-starter-generator-ibsg/>
- [15] "Mobilize duo: l'erede della twizy sfida le microcar elettriche a iniziare da fiat topolino e citroen ami | il sole 24 ore." [Online]. Available: <https://www.ilsole24ore.com/art/mobilize-duo-l-erede-twizy-sfida-microcar-elettriche-iniziare-fiat-topolino-e-citroen-ami-AGdBufh>
- [16] U. Nations, "Addendum 2: United nations global technical regulation no. 2. united nations global technical regulation on the measurement procedure for two-wheeled motorcycles equipped with a positive or compression ignition engine with regard to the emissions of gaseous pollutants, co2 emissions and fuel consumption. amendment 5: The modifications to the existing text of the un global technical regulation (un gtr)," 2022.
- [17] A. Kumar, A. Chandekar, P. W. Deshmukh, and R. T. Ugale, "Development of electric vehicle with permanent magnet synchronous motor and its analysis with drive cycles in matlab/simulink," *Materials Today: Proceedings*, vol. 72, pp. 643–651, 1 2023.
- [18] M. F. Far, D. Miljavec, R. Manko, J. Pippuri-Mäkeläinen, M. Ranta, J. Keränen, J. Kinder, and M. Vukotić, "Modular and scalable powertrain for multipurpose light electric vehicles," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 14, 11 2023.
- [19] M. André, "The artemis european driving cycles for measuring car pollutant emissions," *Science of the Total Environment*, vol. 334-335, pp. 73–84, 12 2004.

- [20] C. Gallardo, C. Madariaga, J. A. Tapia, and M. Degano, "A method to determine the torque ripple harmonic reduction in skewed synchronous reluctance machines," *Applied Sciences (Switzerland)*, vol. 13, 3 2023.
- [21] G. Bacco, C. Babetto, M. Bonfante, M. Carbonieri, and N. Bianchi, "Efficiency maps computation and comparison including thermal limits," pp. 4846–4852, 2019.
- [22] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. D. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons Inc., 2025. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/9781394293896>
- [23] W. L. Soong and T. J. E. Miller, "Field-weakening performance of brushless synchronous ac motor drives," *IEEE Proc-Electr. Power Appl*, vol. 141, 1994.
- [24] "Catalogo euro group." [Online]. Available: <https://catalogo.euro-group.it/EUROGROUP.ASPX?Language=1>
- [25] A. Selema, M. N. Ibrahim, and P. Sergeant, "Electrical machines winding technology: Latest advancements for transportation electrification," 7 2022.
- [26] A. O. Di Tommaso, F. Genduso, R. Miceli, and C. Nevoloso, "Fast procedure for the calculation of maximum slot filling factors in electrical machines," pp. 1–8, 2017.

Ringraziamenti

Nel 2019 mi sono iscritto a questa avventura senza sapere davvero a cosa andassi incontro. Non immaginavo quanto sarei cambiato lungo la strada come studente e, soprattutto, come persona.

Tra esami, soddisfazioni e difficoltà, sono cresciuto più di quanto pensassi; e se ci sono riuscito è perché non ero solo.

Il primo ringraziamento va al mio relatore, il Professor Nicola Bianchi, per la competenza e la disponibilità con cui mi ha seguito durante questo lavoro. La ringrazio per avermi dato la possibilità di confrontarmi con un argomento attuale e stimolante, in grado non solo di formarmi tecnicamente, ma anche di informarmi su problematiche di portata globale che, nel periodo storico in cui viviamo, rischiano di passare in secondo piano.

Alla mia famiglia, e in particolare ai miei genitori, devo il grazie più grande: mi hanno sostenuto in tutti questi anni, permettendomi di arrivare fino a qui senza farmi mai mancare nulla.

Alle persone che mi hanno affiancato durante le mie avventure e disavventure in pizzeria, per aver alleggerito le serate più lunghe e per avermi ricordato che si cresce anche lontano dai libri.

Ai miei compagni di corso va un grazie sincero, per aver condiviso con me lezioni, sessioni d'esame e l'affanno delle scadenze, ma anche i momenti di svago che porterò sempre con me.

Un grazie va anche a ciò che, pur nascendo come semplice distrazione, mi ha comunque lasciato qualcosa: ai manga, agli anime, alla corsa e alla montagna. Ognuno di questi, a suo modo, mi ha regalato un piccolo insegnamento oppure, come nel caso di *Dr. Stone*, ha ravvivato la passione per la scienza che mi ha spinto a intraprendere questo percorso.

Un pensiero speciale va a mia sorella Sara. Siamo cresciuti insieme e sei da sempre un so-

stegno silenzioso. Sarai pure quella dei due con i voti più alti, ma forse anche per questo mi hai stimolato a fare di meglio per renderti la vita più difficile. Battute a parte, ci sei sempre stata, e questo mi basta.

A te, Greta, amore mio, dedico l'ultima riga di questa tesi, e non è un caso che sia la più importante. Hai camminato al mio fianco fin dall'inizio di questo percorso, sostenendomi quando tutto sembrava troppo e gioendo con me per ogni minuscolo traguardo. Sei stata il mio faro nei momenti di smarrimento, la voce che mi ha ricordato che il mio valore non si misura con un esame andato male. Grazie per credere in me più di quanto riesca a farlo io, per i ricordi che abbiamo costruito assieme e per quelli che costruiremo. Da quando ci sei tu sono ogni giorno più felice, e quello che ho scritto qui non rende minimamente l'idea di quanto tu sia speciale per me. Se, come riporta la dedica iniziale, possiamo soltanto decidere che cosa fare con il tempo che ci viene dato, scelgo di passarlo con te al mio fianco.