

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
**Dipartimento di Ingegneria Industriale DII**  
Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Biciclette elettriche da trekking  
ad alte prestazioni

*Stato dell'arte e progettazione dei motori  
con diverse configurazioni rotoriche*

High performance trekking e-bikes

*State of the art and design of the motors  
with different rotor configuration*

**Relatore:** Ch.mo prof. Bolognani Silverio

**Laureando:** Troncon Diego 1124779

Anno Accademico 2016/2017



# Sommario

Il lavoro presentato in questa tesi, svolto presso il laboratorio EDLab dell'Università di Padova, è stato commissionato da un'azienda -proveniente dal settore motociclistico- che mira alla realizzazione di un proprio motore per biciclette elettriche; in particolare la categoria di interesse è quella della biciclette da trekking "mid-drive", ovvero con motore centrale. Questa categoria è stata introdotta molto recentemente, ma ha avuto un notevole successo tra gli utilizzatori sportivi, grazie ai motori ad alti livelli di coppia e alla distribuzione del peso ottima.

La prima parte di questa tesi riguarda gli steps iniziali del progetto, a partire dall'informazione sulle normative vigenti e un'analisi dettagliata di alcuni prodotti concorrenti in commercio; inoltre, sono proposte alcune soluzioni meccaniche, che potrebbero consentire il recupero dell'energia cinetica in questi motori mid-drive.

Nella seconda parte è riassunto il progetto preliminare e l'analisi di alcuni motori elettrici, con diverse configurazioni rotoriche, allo scopo di individuare la migliore. In questa fase, inoltre, si possono ricavare i rendimenti e le temperature di funzionamento, informazioni utili per massimizzare le prestazioni dei motori elettrici progettati, ma anche nel caso si scelga di acquistare un motore disponibile in commercio. Infine sono proposte delle soluzioni di miglioramento per ridurre il ripple di coppia.



# Indice

<b>1</b>	<b>Stato dell'arte</b>	<b>1</b>
1.1	Normative . . . . .	1
1.1.1	Categoria Pedelec . . . . .	1
1.1.2	Categoria L1e . . . . .	2
1.2	Panoramica sulle attuali tecnologie . . . . .	3
1.2.1	Propulsione . . . . .	3
1.2.2	Batterie . . . . .	5
1.2.3	Sensori e controllo . . . . .	6
1.3	Analisi drive unit centrali . . . . .	8
1.3.1	Shimano Steps E8000 . . . . .	9
1.3.2	Bosch Performance Line CX . . . . .	10
1.3.3	Brose Antriebstechnik . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Il futuro delle e-bike ed il recupero di energia</b>	<b>15</b>
2.1	Il sistema di recupero dell'energia cinetica . . . . .	15
2.1.1	Il KERS meccanico . . . . .	16
2.1.2	Il KERS elettromeccanico . . . . .	16
2.1.3	Confronto tra le tecnologie . . . . .	17
2.2	Il recupero di energia cinetica nelle e-bike . . . . .	17
2.2.1	La trasmissione nelle biciclette tradizionali . . . . .	18
2.2.2	Architettura parallelo delle e-bike . . . . .	19
2.2.3	Architettura serie dei veicoli ibridi . . . . .	24
<b>3</b>	<b>Metodologia di progetto dei motori</b>	<b>27</b>
3.1	Generalità . . . . .	27
3.2	Specifiche di progetto . . . . .	27
3.2.1	Limiti dimensionali . . . . .	27
3.2.2	Dati di partenza . . . . .	28
3.2.3	Scelta dei materiali . . . . .	28
3.3	Tipologie di motore . . . . .	30
3.3.1	Avvolgimenti a cave frazionare . . . . .	30
3.3.2	Configurazioni di rotore . . . . .	31
3.3.3	Configurazioni trattate . . . . .	32
3.4	Dimensionamento a vuoto . . . . .	33
3.4.1	Densità di flusso a vuoto . . . . .	33
3.4.2	Forza elettromotrice a vuoto . . . . .	34
3.5	Dimensionamento a carico . . . . .	35
3.5.1	Espressioni della coppia . . . . .	35
3.5.2	Reazione di armatura . . . . .	36

3.6	Analisi prestazioni con software agli elementi finiti . . . . .	37
3.6.1	Prova di magnetizzazione . . . . .	37
3.6.2	Ricerca punto di lavoro MTPA . . . . .	38
3.6.3	Simulazione di funzionamento . . . . .	38
3.6.4	Mappatura del motore . . . . .	39
3.7	Verifica perdite e prestazioni . . . . .	40
3.7.1	Calcolo delle perdite . . . . .	40
3.7.2	Calcolo termico semplificato . . . . .	41
<b>4</b>	<b>Progetto motore V-spoke 10-12</b>	<b>45</b>
4.1	Generalità . . . . .	45
4.2	Dimensionamento analitico . . . . .	45
4.2.1	Avvolgimento . . . . .	45
4.2.2	Dimensionamento a vuoto . . . . .	46
4.2.3	Dimensionamento a carico . . . . .	47
4.3	Analisi agli elementi finiti . . . . .	49
4.3.1	Prova di magnetizzazione . . . . .	49
4.3.2	Ricerca punto di lavoro MTPA . . . . .	51
4.3.3	Prova a vuoto . . . . .	52
4.3.4	Prova a carico . . . . .	53
4.3.5	Mappatura del motore . . . . .	55
4.4	Verifica prestazioni . . . . .	56
<b>5</b>	<b>Progetto motore spoke 15-14</b>	<b>59</b>
5.1	Generalità . . . . .	59
5.2	Dimensionamento analitico . . . . .	59
5.2.1	Avvolgimento . . . . .	59
5.2.2	Dimensionamento a vuoto . . . . .	60
5.2.3	Dimensionamento a carico . . . . .	61
5.3	Analisi agli elementi finiti . . . . .	63
5.3.1	Prova di magnetizzazione . . . . .	63
5.3.2	Ricerca punto di lavoro MTPA . . . . .	65
5.3.3	Prova a vuoto . . . . .	66
5.3.4	Prova a carico . . . . .	67
5.3.5	Mappatura del motore . . . . .	69
5.4	Verifica prestazioni . . . . .	70
<b>6</b>	<b>Progetto motore spoke 12-14</b>	<b>73</b>
6.1	Generalità . . . . .	73
6.2	Dimensionamento analitico . . . . .	73
6.2.1	Avvolgimento . . . . .	73
6.2.2	Dimensionamento a vuoto . . . . .	74
6.2.3	Dimensionamento a carico . . . . .	75
6.3	Analisi agli elementi finiti . . . . .	77
6.3.1	Prova di magnetizzazione . . . . .	77
6.3.2	Ricerca punto di lavoro MTPA . . . . .	79
6.3.3	Prova a vuoto . . . . .	80
6.3.4	Prova a carico . . . . .	81
6.3.5	Mappatura del motore . . . . .	83
6.4	Verifica prestazioni . . . . .	84

<b>7</b>	<b>Progetto motore Spoke 12-14 ottimizzato</b>	<b>87</b>
7.1	Generalità . . . . .	87
7.2	Sagomatura del rotore . . . . .	87
7.2.1	Analisi a vuoto . . . . .	87
7.2.2	Analisi a carico . . . . .	89
7.3	Ottimizzazione motore Spoke 12-14 . . . . .	89
7.3.1	Progetto . . . . .	89
7.3.2	Analisi agli elementi finiti . . . . .	91
7.3.3	Prova di magnetizzazione . . . . .	91
7.3.4	Ricerca punto di lavoro MTPA . . . . .	93
7.3.5	Prova a vuoto . . . . .	94
7.3.6	Prova a carico . . . . .	95
7.3.7	Mappatura del motore . . . . .	97
7.4	Verifica prestazioni . . . . .	98
7.4.1	Confronto risultati . . . . .	100
<b>A</b>	<b>Dinamica della bicicletta</b>	<b>103</b>
<b>B</b>	<b>Espressione generale della coppia</b>	<b>107</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>113</b>





# Capitolo 1

## Stato dell'arte

Il settore delle biciclette elettriche negli ultimi anni si sta sviluppando a ritmi impressionanti e, contrariamente a quanto si possa pensare, non è un'invenzione recente. Il primo brevetto fu registrato nel 1895 da Ogden Bolton junior, ma solo la tecnologia attuale ha reso possibile la realizzazione di biciclette elettriche maneggevoli e poco ingombranti. Si prevede che la domanda di mobilità sostenibile darà uno slancio al mercato mondiale di bici elettriche, in Italia dal 2015 al 2016 la vendita è aumentata del 121.3% e molte aziende specializzate nella realizzazione di motociclette si stanno interessando a questo settore. In Cina il governo ha adottato misure contro l'inquinamento delle grandi città e, come conseguenza, si è registrato un boom di e-bikes. Nel 2016 in Cina sono state vendute 32.8 milioni di e-bikes contro solo 1.6 milioni in Europa occidentale dove, il mercato delle e-bikes, è maggiormente concentrato in Germania, Paesi Bassi e Belgio.

I primi modelli di e-bikes commercializzate erano bici da città progettate per rendere minimo lo sforzo muscolare, ma negli ultimi anni la varietà di prodotti sta aumentando. Un grande successo stanno avendo le mountain bike elettriche, dedicate agli sportivi, che permettono di affrontare percorsi estremi, impossibili con la sola forza muscolare. Una novità interessante sono le cargo bike elettriche che consentono il trasporto di oggetti voluminosi.

### 1.1 Normative

Le biciclette elettriche, essendo dotate di un sistema di propulsione e di accumulo energia, presentano dei rischi maggiori rispetto alle biciclette tradizionali, quindi, per garantire la sicurezza degli utilizzatori, è stato necessario regolamentare questa categoria di veicoli.

A partire dal 1° gennaio 2016, in Italia, è applicata la Normativa Europea Reg. 15 gennaio 2013, n.168, *"relativa all'omologazione e alla vigilanza del mercato dei veicoli a motore a due o tre ruote e dei quadricicli"*. Inoltre nel Codice della Strada (D.lgs. 30 aprile 1992, n.285 in materia di *"Nuovo codice della strada dei veicoli"*, successivamente modificato) è ripresa la suddetta norma.

#### 1.1.1 Categoria Pedelec

La normativa<sup>1</sup> 168/2013 specifica che tale regolamento non si applica a:

- a) *"veicoli aventi una velocità massima per costruzione non superiore a 6 km/h"*;

---

<sup>1</sup>nel seguito sono riportati solo i punti della norma pertinenti con l'argomento trattato, ovvero veicoli leggeri a due ruote.

- b) *"veicoli destinati esclusivamente ad essere condotti da pedoni<sup>2</sup>";*
- c) *"cicli a pedali a pedalata assistita, dotati di un motore ausiliario elettrico avente potenza nominale continua pari o inferiore a 250 W la cui alimentazione è interrotta se il ciclista smette di pedalare o è progressivamente ridotta e infine interrotta prima che la velocità del veicolo raggiunga i 25 km/h".*

Una bicicletta a pedalata assistita<sup>3</sup>, in base a quanto è riportato nel punto c) della norma, si può definire tale se rispetta contemporaneamente i seguenti requisiti:

- il motore elettrico non supera la potenza di 250 W;
- l'alimentazione è progressivamente ridotta e infine interrotta al raggiungimento dei 25 km/h;
- l'alimentazione è interrotta se il ciclista smette di pedalare.

e, escludere dal regolamento questa categoria, significa che sono esenti dall'obbligo di omologazione.

Nel decreto legislativo del codice della strada 285/1992 art. 50 è riportato: *"I velocipedi sono i veicoli con due ruote o più ruote funzionanti a propulsione esclusivamente muscolare, per mezzo di pedali o di analoghi dispositivi, azionati dalle persone che si trovano sul veicolo; sono altresì considerati velocipedi le biciclette a pedalata assistita, dotate di un motore ausiliario elettrico avente potenza nominale continua massima di 0,25 KW la cui alimentazione è progressivamente ridotta ed infine interrotta quando il veicolo raggiunge i 25 km/h o prima se il ciclista smette di pedalare"*. Conformemente al codice della strada, le biciclette a pedalata assistita, che rispettino i limiti riportati precedentemente, sono considerate parte della categoria "velocipedi" e, per cui, equivalenti a biciclette tradizionali. Di conseguenza, le biciclette a pedalata assistita, sono esenti dagli obblighi dei ciclomotori circolanti su strada pubblica, ad esempio assicurazione, targa, casco, patente.

### 1.1.2 Categoria L1e

La categoria di veicoli L1e comprende i ciclomotori, ma con l'introduzione della normativa 168/2013 sono state definite le sotto categorie L1e-A e L1e-B.

I veicoli della categoria L1e-A, definiti come *"cicli a propulsione"*, devono essere:

- *"veicoli a pedali dotati di una propulsione ausiliaria destinata primariamente ad assistere la pedalata"*;
- *"la potenza della propulsione ausiliaria è interrotta a una velocità del veicolo  $\leq$  25 km/h"*;
- *"potenza nominale continua o netta massima  $\leq$  1 000 W"*.

La categoria L1e-B classifica i ciclomotori a due ruote e ne appartengono:

- *"ogni altro veicolo della categoria L1e che non può essere classificato [...] come veicolo L1e-A"*;

<sup>2</sup>i punti a) e b) della norma non fanno riferimento alle e-bikes, ma sono riportati perché, nelle nuove biciclette con tecnologia avanzata, il ciclo può essere condotto a mano con un'assistenza del motore fino a 6 km/h.

<sup>3</sup>Le biciclette a pedalata assistita sono dette EPAC -*Electric pedal assisted cycle* o anche Pedelec o Bipa

- "velocità massima per costruzione del veicolo  $\leq 45$  km/h";
- "potenza nominale continua o netta massima  $\leq 4\ 000$  W";

La novità introdotta con la normativa 168/2013 è la categoria L1e-A, cicli a pedalata assistita con potenza compresa tra 250 W e 1 000 W, la cui velocità massima è di 25 km/h. Nella categoria L1e-B sono inclusi i ciclomotori, i quali, con motore a combustione interna o elettrico, possono raggiungere la velocità di 45 km/h.

Entrambe le sotto categorie, appartenenti alla categoria L1e, sono soggetti alle normative di omologazione e, secondo il codice della strada, sono considerati ciclomotori. La norma 168/2013 prevede diverse regole per l'omologazione delle due sotto categorie, in particolare alcuni dispositivi di sicurezza non sono indispensabili per la categoria L1e-A. I seguenti accessori, obbligatori per ottenere l'omologazione alla categoria L1e-B, possono essere omessi nella categoria L1e-A:

- segnalatori acustici;
- comandi azionati dal conducente, inclusa l'identificazione di comandi, spie e indicatori;
- visibilità posteriore;
- maniglie e poggipiedi per i passeggeri.

L'introduzione della classe L1e-A, che permette la circolazione di biciclette elettriche a pedalata assistita con potenza oltre i 250 W, porterà a una maggiore diffusione dei veicoli elettrici leggeri. Una maggiore potenza disponibile permette l'utilizzo di biciclette in zone collinari o montane con elevate pendenze e, altrettanto importante, è il beneficio che può portare alle cargo bike. Questa tipologia di biciclette deve essere in grado di trasportare, oltre al peso del ciclista, anche degli oggetti o persone, per cui, aumentando la potenza della propulsione, si riducono i limiti di trasporto.



Figura 1.1: Bicicletta cargo elettrica

## 1.2 Panoramica sulle attuali tecnologie

### 1.2.1 Propulsione

La prima differenza che si può notare, osservando delle bici elettriche, è la diversa posizione del motore: in alcuni casi si trova montato all'interno del mozzo, in altri si trova fissato al telaio tra i pedali. In base alla posizione di installazione del motore si possono definire tre gruppi:

- **Motore anteriore:** questo tipo di motore viene installato all'interno del mozzo della ruota anteriore, in questa posizione non interferisce con la catena e i pedali. Risulta essere la tecnologia più semplice in commercio, specialmente per la conversione da bicicletta tradizionale a elettrica. Lo svantaggio di questo sistema è lo scarso peso aderente sulla ruota anteriore, infatti, in caso di pendenze o terreno scivoloso si rischia lo slittamento del pneumatico. Il motore elettrico, di tipo a rotore esterno, è vincolato alla velocità della ruota, questo è un altro notevole svantaggio. A basse velocità, per esempio in partenza o percorrendo ripide salite, il motore risulta poco efficiente.



Figura 1.2: Bicicletta con motore su mozzo anteriore

- **Motore posteriore:** in questo caso il motore è alloggiato all'interno del mozzo posteriore. Questa soluzione risolve i problemi di slittamento e, quindi, si presta ad essere utilizzata anche per biciclette da trekking. Alcuni produttori sfruttano la possibilità di recuperare l'energia di frenatura, realizzabile facilmente con questo tipo di motore<sup>4</sup>. L'installazione e la manutenzione risultano complesse a causa dell'interferenza del motore con la catena e, inoltre, è meno adatto ad essere utilizzato come kit di conversione. Il mozzo è parecchio sollecitato, per cui è richiesta elevata resistenza del blocco motore, soprattutto per mountain bikes che devono affrontare strade sterrate. Come nel caso precedente, la velocità meccanica vincolata alla velocità della ruota è uno svantaggio.



Figura 1.3: Bicicletta con motore su mozzo posteriore

---

<sup>4</sup>il recupero di energia si esplica nella fase di frenatura, in cui, il ciclista, smette di pedalare mentre la ruota è in movimento. Il recupero di energia, quindi, è possibile solo se il motore può essere messo in rotazione dal movimento della ruota.

- **Motore centrale:** questa tecnologia, entrata nel mercato recentemente, presenta numerosi vantaggi. La drive unit, contenente motore e rapporti meccanici, è fissata al telaio; l'albero, su cui sono montati pedali e corona, è inserito nella drive unit e, attraverso i riduttori di giri, collegato al motore. Installando il motore in questa posizione, il peso risulta spostato verso il centro, e quindi il baricentro è ottimizzato; inoltre, rispetto al mozzo, il telaio è meno sollecitato nei percorsi accidentati, per cui risulta essere una soluzione ottima per le mountain bikes. Rispetto ai casi precedenti, il motore non interferisce con le ruote, per cui la manutenzione ai pneumatici risulta più semplice. Lo svantaggio di questo sistema è la necessità di costruire un telaio apposito, rendendo impossibile la realizzazione di un kit di conversione a motore centrale. Il cambio meccanico, tra ruota e drive unit, permette di far lavorare il motore ad elevate velocità, anche in partenze o salite; inoltre i riduttori di giri tra pedali e motore consentono di elevare ulteriormente la velocità di rotazione del motore<sup>5</sup>. All'interno di queste drive unit è possibile installare un sensore di coppia, analizzato nel dettaglio in seguito.



Figura 1.4: Bicicletta con motore centrale

### 1.2.2 Batterie

Le prime biciclette elettriche erano alimentate da batterie al piombo che, seppure molto economiche, sono caratterizzate da bassa energia specifica e, quindi, peso elevato; inoltre, il basso numero di cicli e la ricarica lenta, le rendono svantaggiose rispetto ad altre tecnologie. Negli ultimi anni il mercato si sta spostando verso le batterie al litio, tecnologia recente, ma che offre numerosi vantaggi rispetto alle altre. Il litio è il metallo più leggero presente nel pianeta, questo spiega l'elevata energia specifica che presentano queste batterie; altri vantaggi, derivati dall'utilizzo di litio, sono tensione di cella elevata e range di temperatura di funzionamento ampio. Rispetto ad altre batterie queste supportano un elevato numero di cicli carica/scarica, non risentono dell'effetto memoria e si ricaricano velocemente, caratteristiche che le rendono ideali per l'uso nei veicoli elettrici. Questi accumulatori, oltre ad avere un costo elevato, richiedono un sistema di controllo elettronico e, per cui, sono più complesse. Alcuni dei controlli necessari sono per esempio: monitoraggio della temperatura per prevenire surriscaldamento, monitoraggio della carica per interrompere i processi in caso di sovraccarica o

<sup>5</sup>indicativamente con motore nel mozzo, alla velocità di 25 km/h, il motore ruota a 180 rpm, mentre con motore centrale, circa 3600 rpm.

sottoscarica. Recentemente sono state sviluppate delle batterie litio-polimero che, a differenza del materiale utilizzato nelle batterie a ioni di litio, non è infiammabile. La seguente tabella riassume alcuni parametri delle batterie a ioni di litio e litio-polimero.

Batterie al litio	Li-ion	Li-Po
Energia specifica [Wh/kg]	125	180
Densità di energia [Wh/l]	300	400
Cicli carica/scarica	500-1200	300-500
Tempo di ricarica [h]	2-4	2-4
Tensione di cella [V]	3.6	3.6
Temperatura di funzionamento [°C]	-20 60	0 60

### 1.2.3 Sensori e controllo

Le biciclette a pedalata assistita, per regolare il supporto offerto dal motore, sfruttano due sensori: un sensore di pedalata e un sensore di coppia. Mentre il primo è necessario per controllare l'attivazione del motore, il secondo viene utilizzato per offrire una sensazione di guida migliore dal punto di vista sportivo.

#### Sensore Pedalata Assistita - P.A.S

Il sensore di pedalata assistita ha la funzione di rilevare il movimento dei pedali e, comunicando con l'elettronica di controllo, dà il consenso al motore per attivarsi. Le biciclette a pedalata assistita, che utilizzano questo sensore, permettono la così detta "pedalata simbolica", ovvero una pedalata senza sforzo; infatti, per mantenere in funzione il motore, è sufficiente muovere i pedali senza applicare coppia al mozzo dei pedali. Questa tecnologia, che è la prima ad essere stata adottata con l'introduzione delle norme sulle biciclette a pedalata assistita (*vedi sez. 1.1.1*), è preferita da chi vuole ridurre al minimo lo sforzo muscolare. Si può osservare che, nel funzionamento a "pedalata simbolica", la potenza richiesta dalla trazione è tutta erogata dal motore penalizzando così l'autonomia della bicicletta.

Il sensore P.A.S. si realizza con una ruota fonica e un sensore ad effetto Hall. La ruota fonica, fissata al mozzo dei pedali e rotante con esso, consiste in un disco su cui sono alloggiati dei magneti permanenti lungo la circonferenza, un esempio è riportato in figura 1.5.

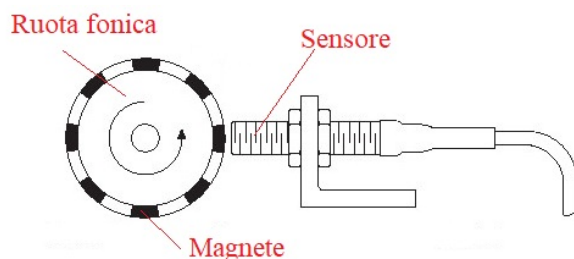


Figura 1.5: Sensore P.A.S. realizzato con ruota fonica

Il sensore ad effetto Hall sfrutta l'interazione di particelle cariche con un campo magnetico, un esempio è riportato in figura 1.6. La batteria (5) genera un flusso di elettroni (1) attraverso il materiale conduttore o semiconduttore (2), questo è sottoposto a un flusso magnetico (4) causato dal magnete (3). Secondo la legge di Lorentz,

una particella carica, in movimento all'interno di un campo magnetico, è soggetta a una forza. Come si può vedere in figura 1.6, il percorso degli elettroni all'interno del materiale è deviato, pertanto si verifica una differenza di potenziale tra le superfici inferiore e superiore.

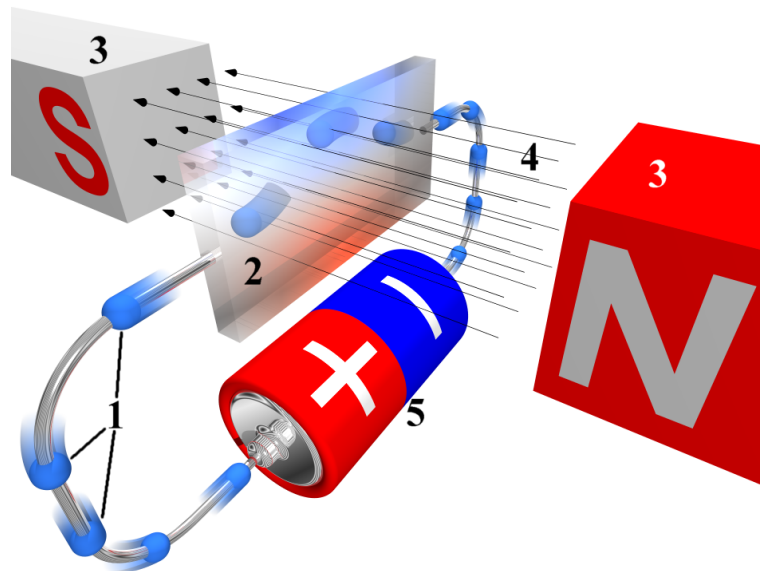


Figura 1.6: Effetto Hall

Il sensore ad effetto Hall si realizza alimentando il materiale (conduttore o semiconduttore) con una corrente costante e, misurando la differenza di potenziale in direzione perpendicolare a quello della corrente, è possibile rilevare quando il sensore è sottoposto a un campo magnetico. Nel caso del sensore P.A.S, quando la ruota fonica è in rotazione, si verifica una differenza di potenziale variabile, causata dal passaggio dei magneti in prossimità del sensore. La reattività del sistema dipende dal numero di magneti installati, infatti, se i magneti sono ravvicinati, il sistema identifica più rapidamente il movimento.

### Sensore di coppia

Negli ultimi anni è stato introdotto il sensore di coppia nelle biciclette a pedalata assistita, questo non si sostituisce al sensore P.A.S., ma sono installati entrambi; la sua funzione è quella di misurare lo sforzo che il ciclista imprime ai pedali, il controllore elabora il segnale del sensore e genera il riferimento di coppia del motore. Il ciclista, selezionando il livello di assistenza desiderato, modifica la percentuale di coppia richiesta al motore rispetto a quella applicata ai pedali, valori tipici vanno da 50% a 300%. Questa strategia di controllo non permette la "pedalata simbolica", infatti, se non è applicata coppia ai pedali, il riferimento di coppia del motore è nullo.

La possibilità di regolare il livello di assistenza ha permesso l'introduzione di biciclette elettriche dedicate agli sportivi, in particolare biciclette da trekking. L'utilizzo di livelli di assistenza bassi garantisce un'autonomia elevata e offre una sensazione di guida simile alle biciclette tradizionali, mentre i livelli di assistenza alti permettono di affrontare ripide pendenze e percorsi off-road.

Diverse tipologie di sensori di coppia sono disponibili in commercio, le principali sfruttano estensimetri o celle di carico. Gli estensimetri (figura 1.7) sono costituiti da

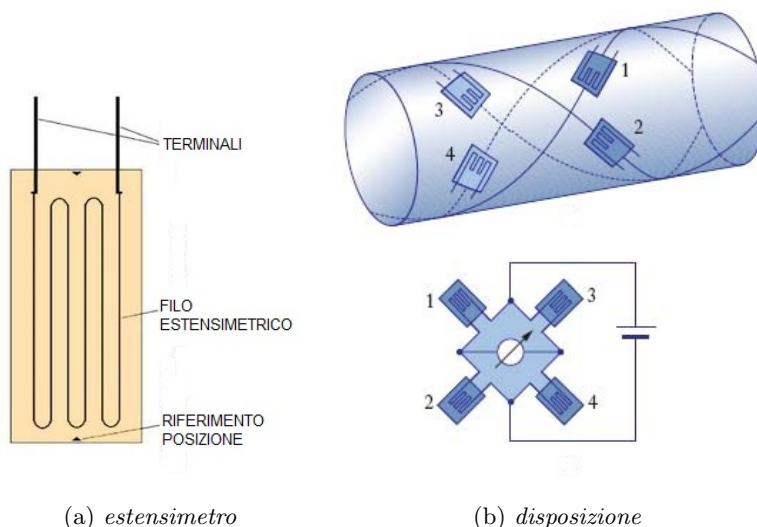


Figura 1.7: Esempio di estensimetro (a) e della disposizione per la misura di coppia (b)

un filo conduttore (filo estensimetrico) molto sottile stampato su un supporto flessibile, il principio di funzionamento si basa sulla misura della variazione di resistenza del filo, che si verifica quando l'estensimetro è sottoposto a trazione o compressione. La misura di coppia, come si può notare in figura 1.7, si realizza disponendo quattro estensimetri a  $45^\circ$  sull'albero ovvero nella direzione in cui la deformazione per torsione è massima e, collegando gli estensimetri a ponte di wheatstone, è possibile misurare le variazioni di resistenza con precisione e convertirli in misura di coppia.

### 1.3 Analisi drive unit centrali

La tecnologia delle biciclette elettriche è molto avanzata, quindi, per comprendere al meglio lo stato dell'arte, sono state analizzate alcune drive unit<sup>6</sup> centrali (*vedi sez. 1.2.1*) appartenenti alla categoria pedelec. I tre modelli, di marca Bosch, Shimano e Brose, sono stati selezionati perché considerati tecnologicamente più avanzati rispetto a quelli concorrenti e progettati per offrire prestazioni adatte al mondo delle mountain bike.

La strategia adottata è simile nei tre modelli, in particolare:

- il motore è di tipo brushless a magneti permanenti funzionante a regimi di rotazione elevati e, a causa delle dimensioni disponibili limitate, i valori di coppia massimi sono abbastanza bassi;
- un riduttore di giri, che opera riducendo la velocità e aumentando la coppia, rende possibile la trasmissione del moto dal motore alla corona;
- esternamente alla drive unit è installata una sola corona, ma nella ruota posteriore è presente un cambio a deragliatore che, se utilizzato adeguatamente, permette di avere un numero di giri alla corona e quindi al motore elevati, anche quando la velocità della bicicletta è bassa, con notevoli vantaggi per il rendimento;

<sup>6</sup>con il termine "drive unit" si fa riferimento al blocco motore, in questo caso è costituito da un carter contenente: motore elettrico, riduttore di giri ed elettronica di controllo; non si deve confondere con "motore" che fa riferimento alla macchina elettrica che converte l'energia elettrica in meccanica.



- la drive unit, oltre al motore elettrico e al riduttore di giri, contiene anche l'elettronica necessaria all'alimentazione e al controllo del motore;
- il pacco batteria, installato in posizione centrale sul telaio, contiene le celle e i dispositivi necessari al loro funzionamento, tra i quali l'elettronica di monitoraggio e le resistenze per equilibrare la tensione;
- il sistema di controllo sfrutta sia il sensore P.A.S. che il sensore di coppia, mentre il primo gestisce l'attivazione del motore, il secondo regola il livello di assistenza (*vedi sez 1.2.3*);
- un sensore di velocità<sup>7</sup>, installato alla ruota posteriore, permette all'unità di controllo<sup>8</sup> una gestione migliore della potenza e, come previsto dalla legge, l'interruzione dell'alimentazione al superamento dei 25 km/h;
- il sistema di propulsione può essere disattivato, procedendo solo a forza muscolare, funzione interessante per chi utilizza la bicicletta per allenamenti sportivi;
- la bicicletta può essere condotta a mano con il supporto del motore, ma con una velocità massima di 6 km/h, come previsto dalla legge (*vedi sez. 1.1.1*);

### 1.3.1 Shimano Steps E8000

Il modello Shimano, analizzato in questo caso, è pensato per avere elevate prestazioni e robustezza, adatto quindi a biciclette da trekking; inoltre esteticamente la drive unit si presenta molto compatta. Il motore elettrico è di tipo brushless trifase a magneti permanenti interni (IPM). Il riduttore di giri, composto da ruote dentate in cascata, è riportato in figura 1.8. Come si può notare la corona e i pedali sono calettati sullo stesso albero e, quindi, ruotano alla stessa velocità. Le ruote dentate della trasmissione sfruttano dei *cuscinetti unidirezionali che permettono il disaccoppiamento dei pedali dal motore*; questa tecnologia permette di eliminare l'attrito degli ingranaggi quando il motore è disattivato. Si è osservato che in questa drive unit il posizionamento dei cuscinetti non è ottimizzato, infatti, procedendo solo a forza muscolare, lo sforzo risulta maggiore rispetto a una bicicletta tradizionale. Il sensore di coppia, installato sul mozzo dei pedali e rotante con esso, è di tipo a estensimetri; il segnale di coppia viene trasmesso attraverso un wireless power transfert<sup>9</sup>, con il vantaggio di evitare contatti striscianti. La regolazione dei livelli di assistenza avviene agendo su una leva installata sul manubrio della bicicletta, è possibile scegliere tra tre livelli pre-impostati.

---

<sup>7</sup>questo sensore è realizzato in modo simile a quello P.A.S., un sensore Hall rileva il passaggio di un magnete fissato a una parte rotante della ruota, ad esempio ai raggi o al disco del freno.

<sup>8</sup>nelle biciclette a rapporto fisso la velocità è ricavata dalla velocità di rotazione del sensore P.A.S. mentre, in quelle con motore su mozzo, è sufficiente conoscere la velocità del motore. In questo caso, non essendo noto in ogni istante il rapporto utilizzato, è necessario effettuare la misura alla ruota.

<sup>9</sup>il power wireless transfert utilizzato è composto da due avvolgimenti, uno collegato all'estensimetro e quindi rotante con l'albero dei pedali, mentre l'altro è fisso e scambia dati con l'elettronica di controllo. Sfruttando il flusso concatenato tra i due avvolgimenti viene trasmessa l'alimentazione per gli estensimetri e il segnale di coppia misurato.

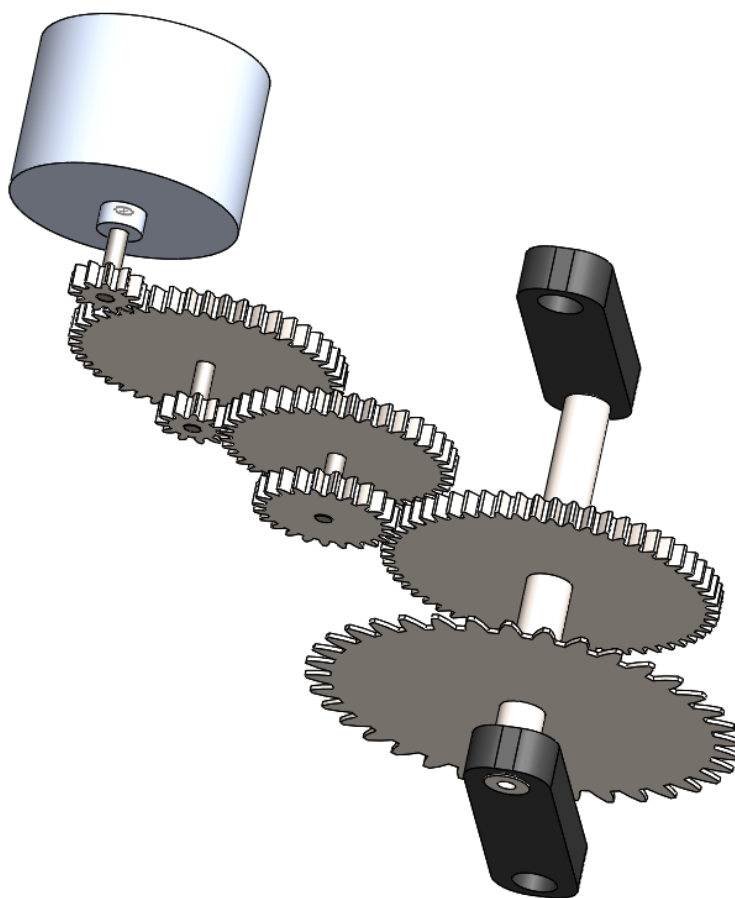


Figura 1.8: Trasmissione Shimano E8000

### 1.3.2 Bosch Performance Line CX

La tecnologia adottata da Bosch è simile a quella rappresentata nel caso precedente di Shimano. Osservando esternamente la drive unit si nota la costruzione robusta, infatti, anche in questo caso, il motore è pensato per biciclette da trekking. Il motore elettrico è di tipo brushless trifase a magneti permanenti interni (IPM). Lo schema della trasmissione è riportato in figura 1.9. Si può osservare che, a differenza del caso precedente, la corona non si trova allo stesso livello dei pedali. Infatti, questa è installata in un punto intermedio del riduttore di giri e ruota a una velocità elevata, il che permette di utilizzare corone con dimensioni minori rispetto a quelle tradizionali. Il riduttore di giri si può pensare come scomposto in due step: uno opera riducendo la velocità del motore riportandola a quella della corona, l'altro aumenta la velocità di rotazione dei pedali alla velocità della corona. Gli ingranaggi interposti tra corona e pedali rappresentano uno svantaggio quando si procede a sola forza muscolare, infatti è necessario uno sforzo maggiore per vincere l'attrito tra le ruote dentate. In questa soluzione alla corona è trasferita una coppia minore rispetto agli altri casi, per cui si ottiene il vantaggio di sollecitare meno gli organi di trasmissione esterna, tra cui la catena. Il sensore di coppia, a differenza degli altri casi, è realizzato con una cella di carico: questo tipo di sensore ha una struttura rigida e, essendo fissato al carter, non necessita di contatti striscianti, per contro si deve considerare il suo peso non trascurabile. La regolazione del livello di assistenza è possibile grazie a dei pulsanti

integrati nel display installato sul manubrio della bicicletta. Nel data sheet della drive unit sono indicati i livelli di assistenza pre-impostati: "Turbo" 300%, "Sport" 210%, "Tour" 120%, "Eco" 50% (valori in percentuale rispetto alla coppia applicata dal ciclista ai pedali).

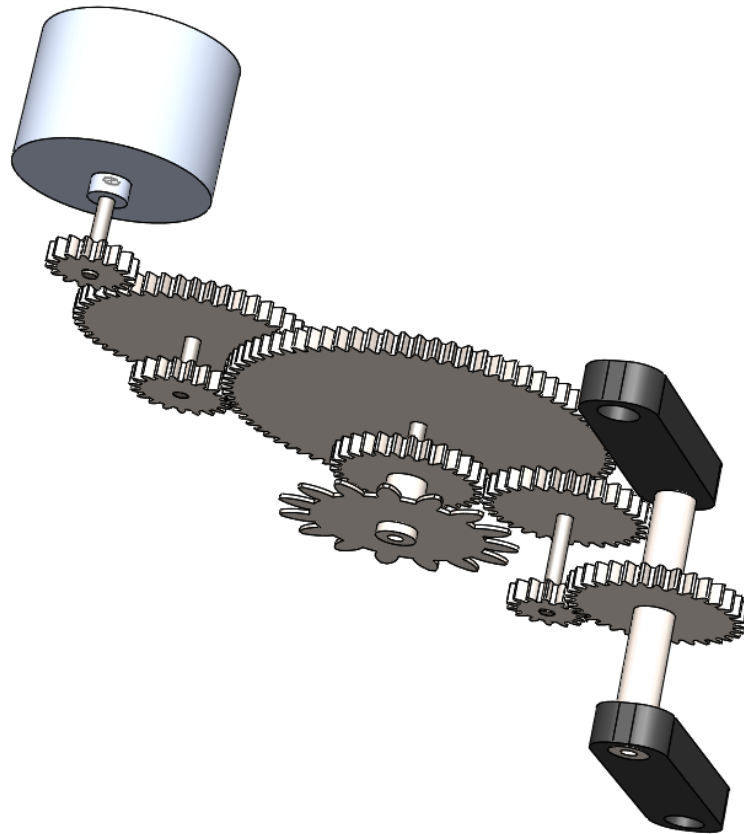


Figura 1.9: Trasmissione Bosch Performance Line CX

### 1.3.3 Brose Antriebstechnik

La drive unit realizzata da Brose, per molti aspetti, si differenzia dalle altre analizzate. Esternamente appare meno robusta rispetto alle precedenti, infatti, nelle biciclette da trekking, è previsto un carter per proteggere la drive unit. Il riduttore di giri, posto tra motore e corona, è realizzato con un epicicloidale e una trasmissione a cinghia; il riduttore epicicloidale permette un elevato rapporto in uno spazio ridotto, inoltre, la realizzazione in materiale plastico, ne riduce il peso. Il mozzo dei pedali funge da albero per la corona e la ruota dentata su cui agisce la cinghia, in figura 1.10 è riprodotta la trasmissione. Anche in questo caso, un sistema di cuscinetti unidirezionali, permette il disaccoppiamento del motore elettrico dalla corona, ma con il vantaggio, rispetto ai precedenti, che questi cuscinetti speciali sono alloggiati sul mozzo, infatti, pedalando senza supporto del motore, si mette in rotazione solo il mozzo e, per cui, la resistenza da vincere con la forza muscolare è ridotta. Il sensore di coppia, abbinato al sensore P.A.S., è realizzato come nel caso della drive unit Shimano, ma utilizza un maggior numero di estensimetri per aumentare la precisione di misura. Il sistema di

regolazione del livello di assistenza è integrato nel case della batteria e, attraverso dei tasti, è possibile aumentare o diminuire il supporto del motore, inoltre è presente un trasmettitore bluetooth per interfacciare il sistema con smartphone o display, in modo da rendere più agevole la regolazione.

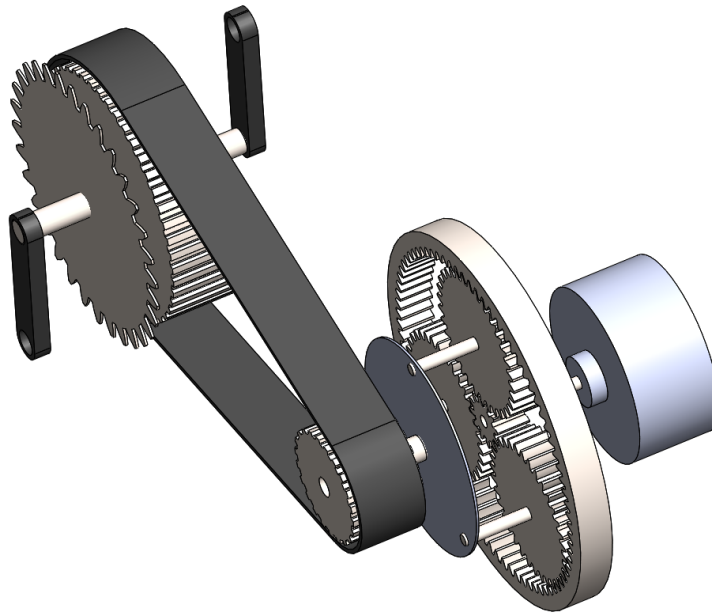


Figura 1.10: Trasmissione Brose Antriebstechnik

### Confronto drive unit

Nella tabella 1.1 sono contenuti i dati, ricavati dall'analisi dei tre modelli, a scopo di confronto. I dati riguardanti la geometria del motore, ovvero numero di cave e di poli, sono stati ricavati ispezionando le drive unit; lo stesso vale per i rapporti di trasmissione dei riduttori di giri<sup>10</sup>. La velocità massima dei pedali, imposta dai limiti di funzionamento del motore, e la coppia massima del motore, riportata al livello dei pedali, sono dati dichiarati nei data sheet delle drive unit; da questi valori è stato possibile rivare la velocità massima del motore e la coppia massima all'albero motore, sfruttando il rapporto di trasmissione. I dati riguardanti le batterie sono riportate nel data sheet della bicicletta, ma sono inserite solo a scopo indicativo, infatti è possibile configurare la bicicletta con batterie di diversa capacità, valori tipici sono compresi tra 400 e 600 wattora.

---

<sup>10</sup>si noti che il rapporto di trasmissione tra pedali e corona ha senso solo per il motore Bosch, negli altri due casi questo è unitario essendo la corona installata al livello dei pedali.

Tabella 1.1: Confronto Drive Unit analizzate

	Shimano	Bosch	Brose
<b>Dati motore</b>			
Tipo di motore	BL-AC	BL-AC	BL-AC
Numero di cave	12	18	12
Numero di poli	14	14	10
Velocità meccanica massima	4400 rpm	3600 rpm	2880 rpm
Frequenza alimentazione	510 Hz	420 Hz	240 Hz
Coppia massima all'albero	2 Nm	2.5 Nm	3.8 Nm
<b>Dati trasmissione</b>			
Tipo	ruote dentate in cascata	ruote dentate in cascata	epicicloidale e cinghia
Rapporto motore/pedali	37:1	30:1	24:1
Rapporto motore/corona	37:1	12:1	24:1
Rapporto pedali/corona	1:1	1:2.5	1:1
Numero denti corona	36	15	32
Velocità massima pedali	120 rpm	120 rpm	120 rpm
Coppia massima motore riportata ai pedali	70 Nm	75 Nm	90 Nm
<b>Dati batteria</b>			
Tipo	Litio	Litio	Litio
Tensione	36 V	36 V	36 V
Capacità nominale	14 Ah	11 Ah	12.5 Ah
Energia nominale	504 Wh	400 Wh	460 Wh



(a) Shimano Steps E8000



(b) Bosch Performance Line CX



(c) Brose Antriebstechnik

Figura 1.11: Aspetto esterno delle drive unit analizzate



## Capitolo 2

# Il futuro delle e-bike ed il recupero di energia

Le prime realizzazioni di biciclette elettriche si basavano su modelli tradizionali convertiti in elettriche, basta pensare alle biciclette con motore al mozzo e batteria su portapacchi, infatti, questa tipologia di biciclette, presenta caratteristiche identiche a quelle tradizionali, solo con l'aggiunta di motore e batteria. L'obiettivo era quello di non stravolgere l'immagine comune della bicicletta e permettere la conversione dei modelli già esistenti, ma recentemente i produttori stanno adottando strategie differenti. I nuovi modelli di biciclette elettriche presentano motore centrale e, in alcuni casi, batteria integrata nel tubolare del telaio, caratteristiche che richiedono un telaio appositamente modificato.

La bicicletta elettrica potrebbe rivoluzionare la mobilità sostenibile, e non sarà più considerata come una bicicletta tradizionale con motore, ma come una nuova categoria di veicoli. Infatti, alcuni produttori già si stanno indirizzando verso le biciclette "nate elettriche", ovvero con telai progettati per integrare al meglio tutti i componenti e offrire nuove funzionalità che potrebbero favorirne la diffusione.

### 2.1 Il sistema di recupero dell'energia cinetica

Il KERS, acronimo di *Kinetic Energy Recovery System*, definisce i dispositivi in grado di recuperare l'energia cinetica dalla frenata e riutilizzarla per la trazione del veicolo. Nei freni tradizionali, i quali sfruttano l'attrito tra due parti meccaniche, l'energia cinetica viene dissipata sotto forma di calore causando uno spreco di energia, ma adottando dispositivi di frenatura alternativi è possibile recuperarla.

La tecnologia KERS, introdotta molto recentemente, è stata sviluppata inizialmente per il settore delle gare automobilistiche, con lo scopo di aumentare le prestazioni delle vetture; in principio l'utilizzo in gara non fu permesso, ma successivamente fu introdotto nei regolamenti delle competizioni, come nel caso della Formula 1, con una norma impone la quantità massima di energia che questi dispositivi possono accumulare. Il successo avuto nelle competizioni ha suscitato interesse tra i produttori di automobili, i quali hanno progettato delle versioni ad uso stradale, in questo caso l'obiettivo non è l'aumento di prestazioni, ma la riduzione dei consumi. Le scuole di pensiero per la realizzazione del KERS sono due: meccanica o elettromeccanica.

### 2.1.1 Il KERS meccanico

Il KERS di tipo meccanico è costituito da un volano, dispositivo in grado di accumulare energia rotazionale, posto all'interno di un contenitore sottovuoto per ridurre al minimo gli attriti per ventilazione. In fase di frenatura, l'energia cinetica del veicolo, che diminuisce con la velocità, viene trasferita al volano sotto forma di energia rotazionale. Viceversa, in fase di accelerazione del veicolo, l'energia viene trasferita dal volano alle ruote sommandosi a quella fornita dal motore a combustione, al quale è richiesto di erogare una potenza ridotta, a vantaggio del consumo di carburante. La trasmissione, che rende possibile l'accoppiamento tra ruote e volano, è di tipo CVT (*Continuously Variable Transmission*) ed è realizzata, nella versione più semplice, da due pulegge a diametro variabile collegate da una cinghia. La variazione continua del rapporto di trasmissione, ovvero senza dei rapporti predefiniti come nel cambio tradizionale, permette una regolazione migliore del flusso di potenza scambiato con il volano.

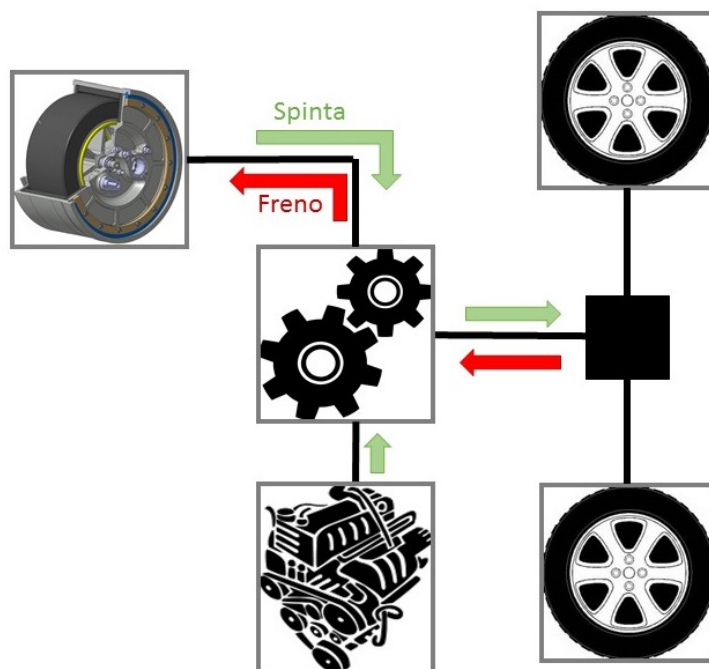


Figura 2.1: Schema a blocchi KERS meccanico

### 2.1.2 Il KERS elettromeccanico

Il KERS di tipo elettromeccanico, a differenza del precedente, attua la conversione di energia da meccanica in elettrica. Questo sistema è costituito da una macchina elettrica e da un accumulatore elettrochimico. In fase di frenatura del veicolo la macchina elettrica, funzionante da generatore, assorbe energia cinetica per convertirla in energia elettrica e ricaricare l'accumulatore. In fase di accelerazione la macchina elettrica funziona da motore e, assorbendo energia dalla batteria, fornisce potenza alla trazione in supporto al motore a combustione. In questo caso, un dispositivo elettronico posto tra accumulatore e macchina elettrica, regola il flusso di potenza erogato o assorbito dalla batteria, invertendo il flusso nel passaggio da frenatura ad accelerazione e viceversa.



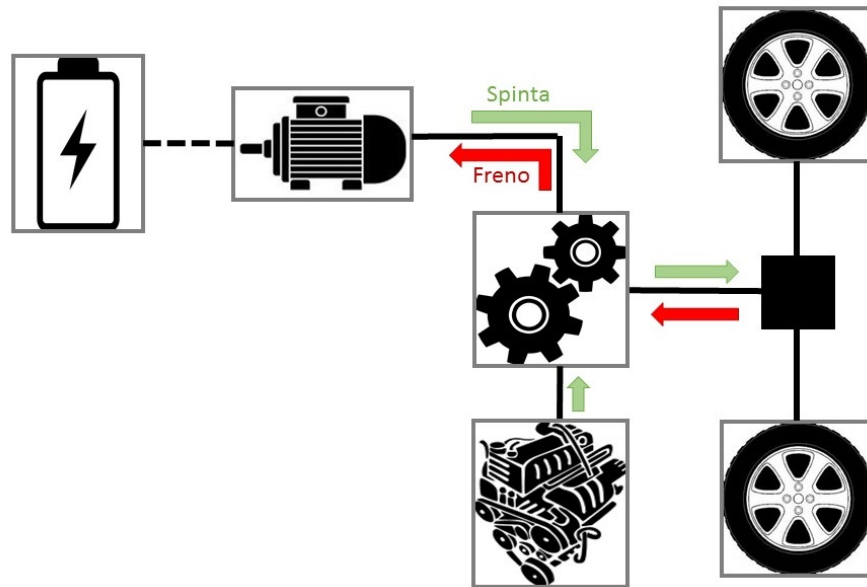


Figura 2.2: Schema a blocchi KERS elettromeccanico

### 2.1.3 Confronto tra le tecnologie

La principale differenza che si può osservare è un maggior numero di dispositivi nel KERS di tipo elettromeccanico<sup>1</sup>, questo si traduce in un peso maggiore. La presenza di un accumulatore elettrochimico comporta degli svantaggi, tra cui il peso e dimensioni notevoli per raggiungere capacità adeguate e la durata in termini di cicli limitata; inoltre, la conversione elettromeccanica dell'energia causa una diminuzione del rendimento del sistema. Il sistema meccanico presenta invece uno svantaggio legato alla sicurezza, infatti, in caso di incedente e rottura del volano, una massa rotante con energia così elevata possiede una forza centrifuga distruttiva.

Tra i due sistemi analizzati è maggiormente diffuso quello di tipo elettromeccanico e, con l'avvento delle automobili elettriche, risulterà molto vantaggioso rispetto a quello meccanico. Infatti, nei veicoli elettrici, l'accumulatore e la macchina elettrica sono dispositivi di serie e, sfruttando la reversibilità di questi dispositivi, possono essere utilizzati per recuperare l'energia cinetica, ovvero è possibile attuare il KERS senza componenti aggiuntivi rispetto a quelli per la trazione.

## 2.2 Il recupero di energia cinetica nelle e-bike

Il recupero di energia cinetica in frenatura, con l'obiettivo di aumentare l'autonomia, è ormai indispensabile nei veicoli elettrici e, a maggior ragione, nelle biciclette elettriche le quali richiedono degli accumulatori poco ingombranti e leggeri, e quindi con capacità limitata; questa funzione è stata aggiunta in alcuni modelli di biciclette elettriche a motore sul mozzo posteriore, per le quali non ci sono difficoltà, mentre le biciclette a motore centrale presentano alcuni impedimenti. Il mercato delle biciclette elettriche si

<sup>1</sup>la differenza in numero di dispositivi si nota nella presenza della macchina elettrica per convertire l'energia, questa non è necessaria nel KERS meccanico nel quale l'energia accumulata è di tipo meccanico.

sta spostando verso le drive unit centrali e, per questo motivo, nei paragrafi successivi saranno analizzati i problemi e proposte alcune soluzioni.

### 2.2.1 La trasmissione nelle biciclette tradizionali

Il recupero di energia cinetica si attua applicando una coppia frenante, causata dalla macchina elettrica funzionante da generatore, alla ruota della bicicletta e, quindi, per rendere possibile questa operazione è necessario che la trasmissione sia reversibile. Nel caso delle biciclette con motore sul mozzo, nelle quali il rotore è direttamente accoppiato alla ruota, è possibile invertire la coppia per frenare la bicicletta. Lo stesso discorso però non vale per le biciclette con drive unit centrale nelle quali, tra motore e ruota, è presente una trasmissione che deve essere reversibile; i componenti che causano la non reversibilità della trasmissione sono i cuscinetti unidirezionali e il cambio a deragliatore.

Il cuscinetto unidirezionale, installato nel pacco pignoni alla ruota posteriore, è appositamente realizzato per trasmettere sola la coppia motrice e, applicando una coppia frenante, il pacco pignoni si comporta come una ruota folle. In realtà questo problema non presenta grosse difficoltà, è sufficiente creare un accoppiamento fisso tra ruota e pacco pignoni, soluzione che già adottano alcune biciclette.

Il cambio a deragliatore, che funziona spostando la catena nel rapporto desiderato, necessita di un tendicatena realizzato con un sistema di molle, il quale non è reversibile. Questo sistema è stato da sempre il più diffuso, grazie alla sua semplicità, nonostante presenti molti svantaggi, tra cui:

- non è possibile cambiare marcia da fermi;
- è un dispositivo fragile e installato in una posizione esposta agli urti;
- richiede una regolazione precisa e periodica manutenzione;
- il tempo per cambiare marcia è lungo e si deve regolare la forza di pedalata per favorire l'innesto della catena nel nuovo rapporto, il che si traduce in un tempo morto per la forza di trazione trasferita alla ruota;
- la catena non lavora sempre allineata alle ruote dentate, questo causa maggiori sollecitazioni.

La presenza del cambio nelle biciclette è essenziale, soprattutto per quelle che si adattano a situazioni stradali diverse. In particolare, il cambio rende possibile una velocità elevata in pianura, mantenendo una frequenza di pedalata ideale, mentre, nei percorsi ad elevata pendenza, permette di trasferire alla ruota motrice una coppia sufficiente a vincere il dislivello. Da un punto di vista meccanico la potenza trasmessa dal ciclista ai pedali è costante, ma è necessario modificare i livelli di coppia e frequenza di pedalata in base alla resistenza della strada e la velocità della bicicletta. La formula  $P = M * \omega$ , che lega coppia e velocità alla potenza, dimostra che variando la velocità, in modo inversamente proporzionale alla coppia, è possibile mantenere la potenza costante, come accade nel cambio.

Nei paragrafi seguenti sono presentate alcune soluzioni che permettono di eliminare il cambio a deragliatore nelle biciclette elettriche, con l'obiettivo di permettere il recupero di energia cinetica nelle biciclette con motore centrale.

### 2.2.2 Architettura parallelo delle e-bike

L'architettura parallelo è adottata da tutti i modelli analizzati nel Capitolo 1. In figura 2.3 è rappresentato uno schema a blocchi di questa tecnologia, nella quale le frecce indicano le direzioni dei flussi di potenza.

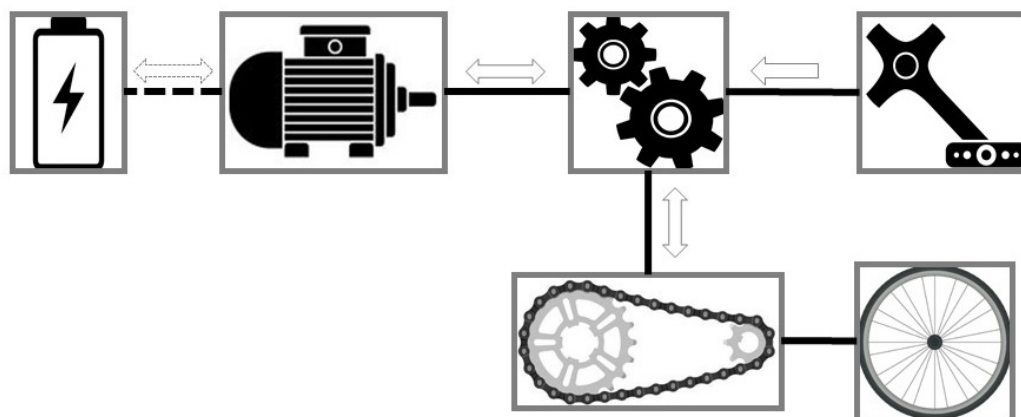


Figura 2.3: Schema a blocchi architettura parallelo

Come si può notare in figura, l'accoppiamento tra motore e pedali è di tipo meccanico e realizzato da un "sommatore di coppia"; questo dispositivo, composto di ingranaggi meccanici, permette di sommare la potenza generata da due o più sorgenti. In questo caso le sorgenti di potenza sono il motore elettrico, alimentato dalla batteria, e i pedali, mossi dalla forza muscolare del ciclista, infine la potenza risultante dalla somma di queste due è trasferita alla corona e, attraverso la trasmissione a catena, alla ruota motrice. Il "sommatore di coppia", come si può intuire dal nome, permette di sommare le coppie motrici prodotte da motore e pedali, ma lo stesso non vale per la velocità, infatti queste devono essere uguali<sup>2</sup> nel punto di accoppiamento. Questo sistema presenta il vantaggio di rendere indipendenti le coppie in gioco, ma avere le velocità vincolate causa delle limitazioni.

Nei paragrafi seguenti sono proposte alcune soluzioni per eliminare il deragliatore: una bicicletta senza cambio, diversi tipi di cambio al mozzo e un cambio integrato nella drive unit.

#### Funzionamento senza cambio

La rimozione del cambio è la soluzione più semplice, ma non è adatta al caso in cui si voglia realizzare una bicicletta che possa adattarsi a diversi tipi di utilizzo, ovvero un mezzo di trasporto per la città e al tempo stesso adatto agli avventurosi che affrontano percorsi da trekking. Per comprendere quali limitazioni presenta questa soluzione sono stati analizzati alcuni casi variando il rapporto di trasmissione della catena e la velocità. I risultati sono riportati in tabella 2.1. I rapporti di trasmissione sono stati scelti tra i valori commerciali, infatti la corona anteriore tipicamente ha circa 36 denti, mentre i pignoni posteriori hanno tra 36 e 11 denti. L'analisi di velocità è stata svolta

<sup>2</sup>si noti che queste devono essere uguali all'albero della corona, tra questo e gli altri dispositivi tipicamente è posto un riduttore di giri, che permette a pedali e motore di funzionare a velocità diverse, ma sempre legate da un rapporto fisso.

considerando due diverse velocità di percorrenza, di cui 30 Km/h è un valore tipico su strade piane, mentre 10 km/h su strade con modeste pendenze. Considerando un pneumatico con diametro 29 pollici, e noto il rapporto di trasmissione, è stato ricavata la velocità della corona che consente la velocità di percorrenza fissata. L'analisi della coppia è stata svolta considerando una strada piana nel caso di percorrenza a 30 km/h, mentre una pendenza del 10% quando la velocità di percorrenza è di 10 km/h, da questi dati è stata ricavata la coppia resistente alla ruota e riportata secondo il rapporto di trasmissione alla corona. Inoltre è stata calcolata la potenza<sup>3</sup> totale richiesta dalla trazione, che deve essere bilanciata dalla somma della componente di potenza data dal motore e di quella data dal ciclista ai pedali.

Tabella 2.1: Analisi coppia e velocità in diverse condizioni

Tipo di strada	Piana			Pendenza		
Rapporto di trasmissione	36:36	36:17	36:11	36:36	36:17	36:11
<b>Analisi velocità</b>						
Velocità bicicletta [Km/h]	30	30	30	10	10	10
Velocità ruota [rpm]	215	215	215	70	70	70
Velocità corona [rpm]	215	102	66	70	33	21
Velocità corona [rad/sec]	22.5	10.7	6.9	7.3	3.5	2.2
<b>Analisi coppia</b>						
Coppia resistente alla ruota [Nm]	5.25	5.25	5.25	34.4	34.4	34.4
Coppia resistente alla corona [Nm]	5.25	11.1	17.2	34.4	72.8	112.6
Potenza totale richiesta [W]	118	118	118	250	250	250

Osservando la tabella, e considerando che valori ideali di frequenza pedalata sono di 90-110 rpm in pianura e 75-80 rpm in salita, si intuisce che trovare un compromesso risulta complesso; infatti adottando un rapporto 36:17 si ottiene una frequenza prossima a quella ideale quando la velocità è di 30 km/h, ma procedendo a velocità ridotta, ad esempio in salita o su sterrato, risulta conveniente adottare il rapporto unitario 36:36.

Richiamando il sensore di coppia e la possibilità di regolare il livello di assistenza, di cui si è parlato nella sezione 1.2.3, si dimostra che la coppia non rappresenta un problema. Infatti, se il motore ha coppia sufficientemente elevata, è possibile simulare i rapporti del cambio variando i livelli di assistenza. Nel caso peggiore di percorrenza in salita con rapporto 36:11, in cui la coppia necessaria è 112 Nm, è possibile far erogare 90 Nm al motore e i restanti 22 Nm dai pedali, valore possibile per un ciclista di medio livello. Si noti che la potenza richiesta dalla trazione dev'essere bilanciata per 200 watt dal motore e i restanti 50 watt dal ciclista, valore molto basso che corrisponde al caso con coppia modesta e velocità di pedalata molto bassa.

Verrebbe da pensare di aumentare la frequenza di pedalata, mantenendo la coppia fissa, e quindi percorrere i tratti in salita a velocità più sostenuta. Questo permetterebbe di avvicinarsi a valori ideali della frequenza di pedalata, ma si deve considerare l'aumento di potenza; infatti il ciclista non presenta problema a generare potenze ai pedali oltre i 50 watt stimati, ma si deve considerare che la potenza del motore potrebbe superare i 250 watt consentiti per legge. Inoltre la velocità di percorrenza è legata

<sup>3</sup>il legame tra potenza (P), coppia (M) e velocità ( $\omega$ ) è dato dalla formula  $P = M * \omega$ , dove la velocità considerata è quella alla corona in rad/sec. Si noti che la potenza nel caso di velocità della bicicletta a 30 km/h deve essere tutta generata dal ciclista, per legge oltre i 25 km/h il motore deve interrompere il supporto.

alla sicurezza e alla stabilità della bicicletta, quindi nei percorsi off-road più accidentati non è sempre possibile aumentare la velocità per garantirsi una pedalata ideale.

La realizzazione di una drive unit senza cambio risulta conveniente solo per biciclette da città, per le quali è possibile definire un compromesso, mentre per le biciclette da trekking, che si trovano ad affrontare dai più pendenti sentieri di montagna alle normali strada di pianura, non risulta conveniente realizzare un sistema senza cambio.

### Cambio al mozzo epicicloidale

Il cambio al mozzo, come si può intuire dal nome, è un meccanico di cambio racchiuso nel corpo del mozzo della ruota posteriore. Il funzionamento si basa su un rotismo epicicloidale nel quale, selezionando le ruote dentate da far lavorare, è possibile modificare il rapporto di velocità tra pignone e guscio esterno del mozzo, su cui sono fissati i raggi della ruota. Un esempio è riportato in figura 2.4.

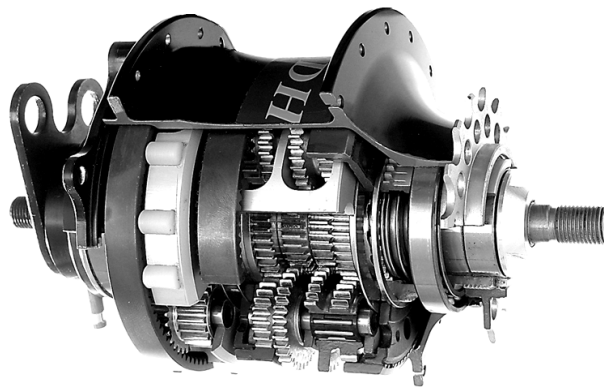


Figura 2.4: Esempio di un cambio al mozzo epicicloidale

Il cambio al mozzo è un dispositivo disponibile in commercio da molti anni e, quindi, evita ai produttori di drive unit il progetto di un nuovo cambio meccanico, per questo è la soluzione più semplice per sostituire il cambio a deragliatore. In commercio sono disponibili modelli robusti e affidabili, adatti quindi anche per le biciclette da trekking. Un altro vantaggio è la possibilità di lasciare all'utilizzatore la scelta del modello di cambio da installare, in base al tipo di utilizzo che ne sarà fatto; i modelli commerciali si differenziano per il numero di rapporti, la robustezza e la precisione di cambiata. Tuttavia, si deve considerare che non tutti i modelli sono adatti a risolvere il problema del recupero dell'energia cinetica, infatti dev'essere scelto un cambio reversibile o che possa essere trasformato in uno reversibile sostituendo i cuscinetti unidirezionali. Lo svantaggio di questo sistema, oltre al prezzo elevato, è il peso maggiore rispetto a un deragliatore che, come già visto per i motori al mozzo nella sezione 1.2.1, causa uno spostamento del baricentro della bicicletta.

### Cambio al mozzo a variazione continua

Questa tipologia di cambio è molto simile al precedente e, come si può notare in figura 2.5, la sua struttura ricorda il rotismo epicicloidale, ma con le ruote dentate dei pianeti sostituite con delle sfere. Il vantaggio di questo sistema è la variazione continua, ovvero non sono presenti dei rapporti predefiniti, ma la regolazione è graduale tra il massimo e il minimo realizzabile.

Il principio di funzionamento si basa sulla variazione di orientamento dell'asse delle sfere, le quali hanno la funzione di trasmettere il moto da una corona all'altra. Osservando figura 2.6 si può notare che, variando l'orientamento dell'asse, variano i raggi della sfera tra le corone e l'asse e, per cui, varia il rapporto di velocità tra la corona di input e quella di output. L'anello centrale del rotismo non ha la funzione di ruota motrice, ma funziona da supporto per le sfere e, spostandolo, si modifica l'orientamento dell'asse delle sfere.

La variazione continua è un vantaggio rispetto al cambio epicicloidale, infatti si ha un numero infinito di rapporti e, la variazione graduale del rapporto, offre una sensazione di guida migliore. Un notevole vantaggio si ottiene abbinandolo alle biciclette elettriche con drive unit centrale, mentre le altre tipologie di cambio permettono al motore di lavorare a velocità elevate entro un certo range, il cambio a variazione continua, se regolato opportunamente, consente al motore di lavorare a velocità fissa.

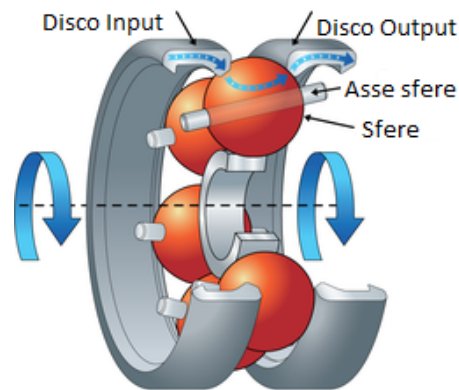


Figura 2.5: Struttura del cambio al mozzo continuo, realizzato da NuVinci®

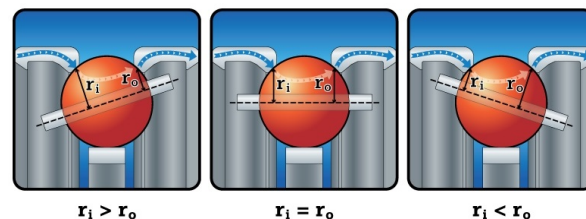


Figura 2.6: Funzionamento del cambio al mozzo continuo

### Cambio integrato nella drive unit

Una soluzione alternativa, ai casi precedenti, è l'installazione del cambio al livello dei pedali, e quindi liberare la ruota posteriore dai dispositivi di cambio. Il cambio al livello dei pedali è già stato proposto nel mercato, ma non ha riscontrato grande successo a causa delle modifiche al telaio che richiede; tuttavia, inserendo il cambio all'interno delle drive unit centrali, questo svantaggio è superato. L'integrazione nella drive unit richiede un cambio appositamente progettato, che potrebbe risultare onerosa considerando lo spazio limitato, ma si trae vantaggio realizzando un cambio dimensionato per integrarsi meglio con il motore e il riduttore di giri utilizzati. Un ulteriore vantaggio da considerare

è che il peso aggiunto non sposta il baricentro della bicicletta e, rimuovendo deragliatore e pacco pignoni, si riduce il peso alla ruota posteriore.

Una soluzione di questo tipo è stata realizzata da Neox<sup>®</sup>, che propone una bicicletta "nata elettrica", per la quale è stato registrato un brevetto riguardante il cambio integrato nella drive unit. In figura 2.7 e in figura 2.8 sono riportate le riproduzioni delle drive unit riportate nel brevetto.

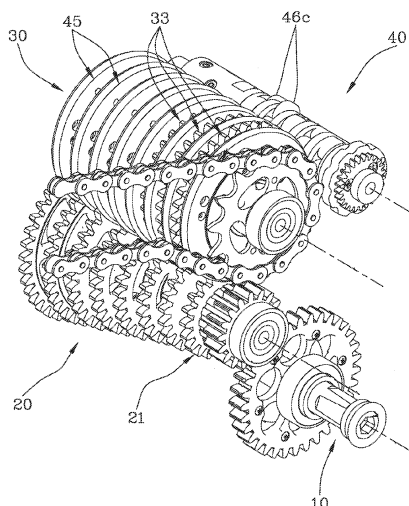


Figura 2.7: Trasmissione con cambio realizzata da Neox<sup>®</sup>

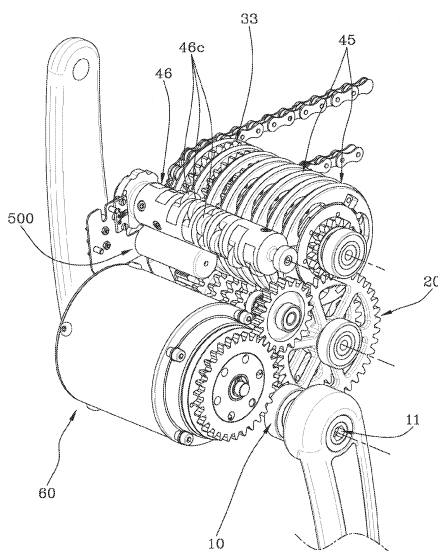


Figura 2.8: Componenti della drive unit realizzata da Neox<sup>®</sup>

Come si può osservare la trasmissione è composta di quattro alberi, di cui uno è quello su cui sono fissati i pedali (10), uno ha lo scopo di innestare la marcia selezionata (40), mentre gli altri due (20 e 30) agiscono variando il rapporto di velocità. L'albero dei pedali, attraverso una ruota dentata, trasmette il moto all'albero (20) su cui sono fissate una serie di ingranaggi (21), anche queste in movimento con l'albero. Ogni ruota dentata (21) è accoppiata a una ruota dentata (33), installata sull'albero della

corona (30) e, per avere diversi rapporti di velocità, queste aumentano di dimensione in direzione opposta nei due alberi. Ruotando l'albero (40), e quindi i dischi (46c), è possibile applicare una pressione su uno dei dischi (45), i quali all'interno contengono un meccanismo in grado di accoppiare la ruota dentata adiacente al disco con l'albero. In figura 2.8 si possono notare due motori elettrici, uno per la trazione (60) e un altro, di dimensioni minori (500), per ruotare l'albero (40) e selezionare la marcia desiderata, si ha quindi un cambio di tipo elettronico.

Il meccanismo presentato è solo una delle possibili soluzioni, un'alternativa è realizzare dei dispositivi di cambio simili a quelli proposti per i cambi al mozzo, ad esempio con sistema a planetario o a variazione continua del rapporto.

### 2.2.3 Architettura serie dei veicoli ibridi

L'architettura serie è una possibile soluzione, alternativa a quella parallelo, utilizzata nei veicoli ibridi per sommare due sorgenti di potenza; in questo caso si ipotizza di adattare questo sistema alle drive unit per biciclette elettriche. In figura 2.9 è riportato lo schema a blocchi del principio di funzionamento, si noti che le linee nere rappresentano le connessioni di potenza, in tratteggio potenza elettrica e linea continua per la potenza meccanica, sono indicati inoltre gli scambi di informazioni tra le due macchine elettriche dalle linee con doppio punto, le frecce solide rappresentano la direzione del flusso di potenza.

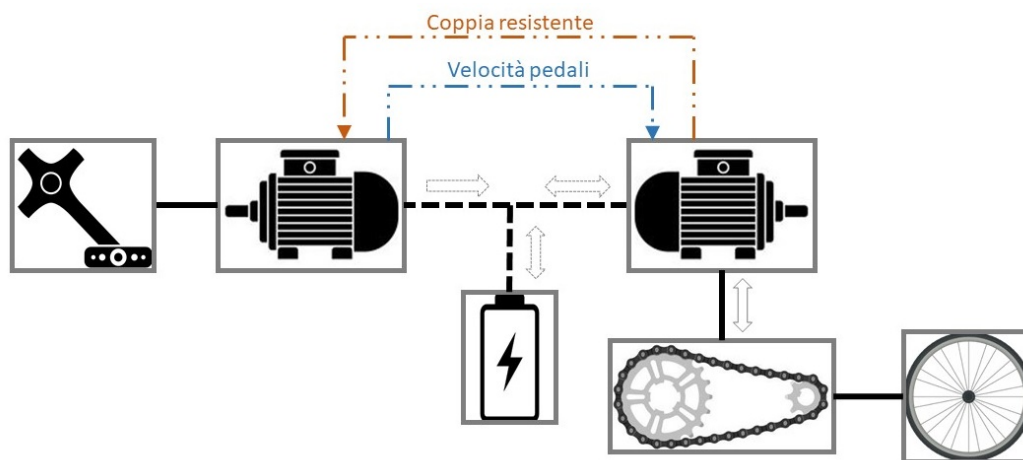


Figura 2.9: Schema a blocchi architettura serie

Come si può osservare in figura la somma delle sorgenti avviene sotto forma di potenza elettrica. In questa architettura il punto cruciale del sistema è un nodo elettrico, nel quale, attraverso un bus elettrico, sono collegati due macchine elettriche e la batteria. L'energia meccanica ai pedali, prodotta dal ciclista, è convertita in energia elettrica da un generatore che alimenta il bus elettrico. La corona che, tramite la trasmissione a catena, trasmette il moto alla ruota motrice è mossa da un motore elettrico, il quale è alimentato dal bus elettrico. Infine una batteria è collegata al bus elettrico, con lo scopo di "serbatoio di energia", infatti funziona accumulando l'energia cinetica recuperata in frenata ed eroga, in fase di trazione, la potenza necessaria a bilanciare quella derivante dai pedali. Il funzionamento di questa batteria non è da confondere con quello del KERS elettromeccanico, nel quale l'energia accumulata viene erogata



in fase di accelerazione, infatti in questo sistema la batteria eroga potenza in fase di accelerazione ma anche di crociera, come assistenza al ciclista.

Le due macchine elettriche sono alimentate da inverter indipendenti tra loro e, per cui, motore e generatore possono lavorare a diverse velocità e coppia, che significa avere un completo disaccoppiamento tra pedali e ruota motrice.

La tecnica migliore è quella di controllare l'azionamento con uno scambio di informazioni incrociato tra motore e generatore. Il motore, fissato alla corona, è in grado di misurare la coppia frenante causata dalla strada e questa è riprodotta ai pedali dal generatore, offrendo quindi al ciclista una sensazione reale di pedalata. Viceversa il generatore, calettato all'albero dei pedali, è in grado di misurare la velocità di pedalata per controllare il motore. Da un punto di vista tecnico si ha il generatore controllato in coppia, con il riferimento ricavato dalla misura della coppia frenante causata dalla strada, mentre il motore controllato in velocità, con il riferimento ricavato dalla velocità dei pedali.

In realtà i riferimenti di coppia e velocità non sono riportati uguali al valore misurato, ma secondo un certo rapporto che permette di simulare il funzionamento del cambio. L'obiettivo è di mantenere la velocità di pedalata nell'intorno del valore ideale e, variando il rapporto del riferimento di velocità, si regola la velocità della bicicletta. Inoltre, regolando il livello di assistenza, è possibile scegliere con che rapporto simulare la coppia resistente ai pedali, variando così anche la proporzione tra potenza fornita dal ciclista e quella da batteria.

L'utilizzo dell'architettura serie permette di avere un "cambio simulato" con possibilità di regolazione molto più ampie rispetto a quelle di un cambio meccanico, ma si devono considerare gli svantaggi non trascurabili di questo sistema, tra cui:

- l'installazione di due macchine elettriche comporta un costo più elevato;
- le macchine elettriche devono essere voluminose per adattarsi ai livelli di coppia senza riduttori di giri, i quali causano perdite meccaniche e sono ingombranti;
- il controllo delle due macchine elettriche richiede due inverter indipendenti, quindi costi maggiori;
- il motore deve essere di potenza molto maggiore rispetto a quello del sistema parallelo, infatti questo deve gestire la potenza fornita dalla batteria e quella del ciclista<sup>4</sup>, mentre nel caso parallelo il motore deve convertire solo la potenza fornita da batteria;

quindi, nonostante offra dei vantaggi molto interessanti, questo sistema è affetto da svantaggi che lo rendono inutilizzabile nelle biciclette elettriche, per le quali i limiti di volume, peso e costi sono molto restrittivi.

---

<sup>4</sup>si può stimare una potenza totale di dimensionamento del motore oltre i 500 watt, considerando che 250 watt è la componente massima di assistenza che può dare la batteria per legge ed altri 250 watt forniti dal ciclista, potenza media che può erogare un ciclista di medio livello.



## Capitolo 3

# Metodologia di progetto dei motori

### 3.1 Generalità

La drive unit analizzate nella prima fase di questo progetto (*Paragrafo 1.3*) sono tutte realizzate con un motori elettrici di piccole dimensioni e, quindi, livelli di coppia molto bassi rispetto alle prestazioni che si desidera avere ai pedali, per cui è necessario l'utilizzo di riduttori di giri ad elevato rapporto di trasmissione i quali causano perdite meccaniche e un ingombro voluminoso.

L'obiettivo di questo progetto è quello di dimensionare un motore con prestazioni più elevate rispetto a quelli analizzati, in modo da poter diminuire il rapporto di trasmissione richiesto. Si noti che lo scopo non è quello di eliminare il riduttore di giri, ma di diminuirne le dimensioni, infatti, facendo riferimento ai valori di coppia ai pedali riportati in tabella 1.1, risulta impossibile realizzare un motore elettrico abbastanza performante da non richiedere l'utilizzo del riduttore di giri, questo a causa dei limiti dimensionali, i quali saranno definiti nei paragrafi seguenti.

In questo capitolo è descritto il metodo seguito per il dimensionamento dei motori e per verificarne le prestazioni.

### 3.2 Specifiche di progetto

#### 3.2.1 Limiti dimensionali

Il limite principale di questo progetto sono le dimensioni massime ammissibili, le quali devono consentire l'alloggiamento della drive unit tra i pedali, senza inferire sull'impatto visivo. Per verificare la plausibilità dei valori scelti, riportati in tabella 3.1, questi sono stati confrontati con le dimensioni della drive unit Bosch (*figura ??*), essendo la più grande tra quelle analizzate. La lunghezza del motore è stata presa pari al valore massimo ammissibile, mentre, per quanto riguarda il diametro interno di statore, è stato stimato un valore di partenza, confrontando poi in fase di analisi il diametro esterno ottenuto dal dimensionamento con il limite massimo scelto.

Un'altro obiettivo che si è cercato di realizzare in fase di progetto è quello di massimizzare il diametro interno di rotore, che corrisponde allo spazio di alloggiamento dell'albero. I motivi di questa scelta sono principalmente due:

- per connettere albero e rotore può essere utilizzato un materiale con peso specifico minore rispetto ai materiali ferromagnetici, con il vantaggio di ridurre l'inerzia del rotore;
- avendo a disposizione uno spazio sufficientemente grande all'interno del rotore è possibile adottare una configurazione meccanica concentrica<sup>1</sup> della drive unit, a vantaggio di un ingombro minore.

### 3.2.2 Dati di partenza

Il dimensionamento, con lo scopo di confrontare i risultati ottenuti, richiede che siano imposti dei parametri di partenza uguali per tutti i motori. In questo caso si è scelto di imporre le prestazioni meccaniche dei motori, in termini di coppia massima<sup>2</sup> e potenza meccanica<sup>3</sup> alla velocità base, per poi confrontare il rendimento, il peso dei materiali necessari, le temperature di esercizio e il contenuto armonico delle varie forme d'onda.

La tensione massima di alimentazione del motore è imposta dalla batteria e dal tipo di inverter utilizzato, in particolare, ipotizzando di controllare l'inverter con una modulazione di tipo a vettori spaziali, si ottiene al lato AC una tensione -concatenata di picco- pari alla tensione al bus DC.

Nella tabella 3.1 sono riassunte le specifiche di partenza dei progetti svolti.

Tabella 3.1: Specifiche di partenza dei progetti

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Diametro esterno massimo	$D_{eMax}$	130	<i>mm</i>
Lunghezza assiale massima	$L_{stk}$	40	<i>mm</i>
Diametro interno statore	$D$	70	<i>mm</i>
Coppia massima	$T$	7	<i>Nm</i>
Potenza alla velocità base	$P_{base}$	350	<i>W</i>
Tensione di alimentazione	$U_{peak}$	36	<i>V</i>
Numero di fasi	$m$	3	

### 3.2.3 Scelta dei materiali

#### Magneti

I magneti utilizzati per questo progetto, di tipo Neodimio Ferro Boro (NdFeB), presentano un'elevata induzione residua e un'ampia zona di lavoro, come si può notare in figura 3.1, il che li rende molto performanti. In fase preliminare è stata presa in considerazione anche la ferrite, interessante per il costo notevolmente inferiore rispetto alle terre rare, ma con caratteristiche magnetiche deboli; l'idea è stata abbandonata a

<sup>1</sup>Nelle drive unit analizzate l'albero motore è connesso all'albero dei pedali da un riduttore di giri ordinario, quindi gli assi dei due alberi si trovano in posizioni diverse. Nel caso di installazione concentrica gli alberi presentano lo stesso asse, e inoltre devono essere indipendenti lavorando a livelli di coppia diverse. Nel caso fosse necessario utilizzare un riduttore di giri questo deve essere di tipo epicicloidale.

<sup>2</sup>la stima della coppia è stata effettuata con formula 3.15 ipotizzando dei valori elevati di carico elettrico.

<sup>3</sup>per la potenza meccanica è stato scelto un valore oltre i 250 W limite per legge, ma cercando di non sfiorare nei limiti dimensionali imposti.

causa delle dimensioni elevate dei magneti. In tabella 3.2 sono riassunti i valori che caratterizzano i magneti utilizzati.

Tabella 3.2: Dati magneti in NdFeB tipo N48SH prodotti da CIBAS

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Induzione residua a $120^{\circ}C$	$B_r$	1.24	$T$
Induzione al ginocchio a $120^{\circ}C$	$B_{knee}$	0.5	$T$
Campo magnetico al ginocchio a $120^{\circ}C$	$H_{knee}$	529	$kA/m$
Coefficiente di temperatura di $B_r$	$\Delta B_r$	-0.11	$\%/^{\circ}C$
Coefficiente di temperatura di $H_{knee}$	$\Delta H_{knee}$	-0.65	$\%/^{\circ}C$
Permeabilità relativa	$\mu_{rec}$	1.1	
Temperatura di Curie	$T_{Curie}$	310	$^{\circ}C$
Densità	$\gamma_{pm}$	7500	$kg/m^3$

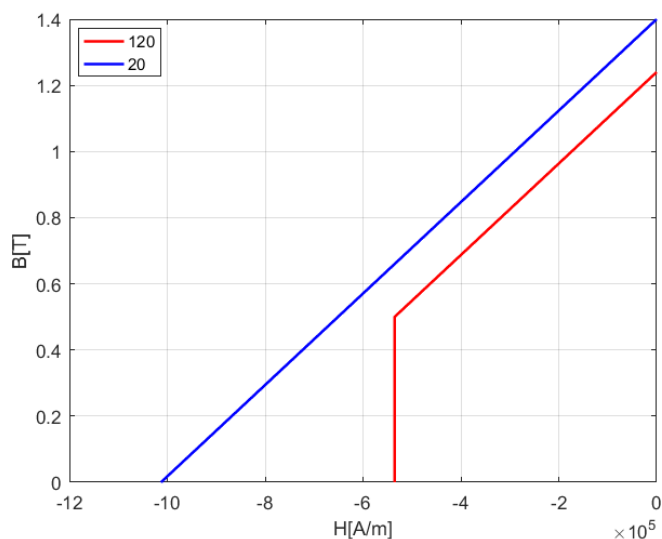


Figura 3.1: Caratteristica B-H magneti in NdFeB tipo N48SH prodotti da CIBAS

### Limierini ferromagnetici

I lamierini ferromagnetici utilizzati sono di tipo M530-50A a grani non orientati, in figura 3.2 è riportata la caratteristica B-H, mentre in tabella 3.3 sono elencati i parametri caratteristici.

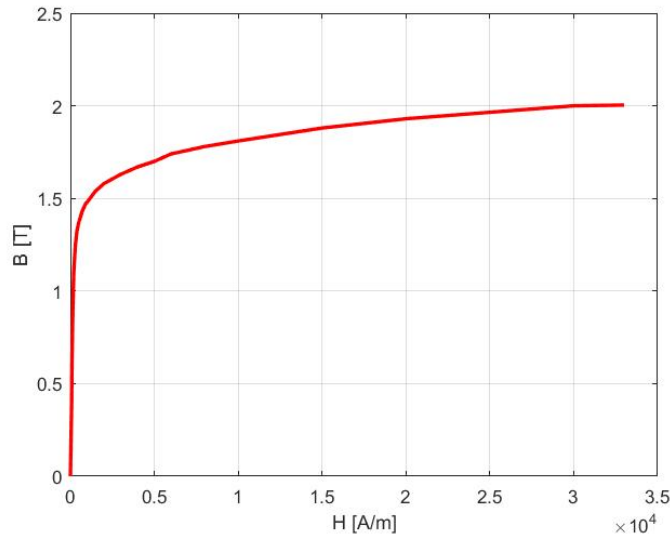


Figura 3.2: Caratteristica B-H lamierini M530-50A

Tabella 3.3: Dati lamierini ferromagnetici M530-50A

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Spessore		0.5	<i>mm</i>
Cifra di perdita a 50 <i>Hz</i> e 1 <i>T</i>	$P_{rif}$	2.01	<i>W/kg</i>
Permeabilità relativa a 1.5 <i>T</i>	$\mu_r$	1100	
Densità	$\gamma_{fe}$	7500	<i>kg/m<sup>3</sup></i>

## Conduttori

I conduttori utilizzati per questo progetto sono di tipo in rame smaltato, in tabella 3.4 sono riportati i valori considerati nell'analisi del motore.

Tabella 3.4: Dati conduttori in rame smaltato

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Resistività a 20°C	$\rho_{20}$	0.018	$\Omega mm^2/m$
Resistività a 120°C	$\rho_{120}$	0.025	$\Omega mm^2/m$
Densità	$\gamma_{cu}$	8900	<i>kg/m<sup>3</sup></i>

## 3.3 Tipologie di motore

### 3.3.1 Avvolgimenti a cave frazionare

Gli avvolgimenti a cave frazionarie, che negli ultimi anni stanno suscitando molto interesse per le macchine a magneti permanenti, sono caratterizzati da un numero di cave per polo e per fase ( $q$ ) frazionario, ovvero presentano un elevato numero di poli

in relazione al numero di cave. Particolarmente interessante è il caso in cui il passo della bobina ( $Y_q$ ) è preso unitario, infatti questo permette di realizzare un avvolgimento non sovrapposto con le bobine avvolte attorno a un singolo dente. Questa tecnica offre numerosi vantaggi, tra cui:

- il numero di poli elevato le rende ideali per applicazioni a basse velocità, permettendo di mantenere una frequenza di alimentazione elevata;
- la non periodicità tra il numero di poli e il numero di cave riduce l'effetto della "cogging torque", si ottiene così una riduzione del ripple di coppia;
- la corrente di cortocircuito di valore contenuto permette di avere una zona di lavoro in deflussaggio<sup>4</sup> molto ampia, oltre ad una maggiore tolleranza ai guasti.

Inoltre, l'avvolgimento attorno a un singolo dente, porta i seguenti vantaggi:

- la lunghezza delle bobine alle testate risulta ridotta e, per cui, si ottiene una riduzione della quantità di rame necessario, che comporta minori perdite Joule, un costo minore per il rame e minor peso dell'avvolgimento;
- riduzione del mutuo accoppiamento tra le fasi;
- in fase di avvolgimento è possibile mantenere i denti separati rendendo più semplice questa operazione.

Nonostante i numerosi vantaggi, in fase di progetto, devono essere considerati alcuni svantaggi, tra cui le sub-armoniche, tipiche degli avvolgimenti con fattore  $q$  frazionario, e le combinazioni poli-cave che causano un fattore di avvolgimento ridotto.

### 3.3.2 Configurazioni di rotore

In questo progetto sono stati considerati motori di tipo IPM. In figura 3.3 sono riportate le possibili configurazioni di rotore, tra le quali la principale distinzione si ha tra magnetizzazione tangenziale e magnetizzazione radiale.

Nel primo caso, come si può osservare in figura 3.3 (a), i magneti permanenti sono magnetizzati in direzione tangenziale e, per cui, il flusso al traferro è somma dei contributi di due magneti adiacenti. In questa configurazione, scegliendo opportunamente la dimensione dei magneti, è possibile ottenere una superficie di magnete - che corrisponde alla somma della superficie di due magneti - maggiore della superficie coperta da un polo; il vantaggio che si ottiene è quello di raggiungere elevate densità di flusso al traferro, tuttavia si deve considerare che questo è possibile solo con motori ad alto numero di poli.

Nel secondo caso, rappresentato in figura 3.3 (b), i magneti permanenti sono magnetizzati in direzione radiale e presentano una superficie minore rispetto a quella del polo, si ottiene così una minore densità di flusso al traferro. Il vantaggio di questo rotore è una maggiore coppia di riluttanza, che compensa in parte la minore coppia data dai magneti, inoltre è possibile aggiungere delle barriere di flusso (*figura 3.3 (d)*) in modo da aumentare il rapporto di salienza.

---

<sup>4</sup>la zona di lavoro in deflussaggio corrisponde, nella caratteristica meccanica, alla regione oltre la velocità base, nella quale la coppia massima decresce; avere questa zona molto ampia permette un funzionamento a potenza costante su un ampio range di velocità, ideale per i motori da trazione come si può osservare in figura A.4

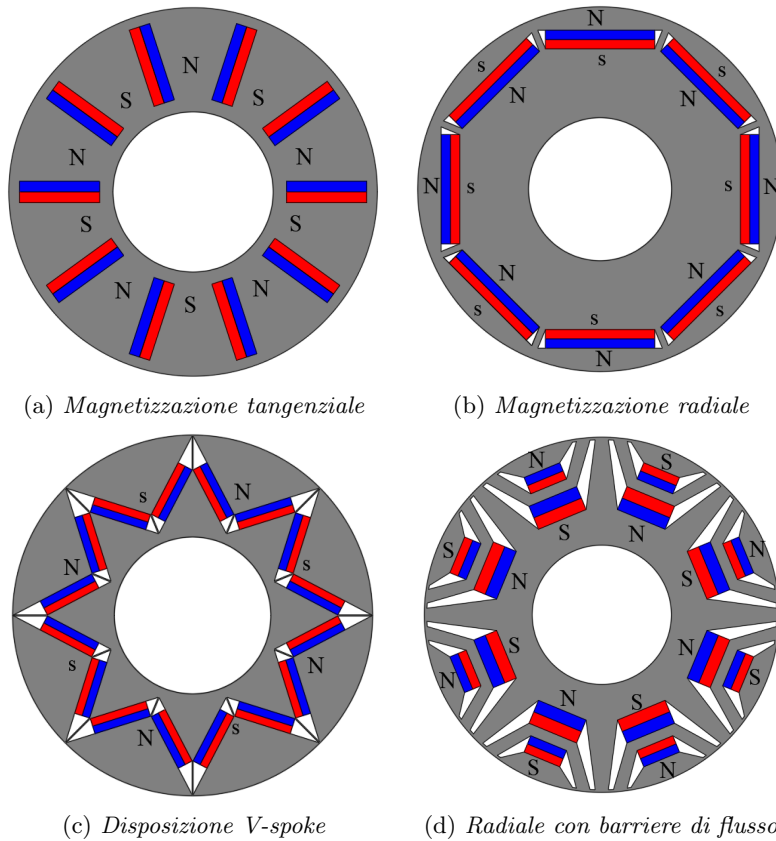


Figura 3.3: Configurazioni di rotore per motori IPM

Un caso particolare è la configurazione "V-spoke", riportata in figura 3.3 (c), nella quale i magneti permanenti hanno una componente di magnetizzazione in direzione tangenziale e una in direzione radiale. Questa si può pensare come punto di incontro tra le due precedenti, infatti, nonostante non permetta di raggiungere una concentrazione di flusso paragonabile al caso tangenziale, presenta una superficie di magnete maggiore rispetto al caso radiale.

### 3.3.3 Configurazioni trattate

In fase preliminare di progetto sono state prese in considerazione tutte le configurazioni suddette di rotore e diverse combinazioni poli-cave, ma solo alcune hanno permesso di ottenere prestazioni sufficientemente elevate e, pertanto, nella trattazione seguente sarà analizzata solo la teoria di progettazione di queste. Le configurazioni per le quali nei capitoli seguenti è riportato il dimensionamento e l'analisi sono le seguenti:

- configurazione V-Spoke 10 poli e 12 cave;
- configurazione Spoke<sup>5</sup> 14 poli e 15 cave;
- configurazione Spoke 14 poli e 12 cave.

<sup>5</sup>i motori con rotore a magnetizzazione tangenziale sono chiamati anche Spoke.



## 3.4 Dimensionamento a vuoto

### 3.4.1 Densità di flusso a vuoto

In questa sezione è riassunta la dimostrazione di come è possibile ricavare la densità di flusso al traferro causata dai magneti, considerando le diverse configurazioni di rotore adottate.

#### Rotore con disposizione dei magneti Spoke

Nel caso del rotore con magnetizzazione tangenziale, osservando il modello in figura 3.4, è possibile ricavarne la legge di Gauss:

$$B_m h_m = B_{g0} \frac{\pi D}{4p} \quad (3.1)$$

dove  $B_m$  e  $B_{g0}$  rappresentano rispettivamente la densità di flusso del magnete e quella al traferro a vuoto, ovvero con il contributo dei soli magneti. Inoltre, sempre in riferimento alla figura, si ricava la legge di Ampere:

$$H_m t_m + H_{g0} 2g = 0 \quad (3.2)$$

con  $H_m$  campo magnetico dei magneti e  $H_{g0}$  campo magnetico al traferro a vuoto.

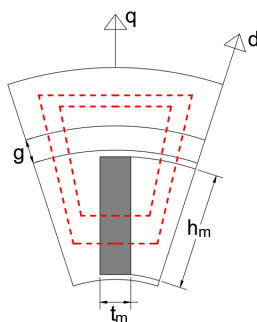


Figura 3.4: Linee di flusso di un polo con magnetizzazione tangenziale

Le equazioni che legano la densità di flusso con il campo magnetico sono le seguenti:

$$B_{g0} = \mu_0 H_{g0} \quad (3.3)$$

$$B_m = B_r + \mu_{rec} \mu_0 H_m \quad (3.4)$$

la prima rappresenta la relazione in aria e, quindi, al traferro, mentre la seconda definisce il punto di lavoro del magnete nella caratteristica BH di figura 3.1. Esplicitando i campi magnetici  $H_m$  e  $H_{g0}$  nelle due precedenti e sostituendo in 3.2 si ottiene:

$$\frac{B_m - B_r}{\mu_{rec} \mu_0} t_m + 2 \frac{B_{g0}}{\mu_0} g = 0 \quad (3.5)$$

dalla quale, sostituendo l'espressione di  $B_m$  ricavabile da 3.1, si giunge alla seguente espressione:

$$B_{g0} = \frac{B_r}{\frac{\pi D}{4ph_m} + \frac{2g\mu_{rec}}{t_m}} \quad (3.6)$$

utilizzata come punto di partenza del progetto, per definire le dimensioni necessarie dei magneti che permettono di ottenere la densità di flusso a vuoto al traferro desiderata.

### Rotore con disposizione dei magneti V-Spoke

Nel caso di magneti disposti a "V-Spoke", con riferimento a figura 3.5, si ricava il bilancio dei flussi dalla legge di Gauss:

$$B_m h_m = B_{g0} \frac{\pi D}{4p} \quad (3.7)$$

e il bilancio delle forze magneto motrici (FMM) dalla legge di Ampere:

$$H_m t_m + H_{g0} g = 0 \quad (3.8)$$

con lo stesso significato dei simboli usati nella dimostrazione precedente. Inoltre, per il legame tra densità di flusso e campo magnetico sono sempre valide le equazioni 3.3 e 3.4.

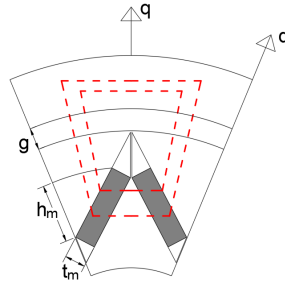


Figura 3.5: Linee di flusso di un polo con disposizione magneti V-Spoke

Manipolando le equazioni, come nel caso precedente, si giunge all'espressione della densità di flusso al traferro:

$$B_{g0} = \frac{B_r}{\frac{\pi D}{4ph_m} + \frac{g\mu_{rec}}{t_m}} \quad (3.9)$$

### 3.4.2 Forza elettromotrice a vuoto

La nota espressione che permette di determinare la forza elettromotrice indotta in un avvolgimento ( $E_w$ ), a partire dalla conoscenza del flusso concatenato dall'avvolgimento stesso ( $\hat{\Lambda}$ ) e della velocità elettrica del campo magnetico ( $\omega_e$ ), è la seguente:

$$E_w = \omega_e \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} \quad (3.10)$$

dove il flusso concatenato può essere espresso come:

$$\hat{\Lambda} = \frac{K_w N_s}{2} \Phi \quad (3.11)$$

nella quale  $N_s$  indica il numero di conduttori per fase -ipotizzando un collegamento serie delle matasse- e  $K_w$ , detto coefficiente di avvolgimento, tiene conto del fatto che le spire sono distribuite su più cave e non concentrate. La componente fondamentale della densità di flusso al traferro a vuoto si può ricavare dallo sviluppo in serie di Fourier:

$$\hat{B}_{g01} = \frac{4}{\pi} B_{g0} \quad (3.12)$$

dalla quale, considerando il valore medio per polo di  $B_{g01}$  e moltiplicandolo per la superficie di un polo, attraverso alcuni passaggi si giunge all'espressione del flusso:

$$\Phi = \hat{B}_{g01} \frac{DL_{stk}}{p} \quad (3.13)$$

A questo punto, nota la reazione tra velocità elettrica e frequenza  $w_e = 2\pi f$ , sostituendo la relazione 3.13 nella 3.11 e la relazione ottenuta nella 3.10 si ottiene la seguente:

$$E_w = \frac{2\sqrt{2}}{p} f K_w N_s D L_{stk} B_{g0} \quad (3.14)$$

la quale sarà utilizzata per determinare, imposta la forza elettromotrice desiderata, il numero di spire necessario.

## 3.5 Dimensionamento a carico

### 3.5.1 Espressioni della coppia

Nei motori di tipo IPM si devono considerare le componenti di coppia data dai magneti e quella di riluttanza. La prima si ricava dall'interazione tra densità di flusso a vuoto e corrente in asse q, come nel caso dei motori SPM,

$$T = \frac{\pi}{4} \hat{B}_{g01} \hat{K}_{sq} D^2 L_{stk} \quad (3.15)$$

mentre la seconda si può esprimere come:

$$T_{rel} = \frac{\pi}{4} (\hat{B}_{sd1} \hat{K}_{sq} - \hat{B}_{sq1} \hat{K}_{sd}) D^2 L_{stk} \quad (3.16)$$

dove  $\hat{K}_{sd}$  e  $\hat{K}_{sq}$  rappresentano il carico elettrico rispettivamente in asse d e asse q, mentre  $\hat{B}_{sd1}$  e  $\hat{B}_{sq1}$  sono le densità di flusso al traferro causate da correnti in asse d e q.

Le configurazioni di rotore utilizzate per questo progetto presentano un rapporto di salienza quasi unitario e, per cui, in prima approssimazione si considera nulla la componente  $T_{rel}$ ; quindi, utilizzando l'espressione 3.15, è possibile determinare il carico elettrico necessario per ottenere una determinata coppia, il quale da un'indicazione sulla correttezza<sup>6</sup> del dimensionamento eseguito.

<sup>6</sup>nonostante esistano dei range consigliati, determinati dall'esperienza, la correttezza del valore del carico elettrico dipende dalla capacità della macchina di dissipare il calore delle perdite Joule e, per cui, solo con delle prove termiche è possibile validare il dimensionamento.

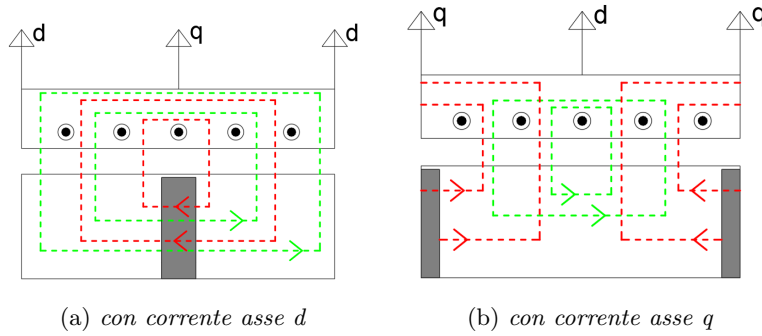


Figura 3.6: Reazione di armatura

### 3.5.2 Reazione di armatura

Nella fase di dimensionamento geometrico dello statore si deve considerare l'interazione tra la densità di flusso dovuta ai magneti permanenti e quella causata dalle correnti, in figura 3.6 è rappresentato il comportamento al variare della corrente di alimentazione.

Nel caso con corrente di alimentazione in asse d (*figura 3.6(a)*) si nota come le linee di flusso -causate dai magneti in rosso e dalla correnti in verde- hanno direzione opposta<sup>7</sup> e, per cui, le correnti in asse d producono un effetto smagnetizzante sui magneti; in questa situazione è necessario verificare che il punto di lavoro del magnete non scenda oltre il ginocchio della caratteristica di magnetizzazione, condizione che sarà verificata in fase di analisi agli elementi finiti.

Nel caso di corrente in asse q (*figura 3.6(b)*) si osserva come le linee di flusso si sommano in metà polo e viceversa nell'altra metà, per cui in questo caso si determina la situazione con la massima densità di flusso e per tale valore deve essere dimensionato il dente di statore di statore.

La densità di flusso causata da una corrente in asse q si può determinare con la seguente formula:

$$B_{sq} = \frac{\pi}{4} \hat{B}_{sq1} = \frac{\pi}{4} \frac{\mu_0}{g} \frac{D}{2p} \hat{K}_{sq} \quad (3.17)$$

e dal bilancio dei flussi secondo la legge di Gauss si ottiene:

$$B_t w_t = \frac{\pi D}{Q_s} (B_{g0} + B_{sq}) \quad (3.18)$$

dalla quale, fissato un valore massimo di densità di flusso nel dente ( $B_t$ ), è possibile determinare la larghezza di dente ( $w_t$ ) necessaria.

<sup>7</sup>si può osservare che cambiando il verso della corrente, pur mantenendola in asse d, le linee di flusso date dalla corrente ruotano in senso opposto sommandosi a quelle dei magneti; in realtà, secondo le teorie di controllo delle macchine IPM, queste vengono alimentate in modo da generare un flusso che si opponga a quello dei magneti. Per convenzione il flusso dei magneti è posto in asse d, mentre la corrente presenta una componente in asse q -positiva o negativa se funziona da motore o generatore- e una componente in asse d negativa.

### 3.6 Analisi prestazioni con software agli elementi finiti

In questa sezione sono riassunte le procedure utilizzate per analizzare le macchine progettate, per le quali è stato utilizzato il software di simulazione agli elementi finiti FEMM che, interfacciato con MATLAB<sup>®</sup>, ha permesso l'utilizzo di una procedura automatizzata per il disegno.

#### 3.6.1 Prova di magnetizzazione

La prima prova di analisi, effettuata sui motori, è una prova di magnetizzazione nella quale, mantenendo fissa la posizione di rotore e l'angolo della corrente ( $\alpha_i^e$ ), si varia l'ampiezza della corrente. I dati che si ricavano da questa prova sono flussi concatenati e induttanze dai quali si valuta l'effetto della saturazione del ferro.

#### Flussi concatenati

Nel post-processing della simulazione è possibile ricavare il potenziale vettore ( $A_z(q)$ ) in ogni cava<sup>8</sup>, dove q indica il numero della cava, e rappresentare i risultati ottenuti in una matrice:

$$\underline{A}_z = [A_z(1), \dots, A_z(Q_s)] \quad (3.19)$$

dove  $Q_s$  rappresenta il numero di cave. Le matrici di cava, definite per ogni fase, contengono informazioni sulla distribuzione degli avvolgimenti lungo lo statore ed assumono la seguente forma:

$$\begin{aligned} \underline{K}_a &= [S_a(1), \dots, S_a(Q_s)] \\ \underline{K}_b &= [S_b(1), \dots, S_b(Q_s)] \\ \underline{K}_c &= [S_c(1), \dots, S_c(Q_s)] \end{aligned} \quad (3.20)$$

rispettivamente per la fase a,b,c. I coefficienti  $S_j(q)$  possono assumere un valore pari a 0,  $\pm 0.5$  o  $\pm 1$  in base ai lati di matassa contenuti nella cava q-esima considerata; in particolare si utilizza 0 per indicare le cave in cui la matassa di una certa fase non è presente, nella cave in cui si hanno matasse di fasi diverse si ha 0.5, mentre 1 per le cave riempite da un'unica fase, inoltre il segno indica il verso entrante o uscente della corrente.

Facendo riferimento alle notazioni matriciale utilizzate è possibile ricavare il flusso concatenato, rispettivamente nelle fasi a,b,c, come segue:

$$\begin{aligned} \Lambda_a &= L_{stk} n_{cs} \underline{K}_a \underline{A}_z^T \\ \Lambda_b &= L_{stk} n_{cs} \underline{K}_b \underline{A}_z^T \\ \Lambda_c &= L_{stk} n_{cs} \underline{K}_c \underline{A}_z^T \end{aligned} \quad (3.21)$$

nella quali  $n_{cs}$  indica il numero di conduttori serie per ogni cava. Noti i flussi nelle fasi, per ricavare  $\Lambda_d$  e  $\Lambda_q$  nel sistema di riferimento d-q è sufficiente effettuare la trasformazione ricorrendo alla matrice di Park.

<sup>8</sup>si noti che per ottenere il potenziale vettore in una cava è necessario ricavare il valore medio di questo nella superficie.

### Induttanze

Le induttanze utilizzate, per valutare le prestazioni della macchina, sono quella apparente e quella differenziale, che, secondo la definizione di induttanza, si possono ricavare come segue:

$$L_{dApp} = \frac{\Lambda_d}{I_d} \quad L_{qApp} = \frac{\Lambda_q}{I_q} \quad (3.22)$$

$$L_{dDiff} = \frac{d\Lambda_d}{dI_d} \quad L_{qDiff} = \frac{d\Lambda_q}{dI_q} \quad (3.23)$$

L'induttanza differenziale, ricavata come derivata del flusso al variare della corrente, assume lo stesso valore di quella apparente fintanto che la macchina lavora in zona lineare, mentre in fase di saturazione assumono valori diversi.

### 3.6.2 Ricerca punto di lavoro MTPA

Il punto di lavoro MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) si può ricavare mantenendo la posizione di rotore fissa e, impostato un determinato valore di corrente, si varia l'angolo di corrente ( $\alpha_i^e$ ) nel piano  $I_d$ - $I_q$ . La coppia, per ogni angolo ( $\alpha_i^e$ ) di simulazione, si può determinare come:

$$T_{dq} = \frac{3}{2}p(\Lambda_d I_q - \Lambda_q I_d) \quad (3.24)$$

nella quale i flussi concatenati sono calcolati come nella sezione 3.6.1. Ripetendo la prova, con diverse intensità di corrente, è possibile tracciare la traiettoria del luogo MTPA.

### 3.6.3 Simulazione di funzionamento

La prova di funzionamento della macchina si effettua variando la posizione di rotore. É possibile impostare una corrente nulla, per simulare una prova a vuoto della macchina, oppure un determinato valore di ampiezza e fase, sempre in riferimento al piano  $I_d$ - $I_q$ , nel caso si voglia simulare un funzionamento a carico<sup>9</sup>.

#### Calcolo dei flussi concatenati

Il calcolo dei flussi concatenati, per ogni posizione assunta dal rotore, si effettua con le equazioni 3.21 e, rappresentano i risultati ottenuti per le tre fasi, è possibile verificare la forza contro elettromotrice stimata analiticamente e il contenuto armonico.

#### Densità di flusso al traferro

Durante questa prova è possibile ricavare la distribuzione della densità di flusso al traferro, per valutarne contenuto armonico e i "buchi" causati dalle aperture di cava. Le combinazioni tra numero di poli e numero di cave, in questi progetti, sono state scelte in modo da non presentare periodicità lungo il traferro, allo scopo di ridurre le coppie di cogging, e, per cui, per ottenere informazioni più precise è necessario rilevare la densità di flusso su tutto il perimetro di traferro.

<sup>9</sup>si noti che il valore imposto di ampiezza e fase è costante nel sistema di riferimento d-q, perché questo è sincrono con il rotore.

### Calcolo della coppia

La coppia, variando la posizione del rotore, non presenta un valore costante, ma delle oscillazioni causate dalla coppia di cogging e dal contenuto armonico delle forma d'onda coinvolte. Il calcolo viene effettuato con due diverse tecniche:

- il tensore degli sforzi di Maxwell, che è una funzione integrata in FEMM, si basa sulla seguente formula:

$$T_{mxw} = \frac{L_{stk}}{g\mu_0} p \int_{s_g} r B_r B_\theta dS \quad (3.25)$$

la quale integra su una circonferenza posta entro il traferro. Le densità di flusso  $B_r$  e  $B_\theta$  sono rispettivamente le componenti radiale e azimutale, mentre  $r$  rappresenta il raggio della circonferenza di integrazione. Questa tecnica restituisce un valore esatto indipendente dalla saturazione e, per cui, è preferita per valutare il ripple;

- per confronto il calcolo è effettuato anche analiticamente con formula:

$$T_{dq} = \frac{3}{2} p (\Lambda_d I_q - \Lambda_q I_d) \quad (3.26)$$

la quale restituisce un ripple di coppia ridotto rispetto al metodo precedente. In Appendice B è riportata una correzione della formula che permette di ottenere il valore esatto.

### 3.6.4 Mappatura del motore

La procedura di mappatura consente di definire il comportamento della macchina nel secondo quadrante del piano  $d-q$ , corrispondente alla regione di funzionamento da motore. Questa si svolge calcolando flussi concatenati e coppia variando le correnti  $I_d$  e  $I_q$  in una maglia il più fitta possibile. In figura 3.7 è riportato un esempio di selezione delle correnti.

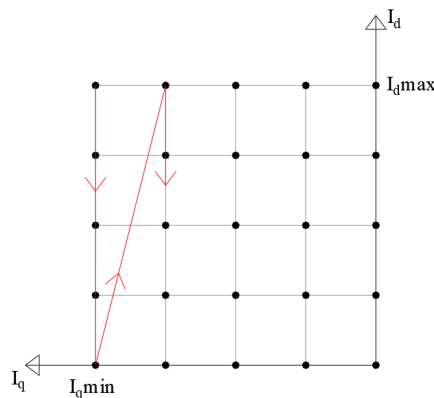


Figura 3.7: Esempio di selezione delle correnti per la mappatura

Nella prima fase dell'elaborazione dati si ricava il luogo MTPA, con un procedimento simile a quello presentato nella sezione 3.6.2, mentre nella seconda parte si ricavano la

coppia e i flussi in un numero sufficientemente elevato di punti del luogo di deflussaggio<sup>10</sup> e del luogo corrispondente al funzionamento MTPV<sup>11</sup> (*Maximum Torque Per Voltage*).

## 3.7 Verifica perdite e prestazioni

### 3.7.1 Calcolo delle perdite

Le perdite, a cui è soggetto il motore, sono di tipo meccanico e di tipo elettrico, dove quelle elettriche sono causate dall'effetto Joule nel rame e da isteresi e correnti parassite nel ferro.

#### Perdite nel ferro

Il calcolo delle perdite nel ferro, effettuato su denti e corona di statore<sup>12</sup>, si basa sulla cifra di perdita del tipo di lamierino utilizzato; questo dato è fornito dal costruttore per un valore di riferimento di densità di flusso  $B_{ref}$  e una frequenza di riferimento  $f_{ref}$  e, per cui, è necessario riportarlo alle condizioni in cui sta lavorando la macchina, applicando la seguente formula:

$$P_{spec} = P_{rif} \left( \frac{B_{max}}{B_{rif}} \right)^2 \left( K_{hy} \left( \frac{f}{f_{rif}} \right) + K_{ec} \left( \frac{f}{f_{rif}} \right)^2 \right) \quad (3.27)$$

dove  $K_{hy}$  è il coefficiente che tiene conto delle perdite per isteresi,  $K_{ec}$  è il coefficiente per le perdite dovute alle correnti parassite,  $f$  la frequenza elettrica di alimentazione della motore e  $B_{max}$  il valore della densità di flusso per la quale si stanno calcolando le perdite. Si noti che la densità di flusso massima assume valori diversi nei denti e nella corona e, quindi, si deve effettuare un calcolo separato per le due parti, indicando con  $B_{max,bi}$  la densità di flusso alla corona, mentre con  $B_{max,t}$  quella ai denti, dalle quali si ottengono rispettivamente  $P_{spec,bi}$  e  $P_{spec,t}$ .

Le perdite nel ferro, note le perdite specifiche, si possono ricavare con le seguenti formule:

$$P_{fe,bi} = K_{magg,bi} P_{spec,bi} W_{bi} \quad (3.28)$$

$$P_{fe,t} = K_{magg,t} P_{spec,t} W_t \quad (3.29)$$

dove  $W_{bi}$  e  $W_t$  indicano il peso della corona e dei denti, mentre  $K_{magg,bi}$  e  $K_{magg,t}$  sono dei coefficienti di maggiorazione assunti pari a 1.5 per la corona e 2 per i denti.

#### Perdite meccaniche

La perdite meccaniche sono stimabili applicando la seguente formula:

$$P_{mecc} = 0.15 P_m 10^{-3} \sqrt{n} \quad (3.30)$$

dove  $P_m$  è la potenza meccanica e  $n$  è la velocità meccanica espressa in giri al minuto.

<sup>10</sup>nel luogo di deflussaggio si rilevano i dati variando l'angolo di corrente e mantenendo la corrente di ampiezza nominale.

<sup>11</sup>il luogo MTPV si ricava mantenendo la corrente  $I_d$  pari alla corrente di cortocircuito e variando il valore di  $I_q$ , fino a che il modulo della corrente non supera il valore nominale.

<sup>12</sup>la rotazione del rotore sincrona con il campo magnetico permette di trascurare le perdite nel ferro di rotore.



### Perdite Joule

La formula utilizzata per calcolare le perdite nel rame, stimando una temperatura di esercizio di  $120^{\circ}\text{C}$ , è la seguente:

$$P_J = \rho_{120} J_{rms}^2 Vol_{cu} \quad (3.31)$$

nella quale  $J_{rms}$  indica la densità di corrente in valore efficace nei conduttori e  $Vol_{cu}$  rappresenta il volume totale di rame presente nel motore.

### 3.7.2 Calcolo termico semplificato

Il motore progettato è sovraccaricato oltre i valori tipici e, per verificare la correttezza di questa scelta, si effettua una prova termica analitica semplificata. In figura 3.8 sono rappresentati il modello considerato e uno schema elettrico equivalente dei flussi di calore.

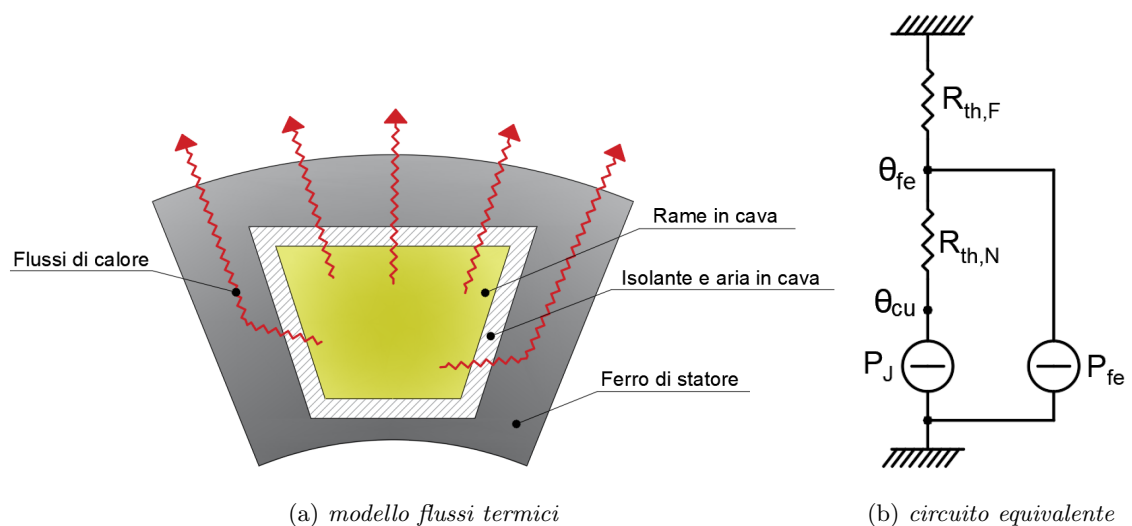


Figura 3.8: Rappresentazione delle dispersione di calore

Il calore generato dalle perdite Joule<sup>13</sup>, nel modello semplificato in figura 3.8, fluisce verso il pacco di statore e, insieme al calore generato dalle perdite nel ferro, si disperde verso l'ambiente esterno. Per analizzare questi flussi termici, e quindi le temperature a cui si trovano le varie parti della macchina, si deve tener conto della conducibilità termica materiali che, nel modello semplificato in questione, è trascurata quando è sufficientemente elevata, come nel caso del ferro.

Lo studio termico è svolto su un circuito equivalente, come si può osservare in figura 3.8(b), nel quale le perdite ( $P$ ) sono rappresentate da generatori di corrente, le resistenze termiche ( $R_{th}$ ) da resistenze elettriche e la differenza di temperatura  $\theta$ , tra quella di un punto e quella di riferimento, da una caduta di tensione.

<sup>13</sup>in questo modello sono state considerate le perdite Joule totali, senza distinguere tra quelle prodotte da conduttori in cava e conduttori di testata. Questa semplificazione è possibile essendo un motore con conduttori avvolti attorno al dente, ovvero con perdite in testata ridotte e temperatura dei conduttori in testata non elevate.

Le resistenza  $R_{th,N}$ , nello scambio termico tra il rame e il ferro di statore, tiene conto della presenza dell'isolante elettrico e di spazi d'aria. É possibile stimarla con la seguente formula:

$$R_{th,N} = \frac{\delta_{iso}}{\lambda_{iso} S_{c,disp}} + \frac{1}{\alpha_N S_{c,disp}} \quad (3.32)$$

dove  $\delta_{iso}$  e  $\lambda_{iso}$  rappresentano lo spessore e la conduttività dell'isolante, mentre  $\alpha_N$  è il coefficiente di conduttività tra matasse e lamierini. La superficie di scambio termico della cava ( $S_{c,disp}$ ) è calcolata considerando solo le superfici laterali e superiore della cava.

La resistenza tra ferro ed aria esterna si calcola come:

$$R_{th,F} = \frac{1}{\alpha_M S_{M,disp}} \quad (3.33)$$

dove  $\alpha_M$  rappresenta il coefficiente di conduttività tra il mantello esterno, di superficie  $S_{M,disp}$ , e l'aria.

In tabella 3.5 sono riportati i valori utilizzati nel calcolo delle resistenze termiche.

Tabella 3.5: Dati utilizzati nel calcolo termico

Simbolo	Valore	Unità
$\delta_{iso}$	0.3	mm
$\lambda_{iso}$	0.15	$W/^\circ C m$
$\alpha_N$	500	$W/^\circ C m^2$
$\alpha_M$	20	$W/^\circ C m^2$

Il case del motore, come si può osservare in figura 3.9, si ipotizza sia previsto di alette di raffreddamento, allo scopo di migliorare la dispersione del calore, orientate secondo la direzione del flusso d'aria.

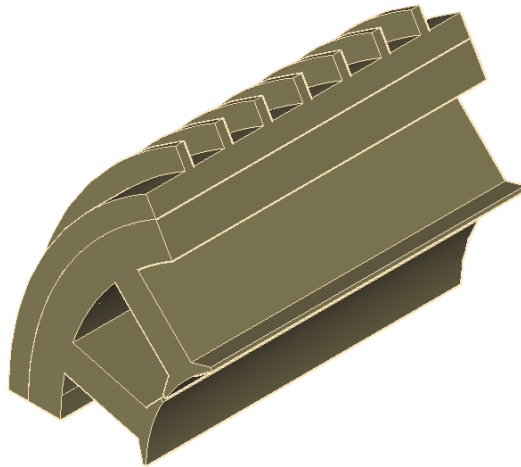


Figura 3.9: Sezione tridimensionale di statore e mantello

In tabella 3.6 sono riportate le dimensioni ipotizzate del case, utilizzate nei calcoli termici.

Tabella 3.6: Dimensioni case del motore

Descrizione	Valore	Unità
Diametro esterno case	140	<i>mm</i>
Lunghezza assiale case	80	<i>mm</i>
Altezza alette	5	<i>mm</i>
Numero alette	7	

Note le resistenze termiche e le potenze dissipate, è possibile ricavare le sovra temperature, con riferimento al circuito equivalente di figura 3.8, dalle seguenti equazioni:

$$\begin{aligned}\theta_{fe} &= R_{th,F} (P_J + P_{fe}) \\ \theta_{cu} &= \theta_{fe} + R_{th,N} P_J\end{aligned}\tag{3.34}$$

e, nota la temperatura di riferimento, si ricavano le temperature assolute.



## Capitolo 4

# Progetto motore V-spoke 10-12

### 4.1 Generalità

In questo capitolo è presentato il dimensionamento e l'analisi di un motore con magneti in configurazione V-spoke con 12 cave e 10 poli, le dimostrazioni dei procedimenti seguiti sono esposte nel capitolo 3. In tabella 3.1 sono riportate le specifiche di partenza del progetto.

### 4.2 Dimensionamento analitico

#### 4.2.1 Avvolgimento

Nei paragrafi seguenti sono riportati i passaggi e i risultati del dimensionamento del avvolgimento.

#### Stella di cava

Il minimo comune divisore tra numero di cave e di coppia polari,

$$t = MCD\{Q_s, p\} = MCD\{12, 5\} = 1 \quad (4.1)$$

in questo caso unitario, definisce il numero di circuiti in parallelo che si possono realizzare tra le matasse di statore. L'angolo meccanico e il rispettivo angolo elettrico tra due cave consecutive risultano pari a:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q_s} = 30^\circ \quad \alpha_s^e = p \alpha_s = 150^\circ \quad (4.2)$$

Il numero di cave per polo per fase  $q$  e il passo degli avvolgimenti  $Y_s$  sono dati dalle seguenti formule:

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = 0.4 \quad Y_q' = \frac{Q_s}{2p} = 1.2 \rightarrow Y_q = 1 \quad (4.3)$$

dove  $Y_q$  si approssima per difetto per ottenere testate ridotte e, in questo caso, si ottengono matasse avvolte attorno a un singolo dente. La stella di cava per questo tipo di avvolgimento è rappresentata in figura 4.1.

Nota la disposizione delle fasi nelle cave, è possibile ricavare le matrici di cava riportate di seguito:

$$\begin{aligned}
\underline{K}_a &= [+1, -0.5, 0, 0, 0, +0.5, -1, +0.5, 0, 0, 0, -0.5] \\
\underline{K}_b &= [0, +0.5, -1, +0.5, 0, 0, 0, -0.5, +1, -0.5, 0, 0] \\
\underline{K}_c &= [0, 0, 0, -0.5, +1, -0.5, 0, 0, 0, +0.5, -1, +0.5]
\end{aligned} \tag{4.4}$$

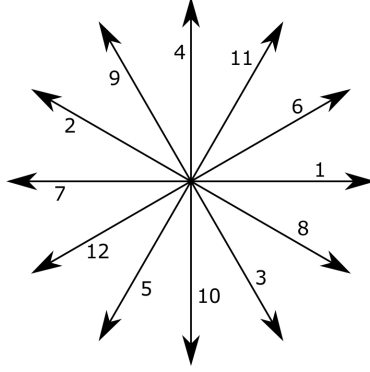


Figura 4.1: Stella di cava avvolgimento 12 cave 10 poli

### Coefficienti di avvolgimento

Il coefficiente di avvolgimento  $K_w$ , dato dal prodotto dei coefficienti di distribuzione  $K_d$  e di raccorciamento  $K_r$ , è calcolato nel seguente modo:

$$\begin{aligned}
K_d &= \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{\frac{q_{ph}}{2} \sin\left(\frac{\alpha_{ph}}{2}\right)} = 0.972 \\
K_r &= \cos\left(\frac{\beta_r^e}{2}\right) = 0.966 \\
K_w &= K_d K_r = 0.94
\end{aligned} \tag{4.5}$$

dove la formula del coefficiente  $K_d$  vale per avvolgimenti frazionari con  $q_{th}$  pari. I coefficienti necessari sono stati ricavati con le seguenti formule:

$$\begin{aligned}
q_{th} &= \frac{Q_s}{m t} \\
\alpha_{ph} &= \frac{t}{p} \alpha_s^e \\
\beta_r^e &= \frac{2\pi Y_q}{Q_s}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

## 4.2.2 Dimensionamento a vuoto

### Densità di flusso a vuoto

Nel dimensionamento a vuoto, come primo step, è stata ricavata la dimensione del magnete desiderata<sup>1</sup>. Selezionando un magnete di altezza  $h_m = 10 \text{ mm}$  e larghezza

<sup>1</sup>per una scelta ottimale è possibile tracciare la caratteristica di  $B_{g0}$  al variare di  $t_m$  per diversi  $h_m$  e, notando la presenza di un ginocchio, si sceglie la dimensione che permette di raggiungere la densità di flusso desiderata senza eccedere nelle dimensioni dei magneti.

$t_m = 2 \text{ mm}$  si ottiene una densità di flusso al traferro, data dai magneti, pari a:

$$B_{g0} = \frac{B_r}{\frac{\pi D}{4p h_m} + \frac{g^* K_c \mu_{rec}}{t_m}} = 0.88 \text{ T} \rightarrow B_{g0} = 0.76 \text{ T} \quad (4.7)$$

dove il traferro ( $g$ ) è stato scelto di  $0.5 \text{ mm}$  e corretto secondo un coefficiente di carter  $K_c$  pari a 1.1. I dati dei magneti in Neodimio Ferro Boro sono riportati in tabella 3.2. Il valore è stato modificato dopo la verifica di con il software agli elementi finiti.

### Numero di conduttori

La velocità base ( $\Omega_{base}$ ) e la frequenza di alimentazione a questa velocità ( $f_{base}$ ), note la potenza e la coppia imposte, sono ricavabili come segue:

$$\Omega_{base} = \frac{P_{base}}{T} = 50 \text{ rad/s} \quad f_{base} = \frac{\Omega_{base}}{2\pi} p = 40 \text{ Hz} \quad (4.8)$$

e, inoltre, nota la tensione limite -concatena di picco ( $U_{peak}$ )- si ricava la tensione in valore efficace stellata, che corrisponde al tipo di collegamento scelto per le fasi di statore:

$$E = \frac{U_{peak}}{\sqrt{2} \sqrt{3}} = 14.7 \text{ V} \quad E_w = 0.9 E = 13.23 \text{ V} \quad (4.9)$$

la tensione di avvolgimento  $E_w$  è stata calcolata considerando una c.d.t. del 10% da vuoto a carico.

Applicando l'equazione 3.14 è possibile stimare il numero di conduttori serie per fase necessari:

$$N'_s = \frac{p}{2\sqrt{2}} \frac{E_w}{f K_w D L_{stk} B_{g0}} = 293.8 \rightarrow N_s = 296 \quad (4.10)$$

dal quale si ricava, come segue, il numero di conduttori per cava<sup>2</sup>

$$n'_c = \frac{m N_s}{Q_s} = 73.8 \rightarrow n_c = 74 \quad (4.11)$$

il quale dev'essere approssimato a un numero intero e pari, per permettere la realizzazione di un avvolgimento doppio strato.

### 4.2.3 Dimensionamento a carico

#### Sezione conduttori

La corrente di alimentazione del motore si ricava dalla nota formula della potenza:

$$I = \frac{P_{base}}{3E \eta \cos \varphi} = 10 \text{ A} \quad (4.12)$$

nella quale il rendimento  $\eta$  è stato ipotizzato pari al 90% e il fattore di potenza  $\cos \varphi$  pari a 0.9.

La densità di corrente ( $J_s$ ) nel rame è scelta di  $6 \text{ A/mm}^2$  -in valore efficace- e, per cui, è necessaria una sezione dei conduttori pari a:

<sup>2</sup>in questo caso, essendo  $t = 1$  non è possibile avere circuiti in parallelo, quindi non si distingue tra numero di conduttori serie e paralleli in cava.

$$S_c = \frac{I}{J_s} = 1.7 \text{ mm}^2 \quad (4.13)$$

che in fase di realizzazione del motore dovrà essere corretto con dei valori commerciali.

Il fattore  $K_{fill}$ , che determina il riempimento delle cave, è stato scelto pari a  $0.35^3$ , si ricavano allora:

$$S_{cu,slot} = S_c n_c = 125.8 \text{ mm}^2 \quad S_{slot} = \frac{S_{cu,slot}}{K_{fill}} = 360 \text{ mm}^2 \quad (4.14)$$

dove  $S_{slot}$  rappresenta la sezione di cava, nella quale è contenuta la sezione di rame pari a  $S_{cu,slot}$ .

### Carico elettrico e densità di flusso

Dall'equazione della coppia 3.15, trascurando la componente di riluttanza, è possibile stimare il carico elettrico in asse q:

$$\hat{K}_{sq} = \frac{4 T}{\pi \hat{B}_{g01} D^2 L_{stk}} = 47 \text{ kA/m} \quad (4.15)$$

da cui si ricava la densità di flusso al traferro, data dalla corrente in asse q, come segue:

$$B_{sq} = \frac{\pi \mu_0 D}{4 g 2p} \hat{K}_{sq} = 0.65 \text{ T} \quad (4.16)$$

### Dimensioni geometriche

Fissato un valore di densità di flusso massima nei denti ( $B_t$ ) pari a  $1.7 \text{ T}$ , utilizzando l'equazione 3.18, si ricava una stima della larghezza del dente richiesta:

$$w'_t = \frac{1}{B_t} \frac{\pi D}{Q_s} (B_{g0} + B_{sq}) = 15 \text{ mm} \rightarrow w_t = 8 \text{ mm} \quad (4.17)$$

che, attraverso la simulazione agli elementi finiti, è stato corretto<sup>4</sup>.

Nota la dimensione del dente, è possibile stimare la larghezza inferiore della cava come segue:

$$w'_s = \frac{\pi D}{Q_s} - w_t = 10.3 \text{ mm} \quad (4.18)$$

e, ipotizzando una forma trapezoidale, si ricava l'altezza di cava con la seguente formula:

$$h'_s = \frac{Q_s}{2p} \sqrt{w_s^2 + \frac{4\pi S_{slot}}{Q_s}} - w_s = 22.3 \text{ mm} \quad (4.19)$$

ricavata manipolando delle formule geometriche di cui si tralascia la dimostrazione.

L'altezza della corona di statore è stata stimata pari a metà della larghezza del dente e successivamente corretta in fase di simulazione.

In tabella 4.1 sono riportate le dimensioni utilizzate nel disegno, mentre in figura 4.2 è rappresentata la geometria del motore.

<sup>3</sup>la scelta di  $K_{fill}$ , che potrebbe risultare elevato per piccoli motori, è stata fatta considerando l'esistenza di tecniche di avvolgimento alternative per bobine attorno a un singolo dente, ad esempio l'assemblaggio dei denti dopo che questi sono stati avvolti.

<sup>4</sup>il valore stimato della larghezza del dente risulta abbondante rispetto al valore corretto. Questo è dovuto alla distribuzione atipica delle densità di flusso nei motori a cave frazionarie.



Tabella 4.1: Dimensioni motore V-spoke 10-12

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Diametro interno statore	$D$	70	$mm$
Diametro esterno statore	$D_e$	125	$mm$
Larghezza dente	$w_t$	8	$mm$
Altezza cava	$h_s$	20.6	$mm$
Larghezza interna cava	$w_s$	11.6	$mm$
Larghezza esterna cava	$w_{se}$	21.9	$mm$
Apertura di cava	$w_{so}$	1.5	$mm$
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.8	$mm$
Traferro	$g$	0.5	$mm$
Diametro esterno rotore	$D_{re}$	69	$mm$
Diametro interno rotore	$D_{ri}$	50	$mm$

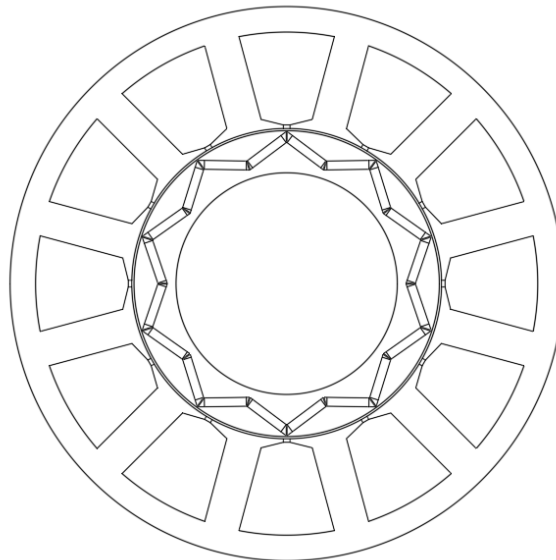


Figura 4.2: Geometria motore V-spoke 10-12

## 4.3 Analisi agli elementi finiti

### 4.3.1 Prova di magnetizzazione

#### Flusso concatenato

Nelle figure 4.3 sono riportati i flussi concatenati, in asse d e in asse q, variando l'intensità di corrente di picco da  $-20 A/mm^2$  a  $+20 A/mm^2$ . Nel caso in asse d è possibile ricavare il flusso concatenato a vuoto, corrispondente alla componente dovuta ai magneti  $\Lambda_{pm}$ , pari a  $0.07 Vs$ . Si nota inoltre la presenza del ginocchio causato dalla saturazione del ferro nel caso in asse q, mentre in asse d, come già accennato, si raggiunge la saturazione solo con correnti positive.

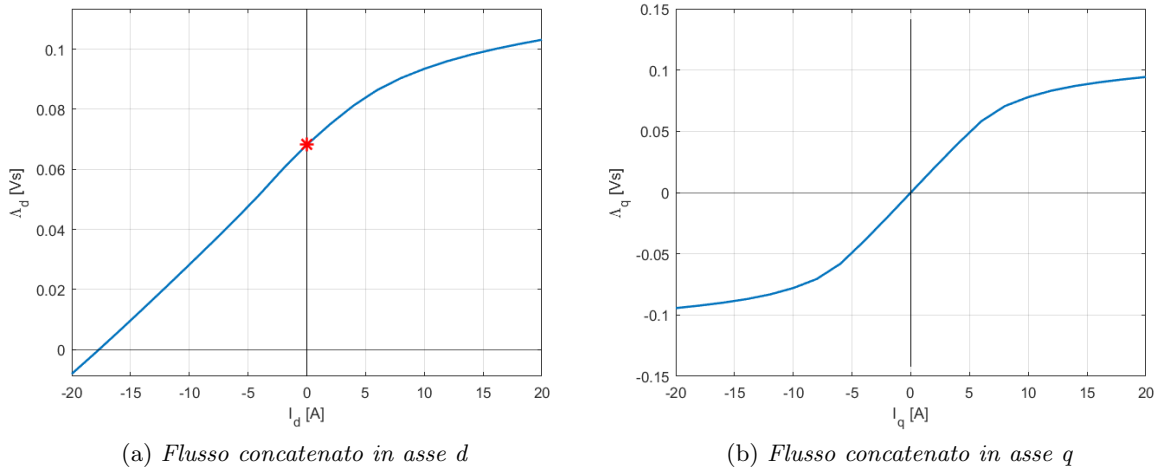


Figura 4.3: Flussi concatenati variando l'intensità di corrente

### Induttanze

Nelle figure 4.4 e 4.5 sono riportate le induttanze calcolate come esposto nel precedente capitolo in sezione 3.6.1. Dai grafici delle induttanze apparenti è possibile ricavare il rapporto di salienza:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} = 3 \quad (4.20)$$

in questo caso per correnti pari a 5 A, per valori più elevati il rapporto di salienza diminuisce a causa della saturazione.

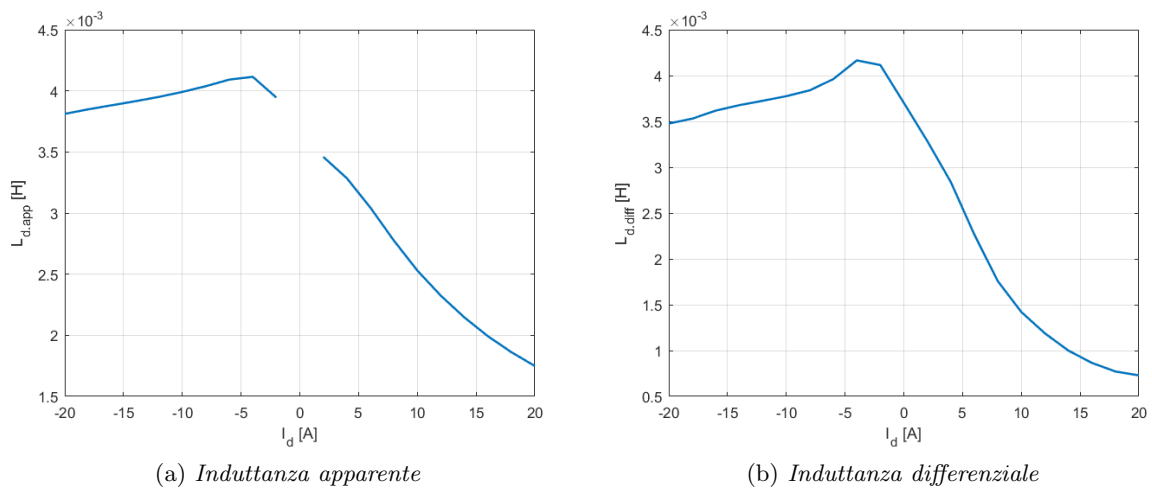


Figura 4.4: Induttanza in asse d variando l'intensità di corrente

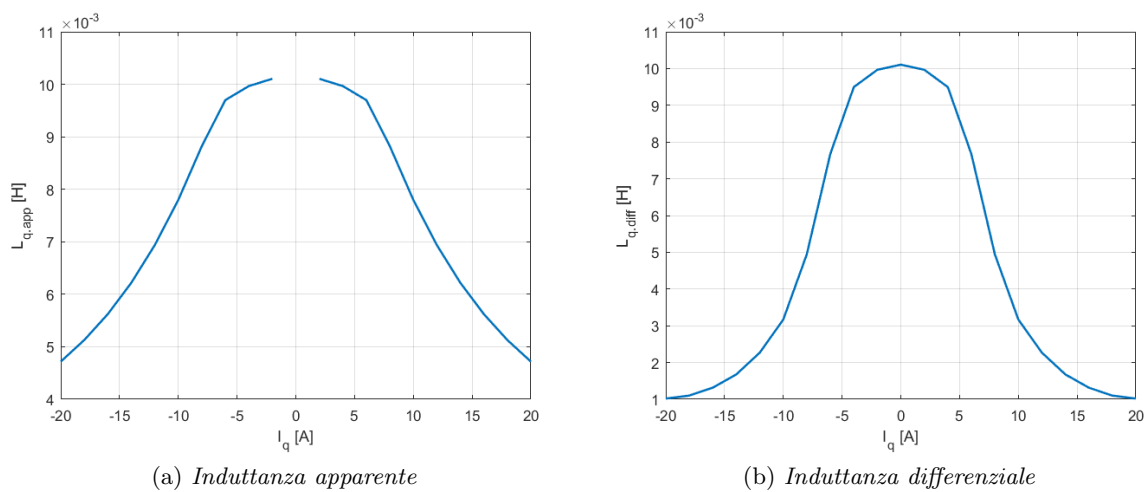


Figura 4.5: Induttanza in asse q variando l'intensità di corrente

### 4.3.2 Ricerca punto di lavoro MTPA

Il punto di lavoro MTPA è stato ricavato per diverse intensità di corrente, come si può osservare in figura 4.6, fino alla corrente massima:

$$\hat{I} = \sqrt{2} I = 14 A \quad (4.21)$$

per la quale si ricava l'angolo di corrente ( $\alpha_i^e$ ) -nel piano  $I_d - I_q$ - pari a  $109.5^\circ$  che corrisponde alla coppia massima. Nel grafico è tracciata inoltre la traiettoria dei punti MTPA per le diverse correnti.

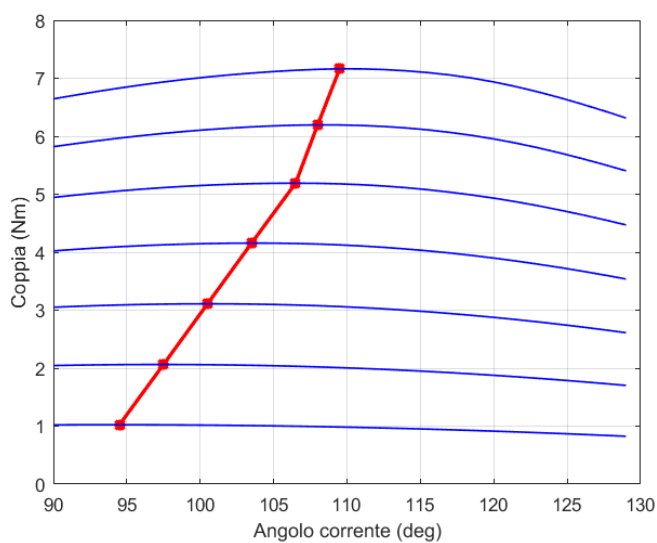


Figura 4.6: Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_i^e$

### 4.3.3 Prova a vuoto

La prova a vuoto è stata effettuata variando la posizione di rotore, fino a una rotazione corrispondente all'angolo di una coppia polare, e impostando corrente nulla. I procedimenti di calcolo utilizzati sono riportati in 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 4.7 sono riportati il flusso concatenato dalle tre fasi e il relativo spettro armonico che, come si può notare, presenta un contenuto armonico limitato, infatti è presente un terza armonica di valore trascurabile. Dal valore di picco del flusso concatenato è possibile ricavare la forza elettromotrice a vuoto:

$$f.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 12.4 V \quad (4.22)$$

che, come ci si aspettava, è di poco inferiore alla tensione di avvolgimento stimata nell'equazione 4.9.

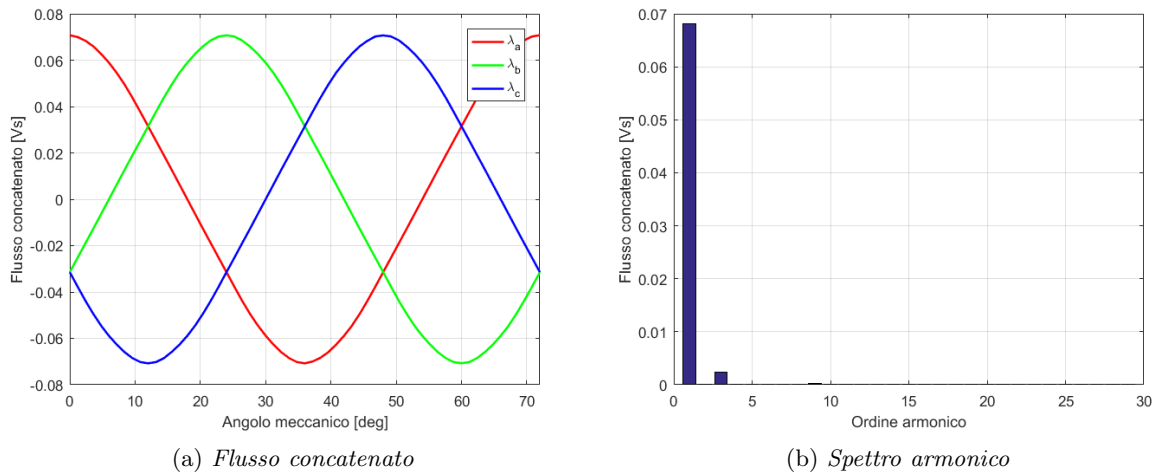


Figura 4.7: Flusso concatenato nella prova a vuoto

#### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro causata dai magneti e la rispettiva forma d'onda fondamentale sono riportate in figura 4.8, insieme allo spettro armonico. Si possono osservare i buchi causati dalle aperture di cava, che comunque comportano una riduzione della densità di flusso trascurabile in questo caso. La forma d'onda è quasi un onda quadra e, infatti, contiene tutte le armoniche dispari.

#### Coppia

Analizzando la coppia a vuoto, figura 4.9, si nota la coppia di cogging che causa un ripple armonico di ordini  $12k$ . L'ampiezza dell'oscillazione, che vale circa  $\pm 0.1$ , è abbastanza piccola rispetto al valore di coppia massima a carico.

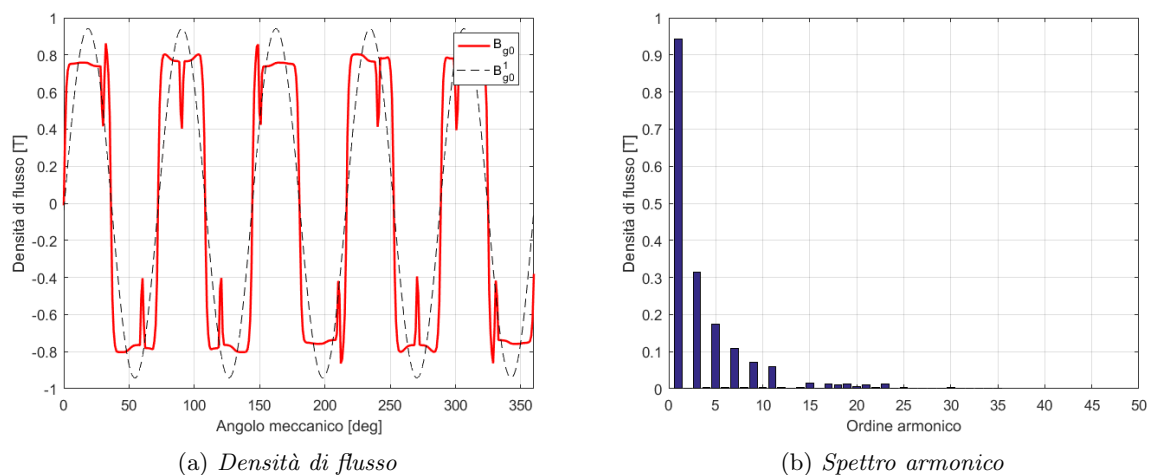


Figura 4.8: Densità di flusso al traferro nella prova a vuoto

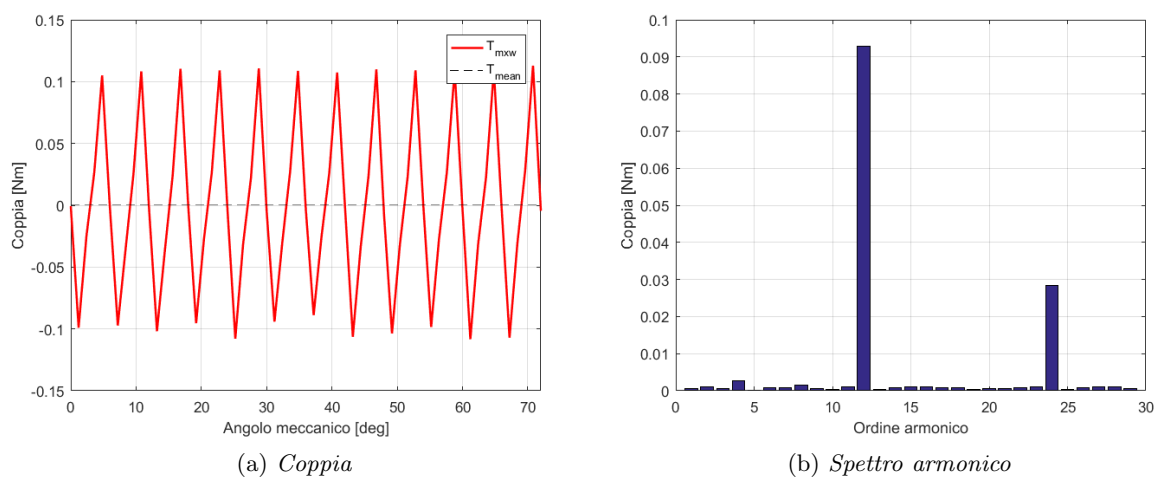


Figura 4.9: Coppia nella prova a vuoto

#### 4.3.4 Prova a carico

In questa prova è stato simulato un funzionamento con carico MTPA, ovvero impostando corrente massima e angolo al quale si ha la massima coppia, come ricavato in 4.3.2. Il procedimento per ricavare i risultati è esposto nella sezione 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 4.10 è riportato il flusso concatenato a carico con le tre fase e il relativo spettro armonico. Come si può osservare la forma d'onda non presenta un contenuto armonico rilevante. Il valore di picco della fondamentale del flusso concatenato, in una delle tre fasi, permette di calcolare la forza contro elettromotrice:

$$f.c.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 14 V \quad (4.23)$$

che non supera di molto il valore stimato in 4.9.

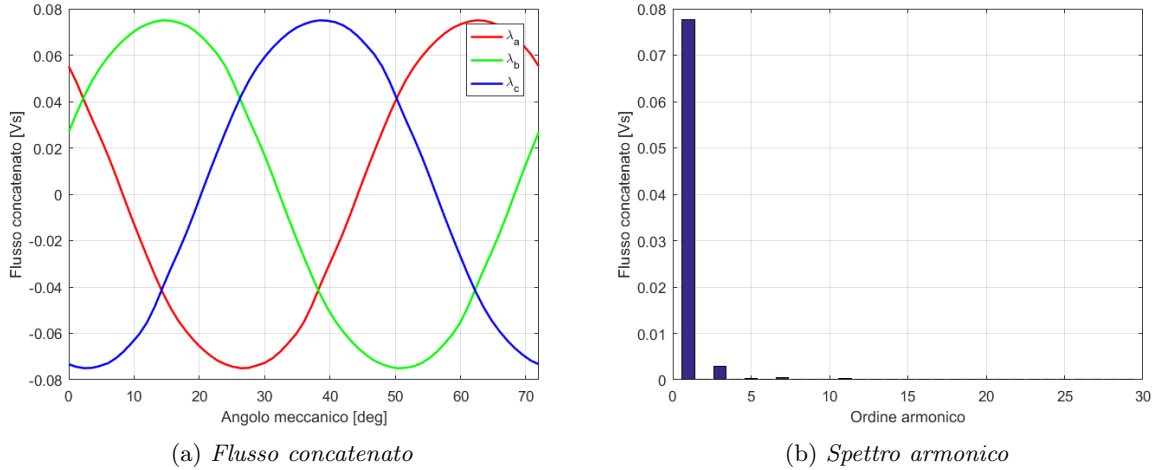


Figura 4.10: Flusso concatenato nella prova a carico

### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro, riportata in figura 4.11, presenta uno spettro armonico quasi invariato rispetto al caso a vuoto<sup>5</sup>. Osservando la forma d'onda è possibile confermare il risultato ottenuto nell'equazione 4.15, infatti la somma di  $B_{g0}$  e di  $B_{sq}$  corrisponde al picco massimo di  $B_g$  nel grafico. Si nota inoltre che il valore massimo  $B_g$  si verifica per porzioni ridotte rispetto al passo di cava, il che giustifica la sovrastima della larghezza del dente in 4.17.

### Coppia

Dalla caratteristica di coppia a carico, riportata in figura 4.12, si osserva che, al ripple dato dalla coppia di coggin di ordine  $12k$ , si è aggiunta una sesta armonica, comunque di ampiezza non significativa. Si ricava il valore di coppia media, pari a  $7.15 Nm$ , che corrisponde nei due diversi metodi di calcolo<sup>6</sup>. Il ripple di coppia corrisponde al 2.1% della coppia media.

<sup>5</sup>per verificare la correttezza di questo risultato si è ricavata la forma d'onda della densità di flusso al traferro  $B_s$  data solo dalle correnti e il relativo spettro armonico; questo, come si voleva confermare, non presenta armoniche significative oltre la fondamentale. Il risultato non è riportato in questa analisi.

<sup>6</sup>sebbene presentino valore medio uguale, come ci si aspettava, il ripple risulta minore nel caso di calcolo  $T_{dq}$ , infatti l'approssimazione di questa formula è quella di non considerare tutte le componenti che causano un ripple a valore medio nullo.

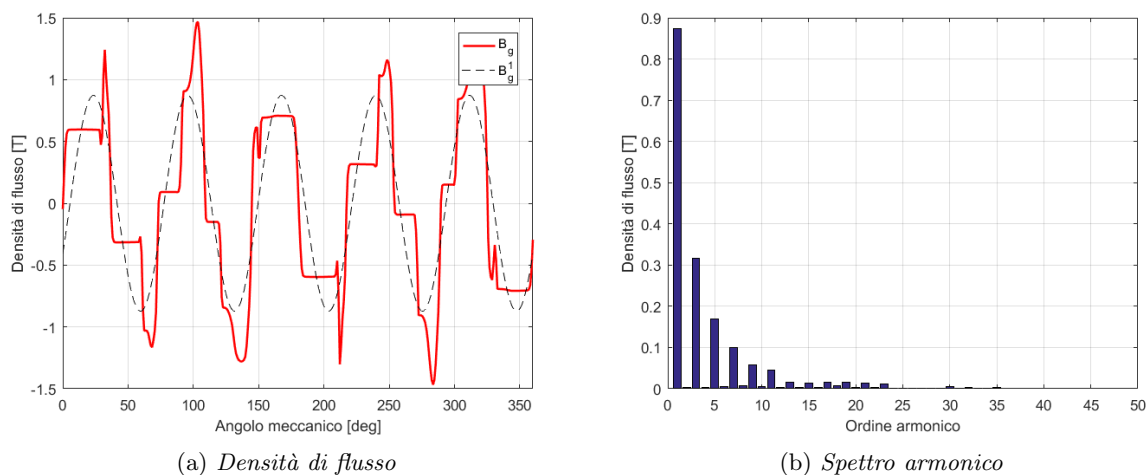


Figura 4.11: Densità di flusso al traferro nella prova a carico

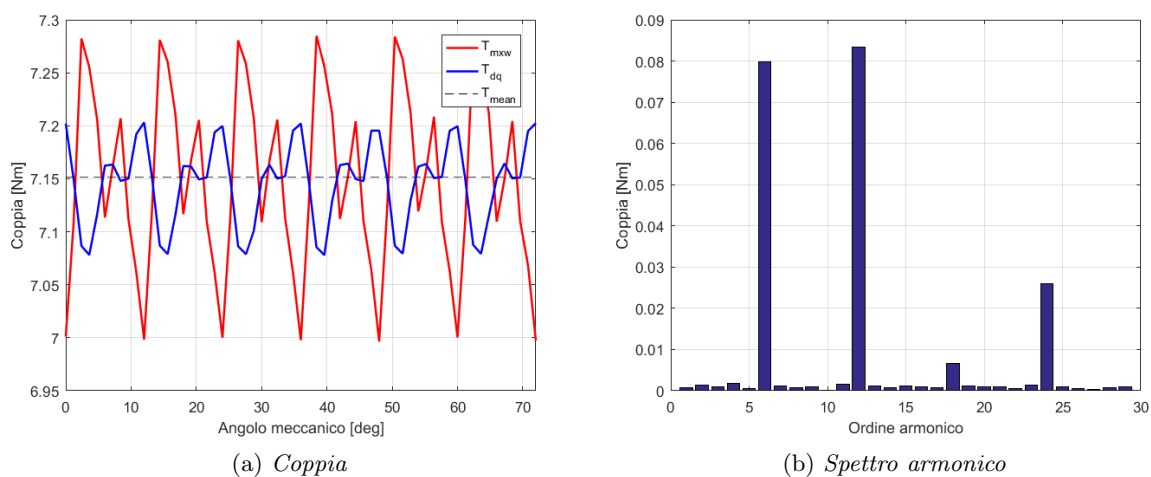


Figura 4.12: Coppia nella prova a carico

### 4.3.5 Mappatura del motore

La mappatura del motore, ricavata come riportato in 3.6.4, è riportata in figura 4.13. Come si può osservare, il centro degli ellissi a flusso costante -che corrisponde alla corrente di corto circuito- è esterno al limite di corrente e, per cui, la velocità massima del motore è limitata; inoltre, da questo risultato, si deduce che il motore non presenta luoghi di lavoro MTPV. Nel grafico sono riportate anche le curve isocoppia, dalle quali si ricava la traiettoria di lavoro in MTPA. Il luogo di deflussaggio, indicato con FW nella legenda, rappresenta la zona di lavoro per velocità oltre quella base.

In figura 4.14 sono riportate la coppia massima e la potenza meccanica al variare della velocità. I grafici sono stati interrotti a un valore abbondante per gli scopi di questo progetto e, come si osserva, il limite massimo non è raggiunto. Si nota il decremento di coppia disponibile in fase di deflussaggio e la potenza che, come ci si

aspettava, presenta un valore massimo superiore di quello nel punto base utilizzato nel dimensionamento.

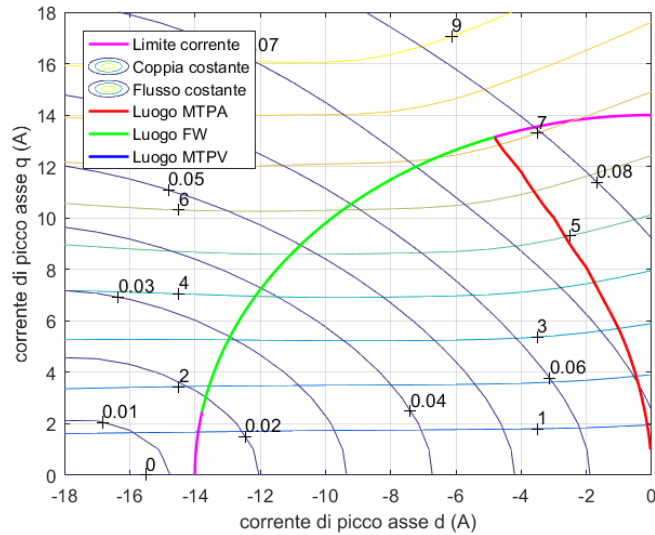


Figura 4.13: Mappatura del motore nel piano  $I_d - I_q$

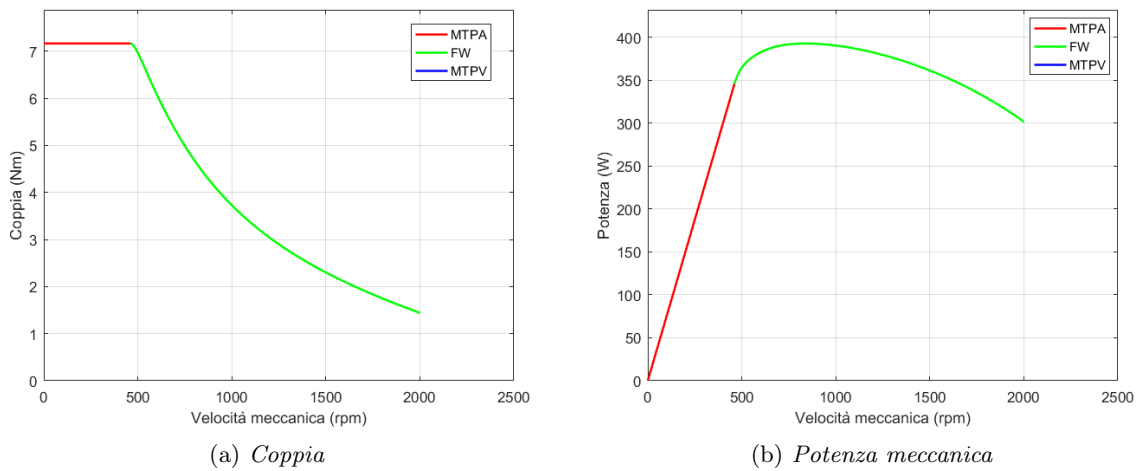


Figura 4.14: Caratteristiche di coppia e potenza al variare della velocità

## 4.4 Verifica prestazioni

Il calcolo delle perdite e delle sovra temperature è stato svolto secondo la teoria riportata nella sezione 3.7. In tabella 4.2 sono riportati i risultati ottenuti.

Il calcolo delle perdite è stato effettuato in corrispondenza al punto base considerando che in zona di deflussaggio, ovvero a velocità maggiore, si ha un aumento di frequenza, ma anche una riduzione di densità di flusso nelle parti in ferro. Inoltre,



anche il rendimento, è stato calcolato in corrispondenza a tale punto di funzionamento. Le perdite meccaniche non presentano una variazione rilevante con l'aumento della velocità.

La temperatura di riferimento dell'aria  $T_{air}$ , per convenzione, è di  $40^{\circ}C$ . Si ricavano allora le temperature effettive del ferro e del rame come segue:

$$T_{fe} = T_{air} + \theta_{fe} = 110.8^{\circ}C \quad T_{cu} = T_{air} + \theta_{cu} = 122^{\circ}C \quad (4.24)$$

dove, avendo considerato una temperatura massima del rame<sup>7</sup> pari a  $120^{\circ}C$ , si nota che la temperatura effettiva del rame risulta al limite. Si noti inoltre che sono state trascurate le sovra temperature nella parte finale degli avvolgimenti. Il motore in questione richiede delle verifiche termiche più approfondite ed eventualmente l'utilizzo di isolanti in classe maggiore per tutelarne l'integrità.

Tabella 4.2: Verifica caratteristiche motore V-spoke 10-12

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
<b>Pesi</b>			
Peso denti statore	$W_t$	0.59	<i>kg</i>
Peso corona statore	$W_{bi}$	0.77	<i>kg</i>
Peso ferro rotore	$W_r$	0.41	<i>kg</i>
Peso magneti	$W_{pm}$	0.12	<i>kg</i>
Peso rame	$W_{cu}$	0.83	<i>kg</i>
Peso totale motore	$W_{tot}$	2.7	<i>kg</i>
<b>Perdite</b>			
Induzione massima denti	$B_{max,t}$	1.7	<i>T</i>
Induzione massima corona	$B_{max,bi}$	1.6	<i>T</i>
Perdite nel ferro denti	$P_t$	5.2	<i>W</i>
Perdite nel ferro corona	$P_{bi}$	4.5	<i>W</i>
Perdite nel ferro totali	$P_{fe}$	9.7	<i>W</i>
Perdite nel rame	$P_J$	83.8	<i>W</i>
Perdite meccaniche	$P_{fe}$	1.2	<i>W</i>
Perdite totali	$P_{loss}$	94.7	<i>W</i>
<b>Rendimento</b>			
Potenza meccanica	$P_m$	350	<i>W</i>
Potenza elettrica	$P_e$	445	<i>W</i>
Rendimento	$\eta$	79	%
<b>Verifica termica</b>			
Superficie dispersione mantello	$S_{M,disp}$	0.066	<i>m</i> <sup>2</sup>
Superficie dispersione cave	$S_{c,disp}$	0.03	<i>m</i> <sup>2</sup>
Resistenza termica rame-ferro	$R_{th,N}$	0.13	<i>^{\circ}C/W</i>
Resistenza termica ferro-aria	$R_{th,F}$	0.76	<i>^{\circ}C/W</i>
Sovra temperatura ferro	$\theta_{fe}$	70.8	<i>^{\circ}C</i>
Sovra temperatura rame	$\theta_{cu}$	82	<i>^{\circ}C</i>

<sup>7</sup>la scelta delle temperatura massima del rame corrisponde a un motore in classe E



## Capitolo 5

# Progetto motore spoke 15-14

### 5.1 Generalità

In questo capitolo è presentato il dimensionamento e l'analisi di un motore con magnetizzazione tangenziale con 15 cave e 14 poli, le dimostrazioni dei procedimenti seguiti sono esposte nel capitolo 3. In tabella 3.1 sono riportate le specifiche di partenza del progetto.

### 5.2 Dimensionamento analitico

#### 5.2.1 Avvolgimento

Il dimensionamento dell'avvolgimento è stato svolto secondo la teoria della stella di cava, come presentato nella trattazione seguente.

#### Stella di cava

Le possibilità di collegamento, tra le matasse dell'avvolgimento, si determinano valutando il massimo comune divisore tra il numero di cave e quello di coppie polari:

$$t = MCD\{Q_s, p\} = MCD\{15, 7\} = 1 \quad (5.1)$$

in questo caso, essendo unitario, non è possibile avere collegamenti in parallelo tra le matasse di statore. L'angolo meccanico tra due cave di statore consecutive e il rispettivo angolo elettrico risultano pari a:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q_s} = 24^\circ \quad \alpha_s^e = p \alpha_s = 168^\circ \quad (5.2)$$

è utile, inoltre, conoscere il numero di cave per polo per fase  $q$  e il passo degli avvolgimenti  $Y_s$ :

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = 0.357 \quad Y_q' = \frac{Q_s}{2p} = 1.07 \rightarrow Y_q = 1 \quad (5.3)$$

dove, come si può notare,  $Y_q$  si deve approssimare a un numero intero, in questo caso per difetto per avere le matasse avvolte attorno a un singolo dente. La stella di cava per questo tipo di avvolgimento è rappresentata in figura 5.1.

I coefficienti riportati di seguito rappresentano le matrici di cava:

$$\begin{aligned}
\underline{K}_a &= [+1, -1, +1, -0.5, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, +0.5, -1] \\
\underline{K}_b &= [0, 0, 0, +0.5, -1, +1, -1, +1, -0.5, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
\underline{K}_c &= [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, +0.5, -1, +1, -1, +1, -0.5, 0]
\end{aligned} \tag{5.4}$$

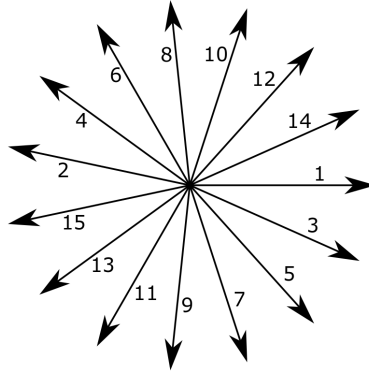


Figura 5.1: Stella di cava avvolgimento 15 cave 14 poli

### Coefficienti di avvolgimento

Determinando i coefficienti di distribuzione ( $K_d$ ) e di raccorciamento ( $K_r$ ) è possibile determinare il coefficiente di avvolgimento ( $K_w$ ) come segue:

$$\begin{aligned}
K_d &= \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q_{ph} \sin\left(\frac{\alpha_{ph}}{4}\right)} = 0.957 \\
K_r &= \cos\left(\frac{\beta_r^e}{2}\right) = 0.978 \\
K_w &= K_d K_r = 0.94
\end{aligned} \tag{5.5}$$

dove la formula del coefficiente  $K_d$  vale solo per avvolgimenti frazionari con  $q_{th}$  dispari. Si riportano di seguito le formule che permettono il calcolo dei coefficienti utilizzati:

$$\begin{aligned}
q_{th} &= \frac{Q_s}{m t} \\
\alpha_{ph} &= \frac{t}{p} \alpha_s^e \\
\beta_r^e &= \frac{2\pi Y_q}{Q_s}
\end{aligned} \tag{5.6}$$

### 5.2.2 Dimensionamento a vuoto

#### Densità di flusso a vuoto

Nel dimensionamento a vuoto, come primo step, è stata ricavata la dimensione del magnete desiderata<sup>1</sup>. Selezionando un magnete di altezza  $h_m = 9 \text{ mm}$  e larghezza

<sup>1</sup>per una scelta ottimale è possibile tracciare la caratteristica di  $B_{g0}$  al variare di  $t_m$  per diversi  $h_m$  e, notando la presenza di un ginocchio, si sceglie la dimensione che permette di raggiungere la densità di flusso desiderata senza eccedere nelle dimensioni dei magneti.

$t_m = 2.5 \text{ mm}$  si ottiene una densità di flusso al traferro, data dai magneti, pari a:

$$B_{g0} = \frac{B_r}{\frac{\pi D}{4p h_m} + \frac{g^* K_c \mu_{rec}}{t_m}} = 0.9 \text{ T} \rightarrow B_{g0} = 0.88 \text{ T} \quad (5.7)$$

dove il traferro ( $g$ ) è stato scelto di  $0.5 \text{ mm}$ , con una correzione secondo un coefficiente di carter pari a 1.1. I dati dei magneti in Neodimio Ferro Boro sono riportati in tabella 3.2. È stato necessario correggere questo valore dopo l'analisi agli elementi finiti, ma comunque il valore stimato risulta molto vicino a quello rilevato.

### Numero di conduttori

La velocità base ( $\Omega_{base}$ ) e la frequenza di alimentazione a questa velocità ( $f_{base}$ ), note la potenza e la coppia imposte, sono ricavabili come segue:

$$\Omega_{base} = \frac{P_{base}}{T} = 50 \text{ rad/s} \quad f_{base} = \frac{\Omega_{base}}{2\pi} p = 55.7 \text{ Hz} \quad (5.8)$$

e, inoltre, nota la tensione limite -concatena di picco ( $U_{peak}$ )- si ricava la tensione in valore efficace stellata, che corrisponde al tipo di collegamento tra le fasi di statore:

$$E = \frac{U_{peak}}{\sqrt{2} \sqrt{3}} = 14.7 \text{ V} \quad E_w = 0.9 E = 13.23 \text{ V} \quad (5.9)$$

la tensione di avvolgimento  $E_w$  è stata calcolata considerando una c.d.t. del 10% sulla resistenza di statore.

Applicando l'equazione 3.14 è possibile stimare il numero di conduttori serie per fase necessari:

$$N'_s = \frac{p}{2\sqrt{2}} \frac{E_w}{f K_w D L_{stk} B_{g0}} = 253.7 \rightarrow N_s = 250 \quad (5.10)$$

dal quale si ricava, come segue, il numero di conduttori per cava<sup>2</sup>

$$n'_c = \frac{m N_s}{Q_s} = 50.7 \rightarrow n_c = 50 \quad (5.11)$$

il quale dev'essere approssimato a un numero intero e pari, per permettere la realizzazione di un avvolgimento doppio strato.

### 5.2.3 Dimensionamento a carico

#### Sezione conduttori

La corrente di alimentazione del motore si ricava dalla nota formula della potenza:

$$I = \frac{P_{base}}{3E \eta \cos \varphi} = 10 \text{ A} \quad (5.12)$$

nella quale il rendimento  $\eta$  è stato ipotizzato pari al 90% e il fattore di potenza  $\cos \varphi$  pari a 0.9.

La densità di corrente ( $J_s$ ) nel rame è scelta di  $6 \text{ A/mm}^2$  -in valore efficace- e, per cui, è necessaria una sezione dei conduttori pari a:

<sup>2</sup>in questo caso, essendo  $t = 1$  non è possibile avere circuiti in parallelo, quindi non si distingue tra numero di conduttori serie e paralleli in cava.

$$S_c = \frac{I}{J_s} = 1.7 \text{ mm}^2 \quad (5.13)$$

che in fase di realizzazione del motore dovrà essere corretto con dei valori commerciali.

Il fattore  $K_{fill}$ , che determina il riempimento delle cave, è stato scelto pari a  $0.35^3$ , si ricavano allora:

$$S_{cu,slot} = S_c n_c = 81.6 \text{ mm}^2 \quad S_{slot} = \frac{S_{cu,slot}}{K_{fill}} = 233.3 \text{ mm}^2 \quad (5.14)$$

dove  $S_{cu,slot}$  rappresenta la sezione di rame in ogni cava, mentre  $S_{slot}$  la sezione della cava.

### Carico elettrico e densità di flusso

Dall'equazione della coppia 3.15, trascurando la componente di riluttanza, è possibile stimare il carico elettrico in asse q:

$$\hat{K}_{sq} = \frac{4 T}{\pi \hat{B}_{g01} D^2 L_{stk}} = 40.6 \text{ kA/m} \quad (5.15)$$

da cui si ricava la densità di flusso al traferro, data dalla corrente in asse q, come segue:

$$B_{sq} = \frac{\pi \mu_0}{4 g} \frac{D}{2p} \hat{K}_{sq} = 0.4 \text{ T} \quad (5.16)$$

### Dimensioni geometriche

Fissato un valore di densità di flusso massima nei denti ( $B_t$ ) pari a  $1.7 \text{ T}$ , utilizzando l'equazione 3.18, si ricava una stima della larghezza del dente richiesta:

$$w'_t = \frac{1}{B_t} \frac{\pi D}{Q_s} (B_{g0} + B_{sq}) = 12 \text{ mm} \rightarrow w_t = 7 \text{ mm} \quad (5.17)$$

che, attraverso la simulazione agli elementi finiti, è stato corretto<sup>4</sup>.

Nota la dimensione del dente, è possibile stimare la larghezza inferiore della cava come segue:

$$w'_s = \frac{\pi D}{Q_s} - w_t = 7.7 \text{ mm} \quad (5.18)$$

e, ipotizzando una forma trapezoidale, si ricava l'altezza di cava con la seguente formula:

$$h'_s = \frac{Q_s}{2p} \sqrt{w_s^2 + \frac{4\pi S_{slot}}{Q_s}} - w_s = 19.8 \text{ mm} \quad (5.19)$$

ricavata manipolando delle formule geometriche di cui si tralascia la dimostrazione.

L'altezza della corona di statore è stata stimata pari a metà della larghezza del dente e successivamente corretta in fase di simulazione.

In tabella 5.1 sono riportate le dimensioni utilizzate nel disegno, mentre in figura 5.2 è rappresentata la geometria del motore.

<sup>3</sup>la scelta di  $K_{fill}$ , che potrebbe risultare elevato per piccoli motori, è stata fatta considerando l'esistenza di tecniche di avvolgimento alternative per bobine attorno a un singolo dente, ad esempio l'assemblaggio dei denti dopo che questi sono stati avvolti.

<sup>4</sup>il valore stimato della larghezza del dente risulta abbondante rispetto al valore corretto. Questo è dovuto alla distribuzione atipica delle densità di flusso nei motori a cave frazionarie.

Tabella 5.1: Dimensioni motore spoke 15-14

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Diametro interno statore	$D$	70	$mm$
Diametro esterno statore	$D_e$	120	$mm$
Larghezza dente	$w_t$	7	$mm$
Altezza cava	$h_s$	17.5	$mm$
Larghezza interna cava	$w_s$	8.7	$mm$
Larghezza esterna cava	$w_{se}$	15.9	$mm$
Apertura di cava	$w_{so}$	1.5	$mm$
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.8	$mm$
Traferro	$g$	0.5	$mm$
Diametro esterno rotore	$D_{re}$	69	$mm$
Diametro interno rotore	$D_{ri}$	50	$mm$

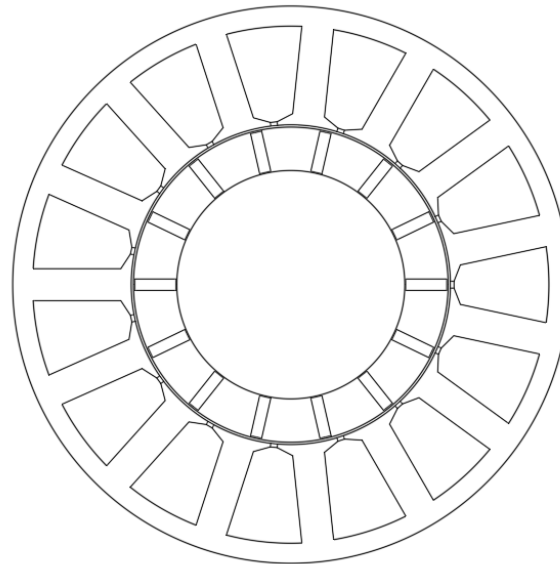


Figura 5.2: Geometria motore spoke 15-14

## 5.3 Analisi agli elementi finiti

### 5.3.1 Prova di magnetizzazione

#### Flusso concatenato

Nelle figure 5.3 sono riportati i flussi concatenati, in asse  $d$  e in asse  $q$ , variando l'intensità di corrente di picco da  $-20 A/mm^2$  a  $+20 A/mm^2$ . Nel caso in asse  $d$  è possibile ricavare il flusso concatenato a vuoto, corrispondente alla componente dovuta ai magneti  $\Lambda_{pm}$ , pari a  $0.048 Vs$ . Si nota inoltre la presenza del ginocchio causato dalla saturazione del ferro nel caso in asse  $q$ , mentre in asse  $d$ , come già accennato, si raggiunge la saturazione solo con correnti positive.

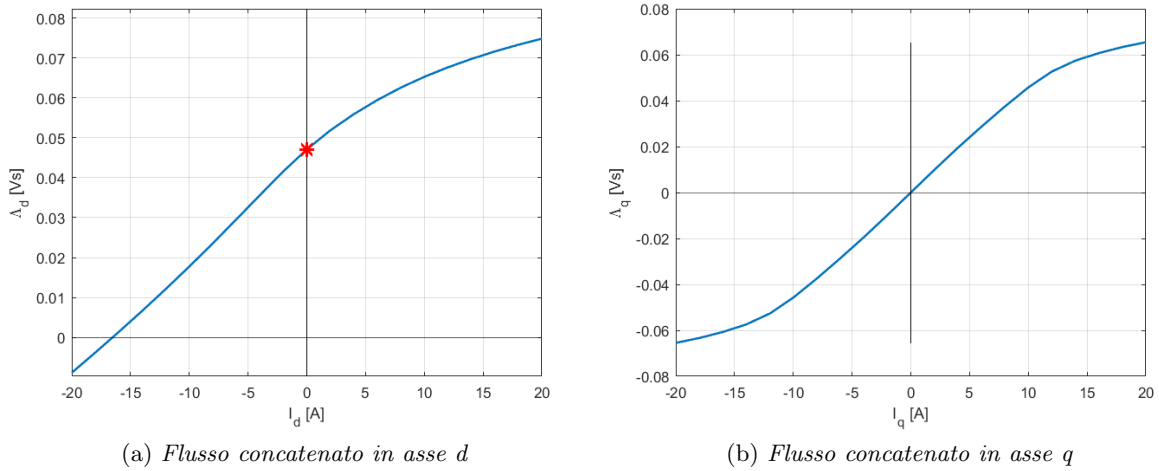


Figura 5.3: Flussi concatenati variando l'intensità di corrente

### Induttanze

Nelle figure 5.4 e 5.5 sono riportate le induttanze calcolate come esposto nel precedente capitolo in sezione 3.6.1. Dai grafici delle induttanze apparenti è possibile ricavare il rapporto di salienza:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} = 2.3 \quad (5.20)$$

in questo caso per correnti pari a 5 A, per valori più elevati il rapporto di salienza diminuisce a causa della saturazione.

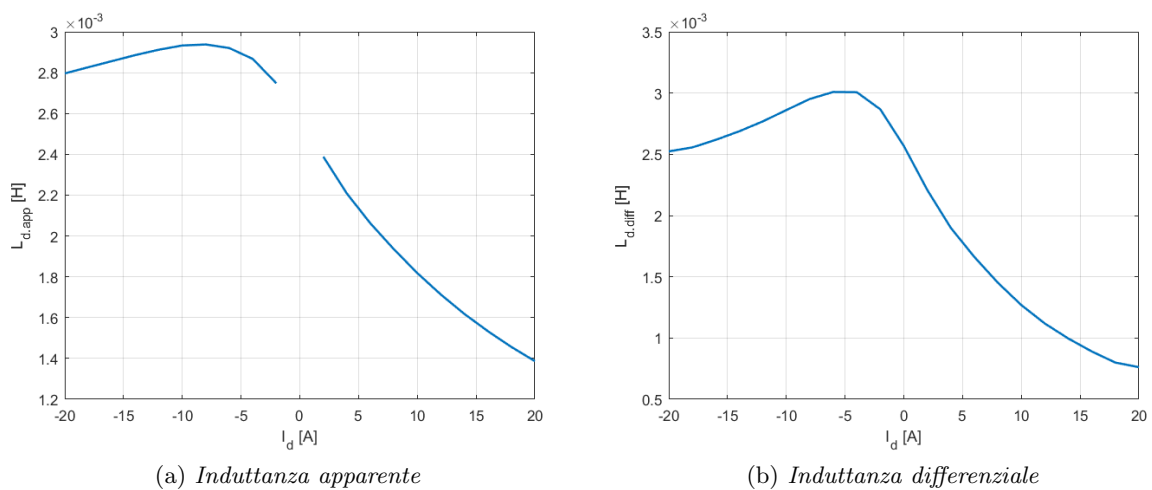


Figura 5.4: Induttanza in asse d variando l'intensità di corrente

Da un primo confronto, rispetto alla configurazione precedente, si nota un effetto di saturazione minore su induttanze e flusso concatenato.



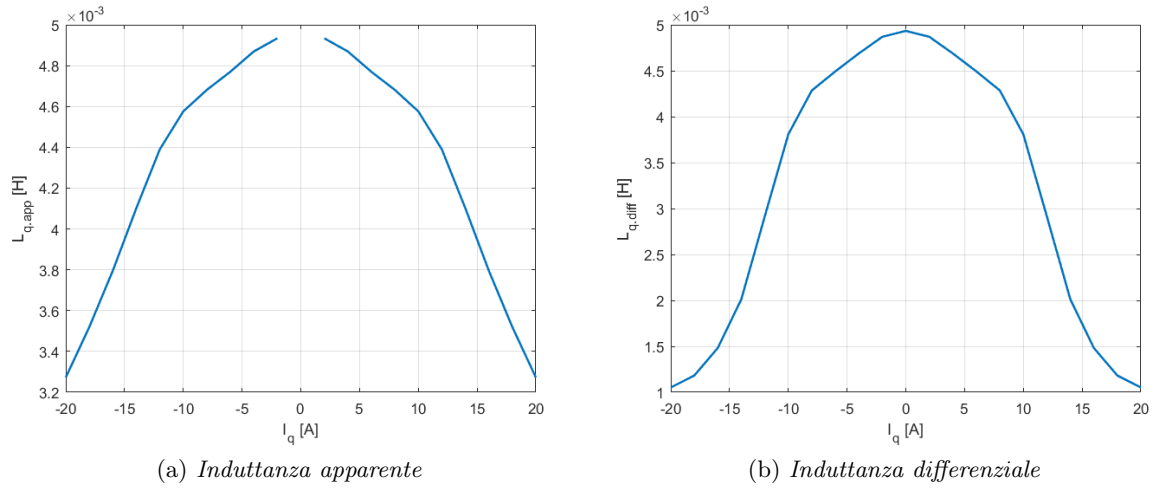


Figura 5.5: Induttanza in asse q variando l'intensità di corrente

### 5.3.2 Ricerca punto di lavoro MTPA

Il punto di lavoro MTPA è stato ricavato per diverse intensità di corrente, come si può osservare in figura 5.6, fino alla corrente massima:

$$\hat{I} = \sqrt{2} I = 14 A \quad (5.21)$$

per la quale si ricava l'angolo di corrente ( $\alpha_i^e$ ) -nel piano  $I_d - I_q$ - pari a  $100.5^\circ$  che corrisponde alla coppia massima. Nel grafico è tracciata inoltre la traiettoria dei punti MTPA per le diverse correnti.

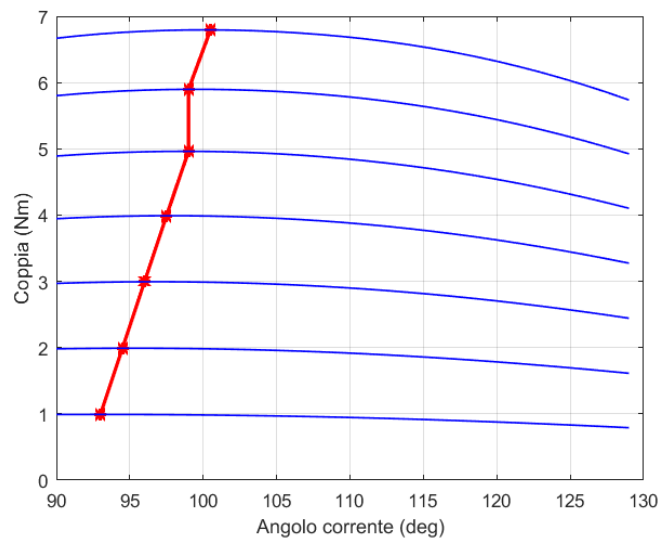


Figura 5.6: Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_i^e$

### 5.3.3 Prova a vuoto

La prova a vuoto è stata effettuata variando la posizione di rotore, fino a una rotazione corrispondente a l'angolo di una coppia polare, e impostando corrente nulla. I procedimenti di calcolo utilizzati sono riportati in 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 5.7 sono riportati il flusso concatenato dalle tre fasi e il relativo spettro armonico che, come si può notare, presenta un contenuto armonico limitato, infatti è presente una terza armonica di valore trascurabile. Dal valore di picco della fondamentale del flusso concatenato è possibile ricavare la forza elettromotrice a vuoto:

$$f.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 11.6 V \quad (5.22)$$

che, come ci si aspettava, è di poco inferiore alla tensione di avvolgimento stimata nell'equazione 5.9.

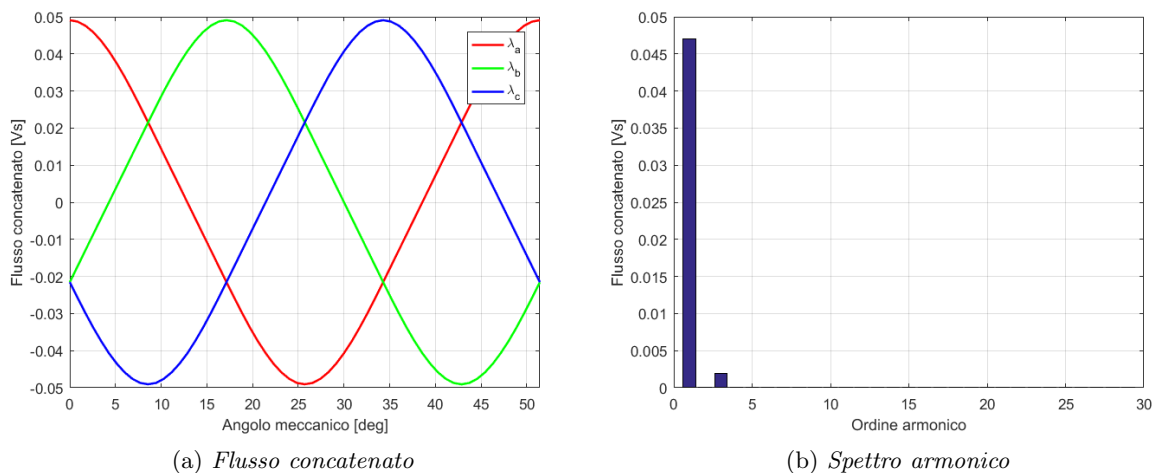


Figura 5.7: Flusso concatenato nella prova a vuoto

#### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro causata dai magneti e la rispettiva forma d'onda fondamentale sono riportate in figura 5.8, insieme allo spettro armonico. Si possono osservare i buchi causati dalle aperture di cava, che comunque comportano una riduzione della densità di flusso trascurabile in questo caso. La forma d'onda è quasi un onda quadra, ma come si può notare, le armoniche dispari assumono un'ampiezza irrilevante oltre il quinto ordine.

#### Coppia

Analizzando la coppia a vuoto, figura 5.9, si nota la coppia di cogging con un ampio contenuto armonico, tra cui risalta un'armonica di ordine 17. L'ampiezza dell'oscillazione, che vale circa  $\pm 0.005$ , risulta essere tre ordini di grandezza inferiore rispetto ai valori nominali di coppia.

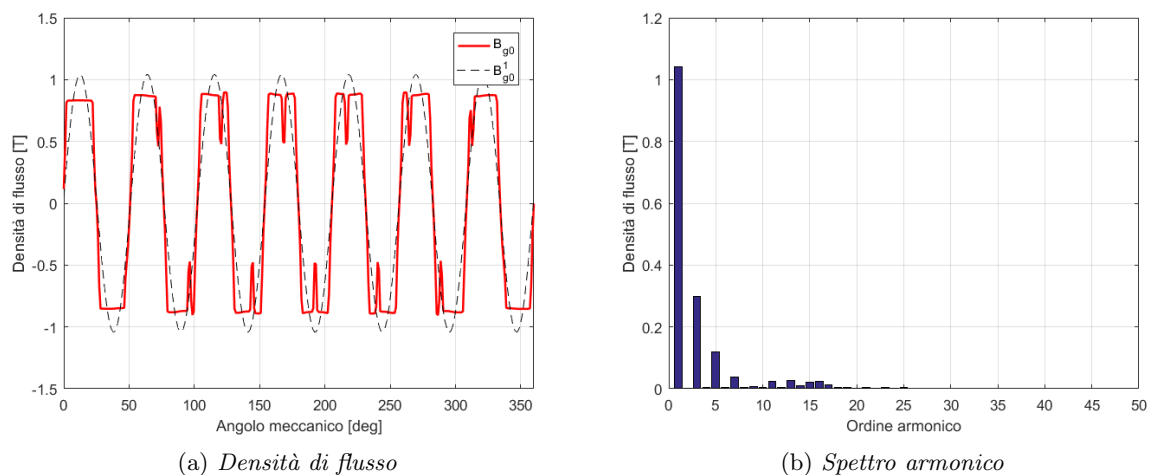


Figura 5.8: Densità di flusso al traferro nella prova a vuoto

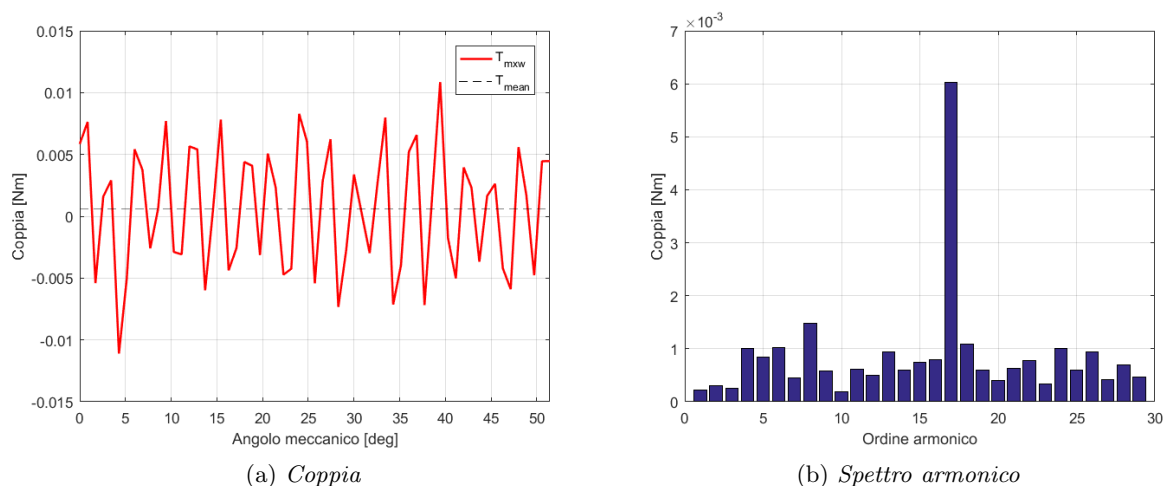


Figura 5.9: Coppia nella prova a vuoto

### 5.3.4 Prova a carico

In questa prova è stato simulato un funzionamento con carico MTPA, ovvero impostando corrente massima e angolo al quale si ha la massima coppia, come ricavato in 5.3.2. Il procedimento per ricavare i risultati è esposto nella sezione 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 5.10 è riportato il flusso concatenato a carico con le tre fase e il relativo spettro armonico. Come si può osservare la forma d'onda non presenta un contenuto armonico rilevante. Il valore di picco della fondamentale del flusso concatenato, in una delle tre fasi, permette di calcolare la forza contro elettromotrice:

$$f.c.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 13.6 V \quad (5.23)$$

che non supera di molto il valore stimato in 5.9.

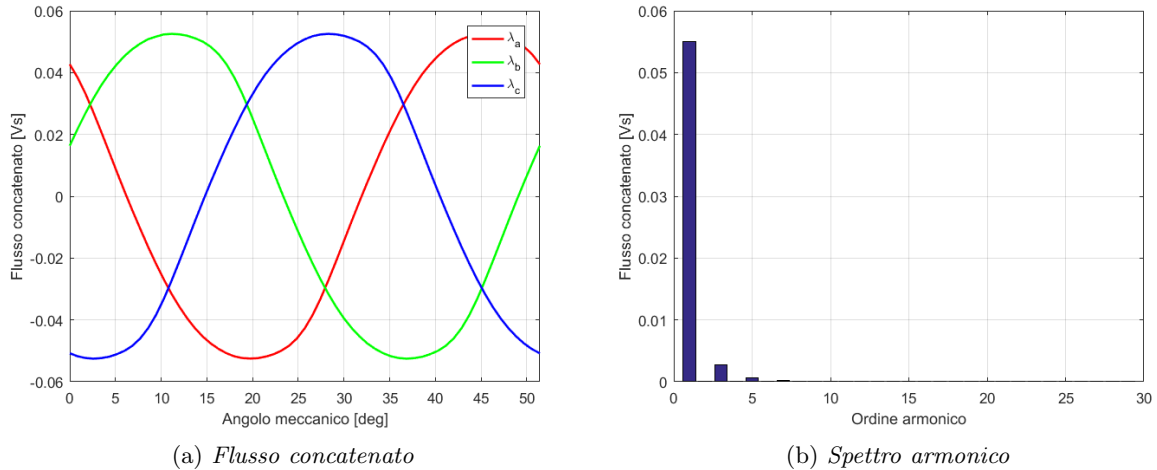


Figura 5.10: Flusso concatenato nella prova a carico

### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro, riportata in figura 5.11, presenta uno spettro armonico quasi invariato rispetto al caso a vuoto<sup>5</sup>. Osservando la forma d'onda è possibile confermare il risultato ottenuto nell'equazione 5.15, infatti la somma di  $B_{g0}$  e di  $B_{sq}$  corrisponde al picco massimo di  $B_g$  nel grafico. Si nota inoltre che, il valore massimo  $B_g$  si verifica per porzioni ridotte rispetto al passo di cava, il che giustifica la sovrastima della larghezza del dente in 5.17.

### Coppia

Dalla caratteristica di coppia a carico, riportata in figura 5.12, si osserva che il ripple è dovuto principalmente ad una armonica di ordine 6. Si ricava il valore di coppia media, pari a  $6.7 Nm$ , che corrisponde nei due diversi metodi di calcolo<sup>6</sup>. Il ripple di coppia risulta pari al 3.7% del valore medio della coppia.

<sup>5</sup>per verificare la correttezza di questo risultato si è ricavata la forma d'onda della densità di flusso al traferro  $B_s$  data solo dalle correnti e il relativo spettro armonico; questo, come si voleva confermare, non presenta armoniche significative oltre la fondamentale. Il risultato non è riportato in questa analisi.

<sup>6</sup>sebbene presentino valore medio uguale, come ci si aspettava, il ripple risulta minore nel caso di calcolo  $T_{dq}$ , infatti l'approssimazione di questa formula è quella di non considerare tutte le componenti che causano un ripple a valore medio nullo.

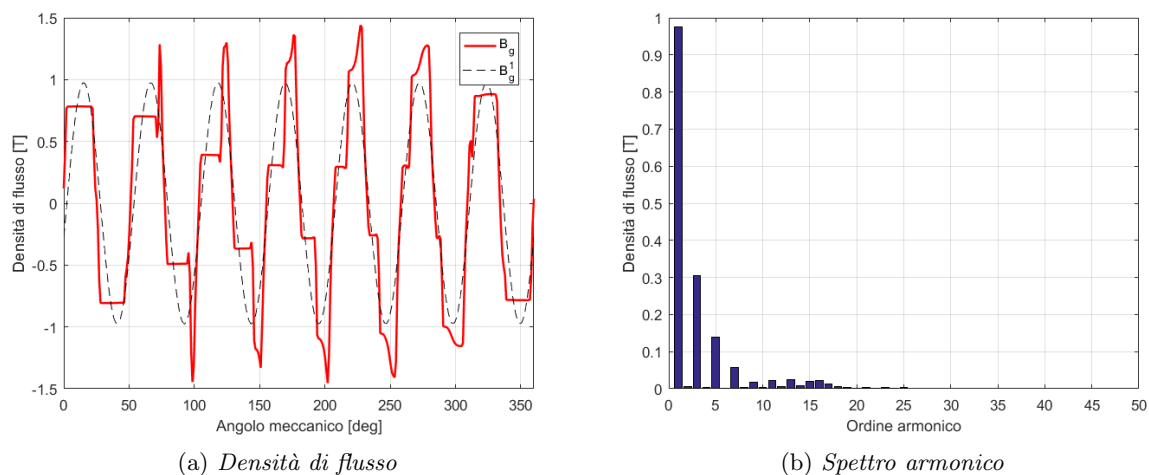


Figura 5.11: Densità di flusso al traferro nella prova a carico

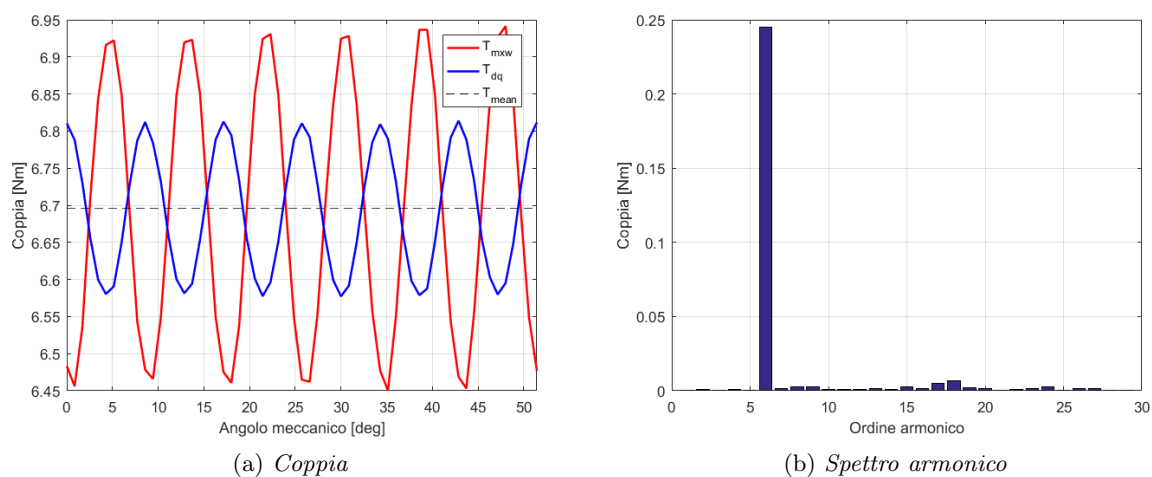


Figura 5.12: Coppia nella prova a carico

### 5.3.5 Mappatura del motore

La mappatura del motore, ricavata come riportato in 3.6.4, è riportata in figura 5.13. Come si può osservare, il centro degli ellissi a flusso costante -che corrisponde alla corrente di corto circuito- è esterno al limite di corrente e, per cui, la velocità massima del motore è limitata; inoltre, da questo risultato, si deduce che il motore non presenta luoghi di lavoro MTPV. Nel grafico sono riportate anche le curve isocoppia, dalle quali si ricava la traiettoria di lavoro in MTPA. Il luogo di deflussaggio, indicato con FW nella legenda, rappresenta la zona di lavoro per velocità oltre quella base.

In figura 5.14 sono riportate la coppia massima e la potenza meccanica al variare della velocità. I grafici sono stati interrotti a un valore di velocità abbondante per gli scopi di questo progetto e, come si osserva, il limite massimo non è raggiunto. Si nota il decremento di coppia disponibile in fase di deflussaggio e la potenza che, come ci si

aspettava, presenta un valore massimo superiore di quello nel punto base utilizzato nel dimensionamento.

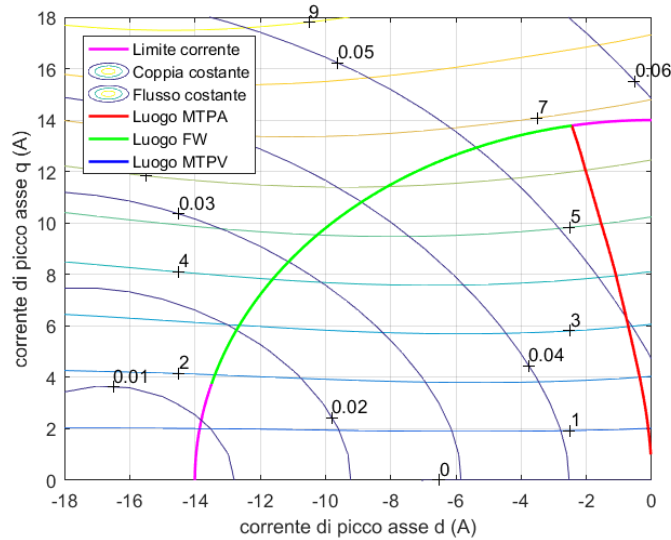


Figura 5.13: Mappatura del motore nel piano  $I_d - I_q$

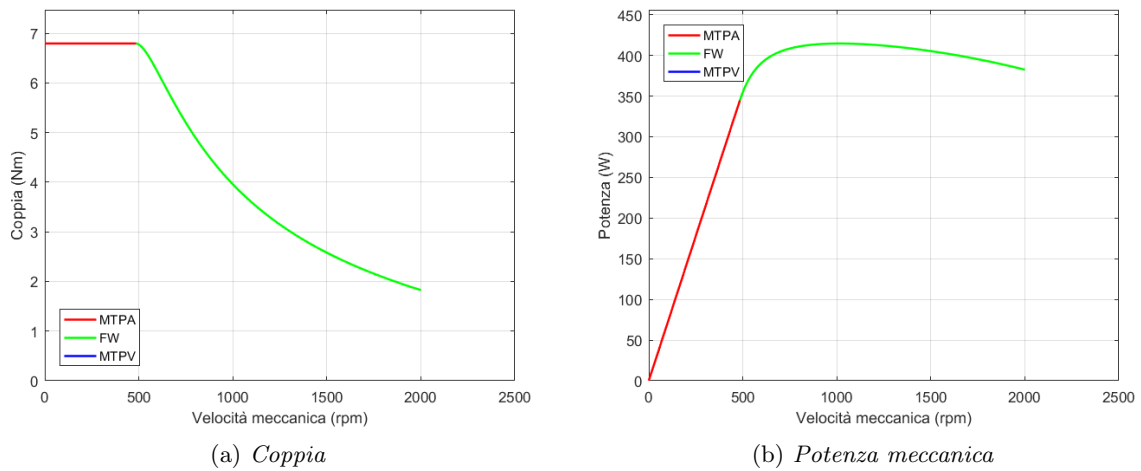


Figura 5.14: Caratteristiche di coppia e potenza al variare della velocità

## 5.4 Verifica prestazioni

Il calcolo delle perdite e delle sovra temperature è stato svolto secondo la teoria riportata nella sezione 3.7. In tabella 5.2 sono riportati i risultati ottenuti.

Il calcolo delle perdite è stato effettuato in corrispondenza al punto base considerando che in zona di deflussaggio, ovvero a velocità maggiore, si ha un aumento di frequenza, ma anche una riduzione di densità di flusso nelle parti in ferro. Inoltre,

anche il rendimento, è stato calcolato in corrispondenza a tale punto di funzionamento. Le perdite meccaniche non presentano una variazione rilevante con l'aumento della velocità.

La temperatura di riferimento dell'aria  $T_{air}$ , per convenzione, è di  $40^{\circ}C$ . Si ricavano allora le temperature effettive del ferro e del rame come segue:

$$T_{fe} = T_{air} + \theta_{fe} = 99.7^{\circ}C \quad T_{cu} = T_{air} + \theta_{cu} = 108.4^{\circ}C \quad (5.24)$$

dove, avendo considerato una temperatura massima del rame<sup>7</sup> pari a  $120^{\circ}C$ , si nota che la temperatura effettiva del rame risulta al di sotto del limite.

Tabella 5.2: Verifica caratteristiche motore spoke 15-14

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
<b>Pesi</b>			
Peso denti statore	$W_t$	0.65	kg
Peso corona statore	$W_{bi}$	0.48	kg
Peso ferro rotore	$W_r$	0.44	kg
Peso magneti	$W_{pm}$	0.095	kg
Peso rame	$W_{cu}$	0.66	kg
Peso totale motore	$W_{tot}$	2.3	kg
<b>Perdite</b>			
Induzione massima denti	$B_{max,t}$	1.7	T
Induzione massima corona	$B_{max,bi}$	1.5	T
Perdite nel ferro denti	$P_t$	8.7	W
Perdite nel ferro corona	$P_{bi}$	3.3	W
Perdite nel ferro totali	$P_{fe}$	11.9	W
Perdite nel rame	$P_J$	66.4	W
Perdite meccaniche	$P_{fe}$	1.2	W
Perdite totali	$P_{loss}$	79.5	W
<b>Rendimento</b>			
Potenza meccanica	$P_m$	350	W
Potenza elettrica	$P_e$	430	W
Rendimento	$\eta$	82	%
<b>Verifica termica</b>			
Superficie dispersione mantello	$S_{M,disp}$	0.066	$m^2$
Superficie dispersione cave	$S_{c,disp}$	0.03	$m^2$
Resistenza termica rame-ferro	$R_{th,N}$	0.13	$^{\circ}C/W$
Resistenza termica ferro-aria	$R_{th,F}$	0.76	$^{\circ}C/W$
Sovra temperatura ferro	$\theta_{fe}$	59.3	$^{\circ}C$
Sovra temperatura rame	$\theta_{cu}$	68	$^{\circ}C$

<sup>7</sup>la scelta della temperatura massima del rame corrisponde a un motore in classe E





## Capitolo 6

# Progetto motore spoke 12-14

### 6.1 Generalità

Il progetto presentato in questo capitolo è quello di un motore con magnetizzazione tangenziale 12 cave e 14 poli, lo svolgimento è dimostrato nel capitolo 3, mentre in tabella 3.1 sono riportati i dati di partenza del dimensionamento.

### 6.2 Dimensionamento analitico

#### 6.2.1 Avvolgimento

In questa sezione è dimensionato l'avvolgimento, utilizzando il metodo della stella di cava, per ricavare i lati di matassa in ogni cava e i coefficienti di avvolgimento.

#### Stella di cava

Il massimo comune divisore tra il numero di cave e quello di coppie polari è:

$$t = MCD\{Q_s, p\} = MCD\{12, 7\} = 1 \quad (6.1)$$

quindi non è possibile avere collegamenti in parallelo tra le matasse di statore e risulta una stella di cava a 12 raggi. L'angolo meccanico e il rispettivo angolo elettrico tra due cave consecutive risultano pari a:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q_s} = 30^\circ \quad \alpha_s^e = p \alpha_s = 210^\circ \quad (6.2)$$

e, inoltre, si ricavano il numero di cave per polo per fase  $q$  e il passo degli avvolgimenti  $Y_s$ :

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = 0.286 \quad Y'_q = \frac{Q_s}{2p} = 0.857 \rightarrow Y_q = 1 \quad (6.3)$$

dove  $Y_q$  si approssima per difetto per avere le matasse avvolte attorno a un singolo dente. La stella di cava per questo tipo di avvolgimento è rappresentata in figura 4.1.

Nota la disposizione delle fasi nelle cave, è possibile ricavare le matrici di cava riportate di seguito:

$$\begin{aligned} \underline{K}_a &= [0.5, -1, 0.5, 0, 0, 0, -0.5, 1, -0.5, 0, 0, 0] \\ \underline{K}_b &= [-0.5, 0, 0, 0, 0.5, -1, 0.5, 0, 0, 0, -0.5, 1] \\ \underline{K}_c &= [0, 0, -0.5, 1, -0.5, 0, 0, 0, 0.5, -1, 0.5, 0] \end{aligned} \quad (6.4)$$

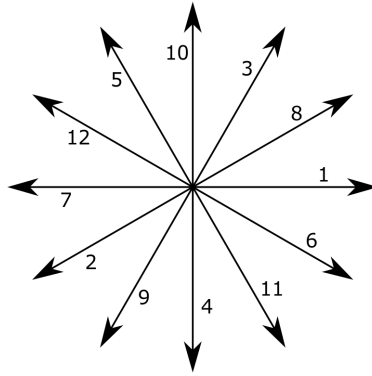


Figura 6.1: Stella di cava avvolgimento 12 cave 14 poli

### Coefficienti di avvolgimento

Il coefficiente di avvolgimento  $K_w$ , dato dal prodotto dei coefficienti di distribuzione  $K_d$  e di raccorciamento  $K_r$ , è calcolato nel seguente modo:

$$\begin{aligned}
 K_d &= \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{\frac{q_{ph}}{2} \sin\left(\frac{\alpha_{ph}}{2}\right)} = 0.972 \\
 K_r &= \cos\left(\frac{\beta_r^e}{2}\right) = 0.966 \\
 K_w &= K_d K_r = 0.94
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

dove la formula per determinare  $K_d$  è valida per avvolgimenti frazionari con  $q_{th}$  pari. I coefficienti utilizzati sono ricavabili dalla formule:

$$\begin{aligned}
 q_{th} &= \frac{Q_s}{m t} \\
 \alpha_{ph} &= \frac{t}{p} \alpha_s^e \\
 \beta_r^e &= \frac{2\pi Y_q}{Q_s}
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

## 6.2.2 Dimensionamento a vuoto

### Densità di flusso a vuoto

Nel dimensionamento a vuoto, come primo step, è stata ricavata la dimensione del magnete desiderata<sup>1</sup>. Selezionando un magnete di altezza  $h_m = 9 \text{ mm}$  e larghezza  $t_m = 2.5 \text{ mm}$  si ottiene una densità di flusso al traferro, data dai magneti, pari a:

$$B_{g0} = \frac{B_r}{\frac{\pi D}{4ph_m} + \frac{g^* K_c \mu_{rec}}{t_m}} = 0.91 \text{ T} \rightarrow B_{g0} = 0.85 \text{ T} \tag{6.7}$$

<sup>1</sup>per una scelta ottimale è possibile tracciare la caratteristica di  $B_{g0}$  al variare di  $t_m$  per diversi  $h_m$  e, notando la presenza di un ginocchio, si sceglie la dimensione che permette di raggiungere la densità di flusso desiderata senza eccedere nelle dimensioni dei magneti.

dove il traferro ( $g$ ) è stato scelto di  $0.5 \text{ mm}$  e il coefficiente di Carter  $K_c$  pari a 1.1. I dati dei magneti in Neodimio Ferro Boro sono riportati in tabella 3.2. La correzione del valore stimato è stata fatta verificando il risultato con il software agli elementi finiti.

### Numero di conduttori

La velocità base ( $\Omega_{base}$ ) e la frequenza di alimentazione a questa velocità ( $f_{base}$ ), note la potenza e la coppia imposte, sono ricavabili come segue:

$$\Omega_{base} = \frac{P_{base}}{T} = 50 \text{ rad/s} \quad f_{base} = \frac{\Omega_{base}}{2\pi} p = 55.7 \text{ Hz} \quad (6.8)$$

e, inoltre, nota la tensione limite -concatena di picco ( $U_{peak}$ )- si ricava la tensione in valore efficace stellata, che corrisponde al tipo di collegamento tra le fasi di statore:

$$E = \frac{U_{peak}}{\sqrt{2} \sqrt{3}} = 14.7 \text{ V} \quad E_w = 0.9 E = 13.23 \text{ V} \quad (6.9)$$

la tensione di avvolgimento  $E_w$  è stata calcolata considerando una c.d.t. del 10% sulla resistenza di statore.

Applicando l'equazione 3.14 è possibile stimare il numero di conduttori serie per fase necessari:

$$N'_s = \frac{p}{2\sqrt{2}} \frac{E_w}{f K_w DL_{stk} B_{g0}} = 262.7 \rightarrow N_s = 264 \quad (6.10)$$

dal quale si ricava, come segue, il numero di conduttori per cava<sup>2</sup>

$$n'_c = \frac{m N_s}{Q_s} = 65.7 \rightarrow n_c = 66 \quad (6.11)$$

il quale dev'essere approssimato a un numero intero e pari, per permettere la realizzazione di un avvolgimento doppio strato.

### 6.2.3 Dimensionamento a carico

#### Sezione conduttori

La corrente di alimentazione del motore si ricava dalla nota formula della potenza:

$$I = \frac{P_{base}}{3E \eta \cos \varphi} = 10 \text{ A} \quad (6.12)$$

nella quale il rendimento  $\eta$  è stato ipotizzato pari al 90% e il fattore di potenza  $\cos \varphi$  pari a 0.9.

La densità di corrente ( $J_s$ ) nel rame è scelta di  $6 \text{ A/mm}^2$  -in valore efficace- e, per cui, è necessaria una sezione dei conduttori pari a:

$$S_c = \frac{I}{J_s} = 1.7 \text{ mm}^2 \quad (6.13)$$

che in fase di realizzazione del motore dovrà essere corretto con dei valori commerciali.

<sup>2</sup>in questo caso, essendo  $t = 1$  non è possibile avere circuiti in parallelo, quindi non si distingue tra numero di conduttori serie e paralleli in cava.

Il fattore  $K_{fill}$ , che determina il riempimento delle cave, è stato scelto pari a  $0.35^3$ , si ricavano allora:

$$S_{cu,slot} = S_c n_c = 107.8 \text{ mm}^2 \quad S_{slot} = \frac{S_{cu,slot}}{K_{fill}} = 308 \text{ mm}^2 \quad (6.14)$$

dove  $S_{slot}$  rappresenta la sezione di cava che permette di contenere una sezione di rame pari a  $S_{cu,slot}$ .

### Carico elettrico e densità di flusso

Dall'equazione della coppia 3.15, trascurando la componente di riluttanza, è possibile stimare il carico elettrico in asse q:

$$\hat{K}_{sq} = \frac{4 T}{\pi \hat{B}_{g01} D^2 L_{stk}} = 42 \text{ kA/m} \quad (6.15)$$

da cui si ricava la densità di flusso al traferro, data dalla corrente in asse q, come segue:

$$B_{sq} = \frac{\pi \mu_0 D}{4 g 2p} \hat{K}_{sq} = 0.42 \text{ T} \quad (6.16)$$

### Dimensioni geometriche

Fissato un valore di densità di flusso massima nei denti ( $B_t$ ) pari a  $1.7 \text{ T}$ , utilizzando l'equazione 3.18, si ricava una stima della larghezza del dente richiesta:

$$w'_t = \frac{1}{B_t} \frac{\pi D}{Q_s} (B_{g0} + B_{sq}) = 13.6 \text{ mm} \rightarrow w_t = 7 \text{ mm} \quad (6.17)$$

che, attraverso la simulazione agli elementi finiti, è stato corretto<sup>4</sup>.

Nota la dimensione del dente, è possibile stimare la larghezza inferiore della cava come segue:

$$w'_s = \frac{\pi D}{Q_s} - w_t = 11.3 \text{ mm} \quad (6.18)$$

e, ipotizzando una forma trapezoidale, si ricava l'altezza di cava con la seguente formula:

$$h'_s = \frac{Q_s}{2p} \sqrt{w_s^2 + \frac{4\pi S_{slot}}{Q_s}} - w_s = 18.9 \text{ mm} \quad (6.19)$$

ricavata manipolando delle formule geometriche di cui si tralascia la dimostrazione.

L'altezza della corona di statore è stata stimata pari a metà della larghezza del dente e successivamente corretta in fase di simulazione.

In tabella 6.1 sono riportate le dimensioni utilizzate nel disegno, mentre in figura 6.2 è rappresentata la geometria del motore.

<sup>3</sup>la scelta di  $K_{fill}$ , che potrebbe risultare elevato per piccoli motori, è stata fatta considerando l'esistenza di tecniche di avvolgimento alternative per bobine attorno a un singolo dente, ad esempio l'assemblaggio dei denti dopo che questi sono stati avvolti.

<sup>4</sup>il valore stimato della larghezza del dente risulta abbondante rispetto al valore corretto. Questo è dovuto alla distribuzione atipica delle densità di flusso nei motori a cave frazionarie.

Tabella 6.1: Dimensioni motore spoke 14-12

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
Diametro interno statore	$D$	70	$mm$
Diametro esterno statore	$D_e$	116	$mm$
Larghezza dente	$w_t$	7	$mm$
Altezza cava	$h_s$	16.6	$mm$
Larghezza interna cava	$w_s$	12.5	$mm$
Larghezza esterna cava	$w_{se}$	21.1	$mm$
Apertura di cava	$w_{so}$	1.5	$mm$
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.8	$mm$
Traferro	$g$	0.5	$mm$
Diametro esterno rotore	$D_{re}$	69	$mm$
Diametro interno rotore	$D_{ri}$	50	$mm$

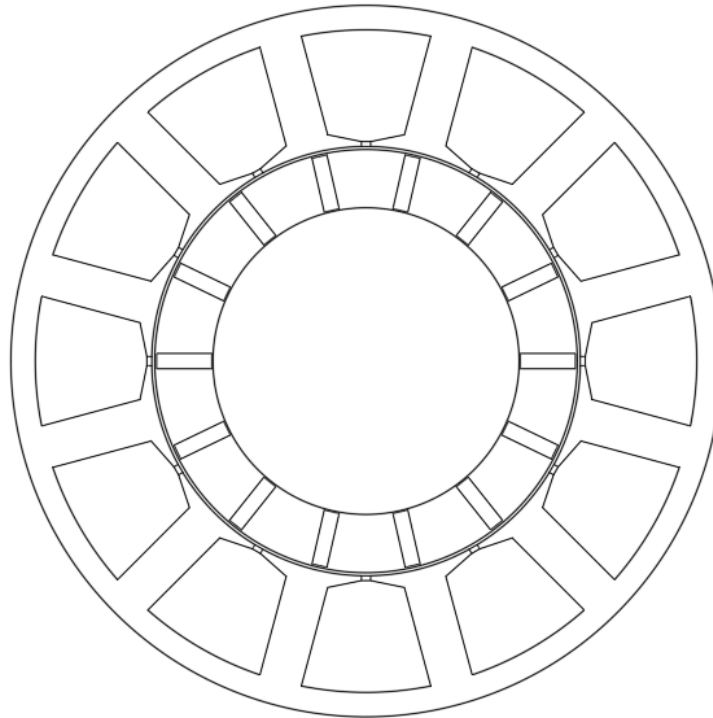


Figura 6.2: Geometria motore spoke 14-12

## 6.3 Analisi agli elementi finiti

### 6.3.1 Prova di magnetizzazione

#### Flusso concatenato

Nelle figure 6.3 sono riportati i flussi concatenati, in asse d e in asse q, variando l'intensità di corrente di picco da  $-20 A/mm^2$  a  $+20 A/mm^2$ . Nel caso in asse d è possibile ricavare il flusso concatenato a vuoto, corrispondente alla componente dovuta

ai magneti  $\Lambda_{pm}$ , pari a  $0.048 \text{ Vs}$ . Si nota inoltre la presenza del ginocchio causato dalla saturazione del ferro nel caso in asse q, mentre in asse d, come già accennato, si raggiunge la saturazione solo con correnti positive.

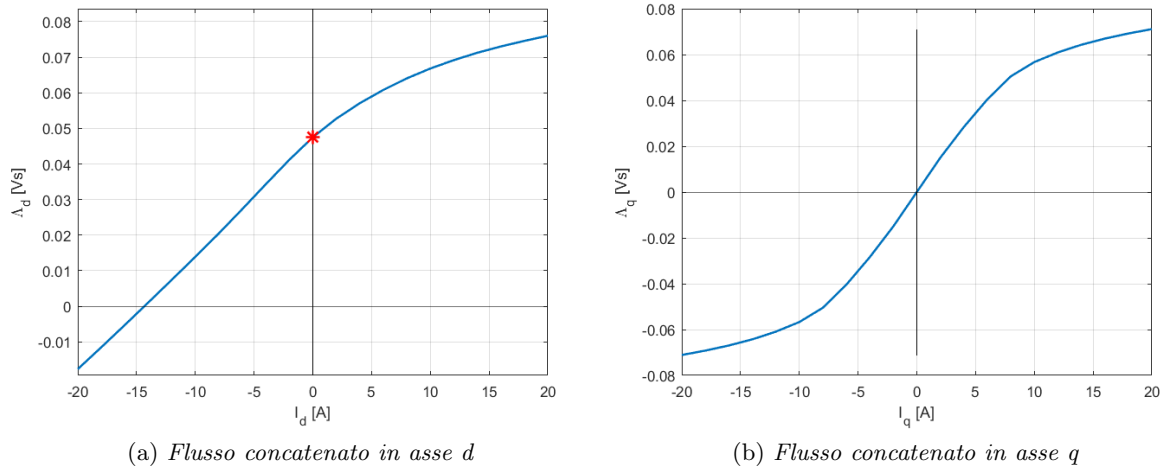


Figura 6.3: Flussi concatenati variando l'intensità di corrente

### Induttanze

Nelle figure 6.4 e 6.5 sono riportate le induttanze calcolate come esposto nel precedente capitolo in sezione 3.6.1. Dai grafici delle induttanze apparenti è possibile ricavare il rapporto di salienza:

$$\xi = L_q/L_d = 3 \quad (6.20)$$

in questo caso per correnti pari a  $5 \text{ A}$ , per valori più elevati il rapporto di salienza diminuisce a causa della saturazione.

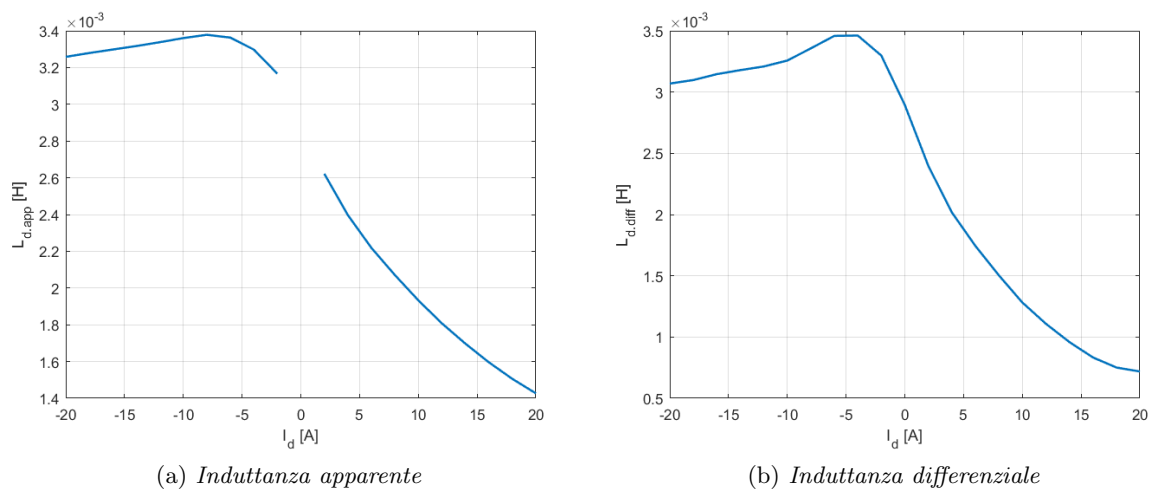


Figura 6.4: Induttanza in asse d variando l'intensità di corrente

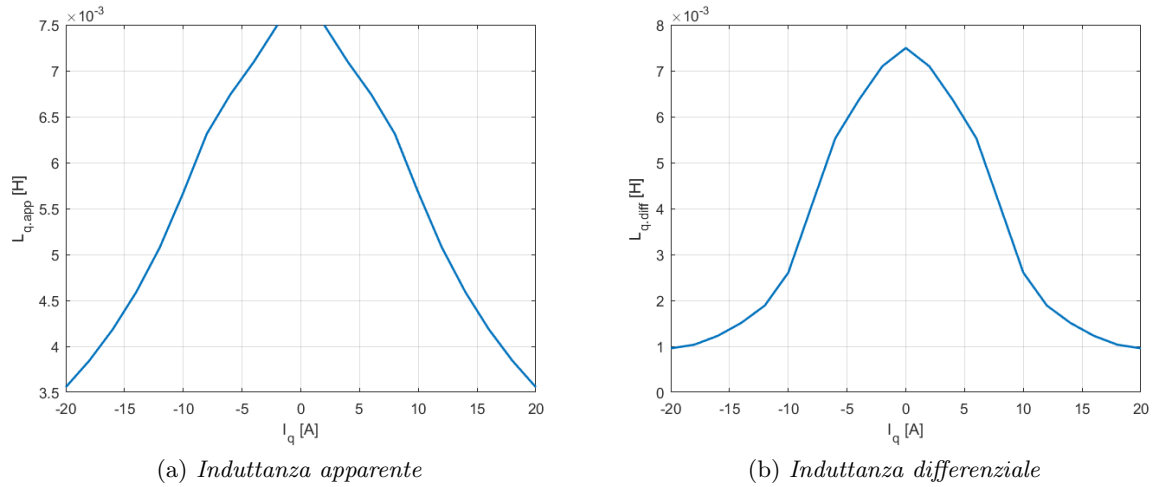


Figura 6.5: Induttanza in asse q variando l'intensità di corrente

### 6.3.2 Ricerca punto di lavoro MTPA

Il punto di lavoro MTPA è stato ricavato per diverse intensità di corrente, come si può osservare in figura 6.6, fino alla corrente massima:

$$\hat{I} = \sqrt{2} I = 14 A \quad (6.21)$$

per la quale si ricava l'angolo di corrente ( $\alpha_i^e$ ) -nel piano  $I_d - I_q$ - pari a  $97^\circ$  che corrisponde alla coppia massima. Nel grafico è tracciata inoltre la traiettoria dei punti MTPA per le diverse correnti.

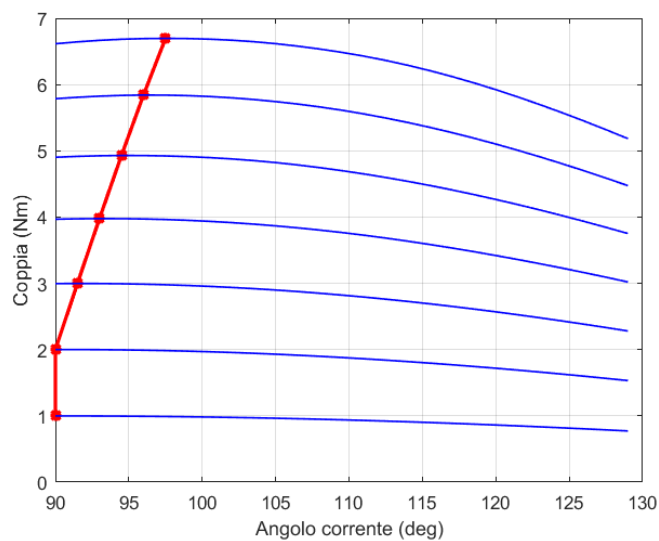


Figura 6.6: Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_i^e$

### 6.3.3 Prova a vuoto

La prova a vuoto è stata effettuata variando la posizione di rotore, fino a una rotazione corrispondente all'angolo di una coppia polare, e impostando corrente nulla. I procedimenti di calcolo utilizzati sono riportati in 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 6.7 sono riportati il flusso concatenato dalle tre fasi e il relativo spettro armonico che, come si può notare, presenta un contenuto armonico limitato, infatti è presente un terza armonica di valore trascurabile. Dal valore di picco del flusso concatenato è possibile ricavare la forza elettromotrice a vuoto:

$$f.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 11.14 \text{ V} \quad (6.22)$$

che, come ci si aspettava, è di poco inferiore alla tensione di avvolgimento stimata nell'equazione 6.9.

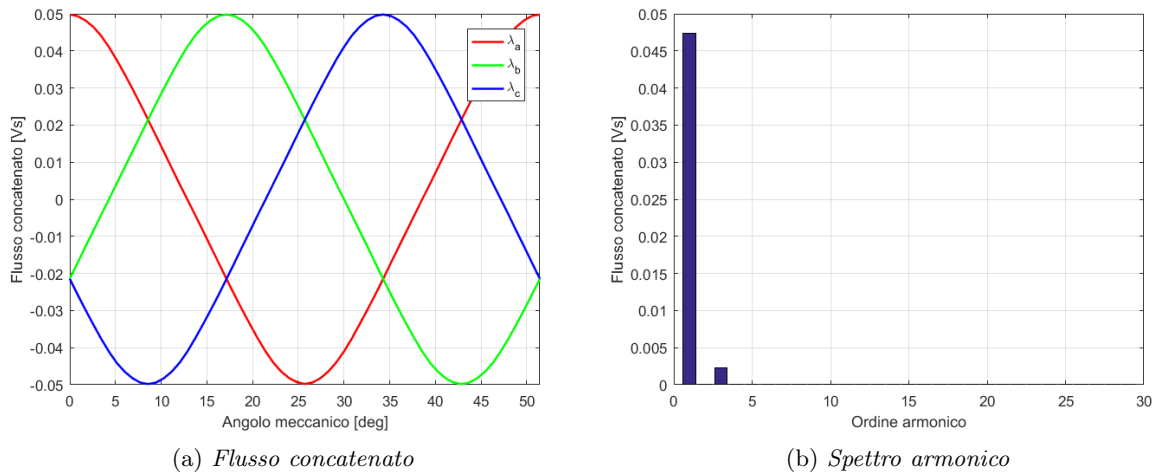


Figura 6.7: Flusso concatenato nella prova a vuoto

#### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro causata dai magneti e la rispettiva forma d'onda fondamentale sono riportate in figura 6.8, insieme allo spettro armonico. Si possono osservare i buchi causati dalle aperture di cava, che comunque comportano una riduzione della densità di flusso trascurabile in questo caso. La forma d'onda è quasi un onda quadra e, infatti, contiene tutte le armoniche dispari.

#### Coppia

Analizzando la coppia a vuoto, figura 6.9, si nota la coppia di cogging che causa un ripple armonico di ordine 12. L'ampiezza dell'oscillazione, che vale circa  $\pm 0.05$ , è abbastanza piccola rispetto al valore di coppia massima a carico.



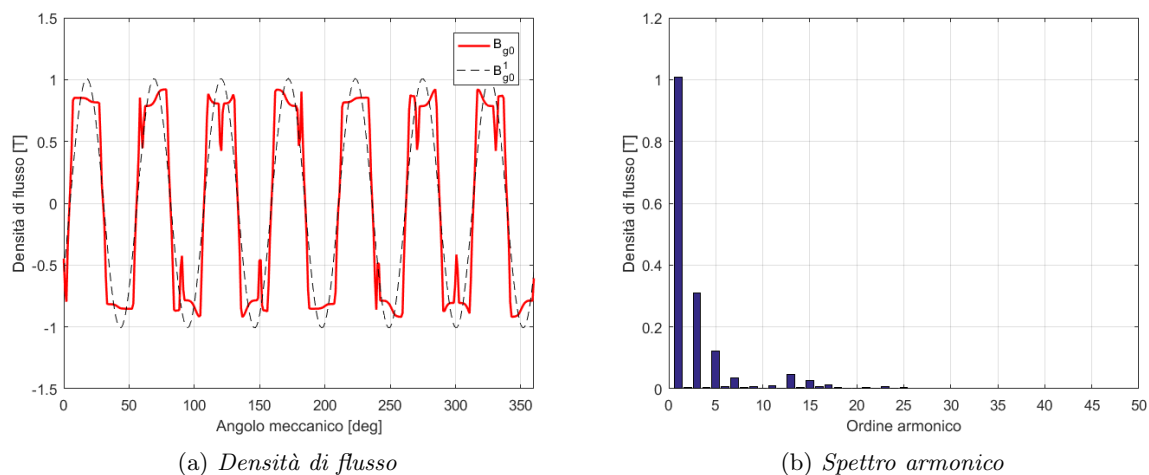


Figura 6.8: Densità di flusso al traferro nella prova a vuoto

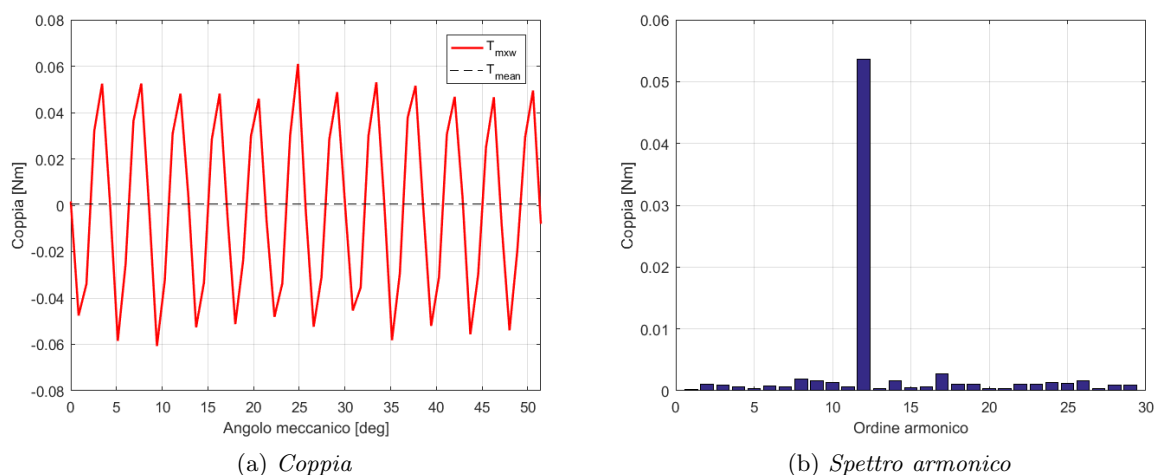


Figura 6.9: Coppia nella prova a vuoto

### 6.3.4 Prova a carico

In questa prova è stato simulato un funzionamento con carico MTPA, ovvero impostando corrente massima e angolo al quale si ha la massima coppia, come ricavato in 6.3.2. Il procedimento per ricavare i risultati è esposto nella sezione 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 6.10 è riportato il flusso concatenato a carico con le tre fase e il relativo spettro armonico. Come si può osservare la forma d'onda non presenta un contenuto armonico rilevante. Il valore di picco della fondamentale del flusso concatenato, in una delle tre fasi, permette di calcolare la forza contro elettromotrice:

$$f.c.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 13.6 V \quad (6.23)$$

che non supera di molto il valore stimato in 6.9.

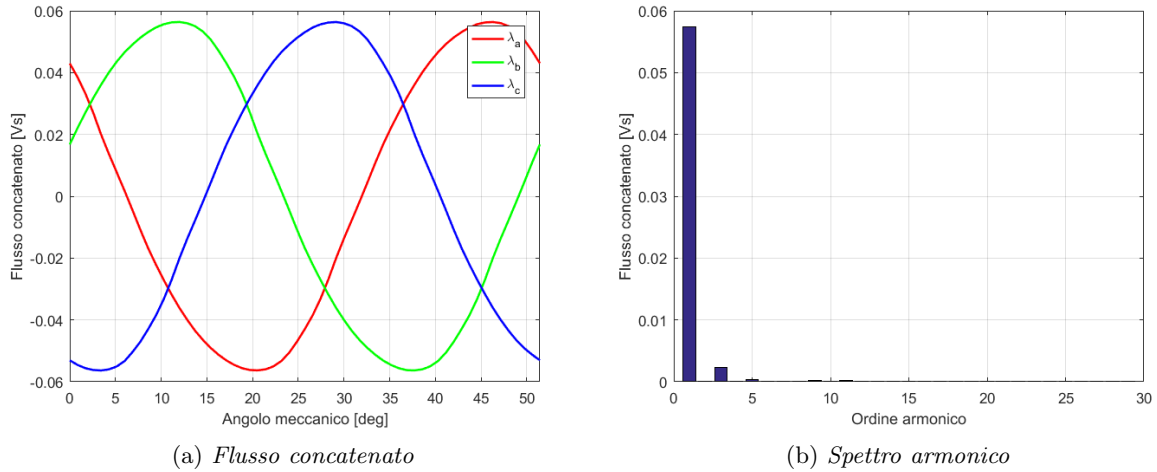


Figura 6.10: Flusso concatenato nella prova a carico

### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro, riportata in figura 6.11, presenta uno spettro armonico quasi invariato rispetto al caso a vuoto<sup>5</sup>. Osservando la forma d'onda è possibile confermare il risultato ottenuto nell'equazione 6.15, infatti la somma di  $B_{g0}$  e di  $B_{sq}$  corrisponde al picco massimo di  $B_g$  nel grafico. Si nota inoltre che, il valore massimo  $B_g$  si verifica per porzioni ridotte rispetto al passo di cava, il che giustifica la sovrastima della larghezza del dente in 6.17.

### Coppia

Dalla caratteristica di coppia a carico, riportata in figura 6.12, si osserva che al ripple dato dalla coppia di coggin di il valore di coppia media, pari a  $6.67 Nm$ , che corrisponde nei due diversi metodi di calcolo<sup>6</sup>. Risulta un ripple di coppia del 3.7% della coppia media.

<sup>5</sup>per verificare la correttezza di questo risultato si è ricavata la forma d'onda della densità di flusso al traferro  $B_s$  data solo dalle correnti e il relativo spettro armonico; questo, come si voleva confermare, non presenta armoniche significative oltre la fondamentale. Il risultato non è riportato in questa analisi.

<sup>6</sup>sebbene presentino valore medio uguale, come ci si aspettava, il ripple risulta minore nel caso di calcolo  $T_{dq}$ , infatti l'approssimazione di questa formula è quella di non considerare tutte le componenti che causano un ripple a valore medio nullo.

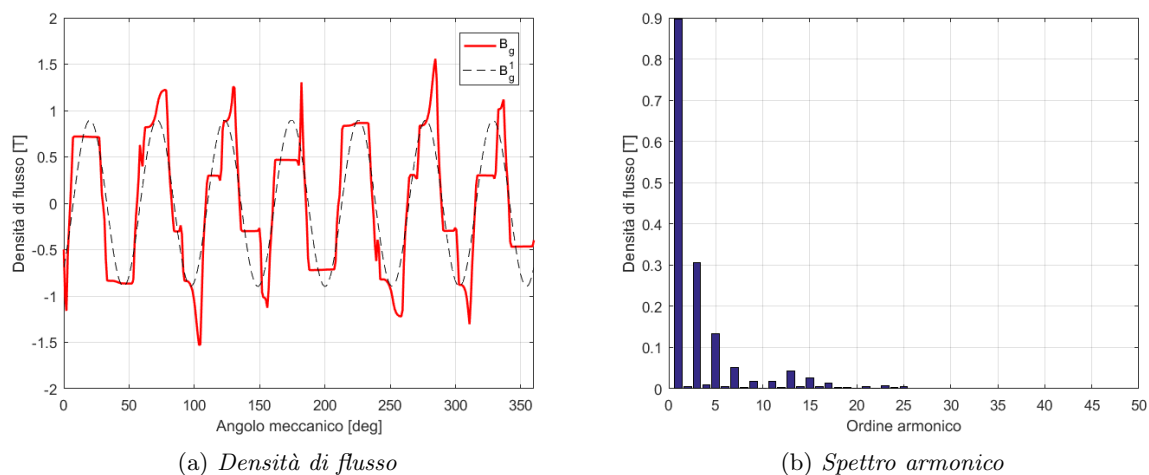


Figura 6.11: Densità di flusso al traferro nella prova a carico

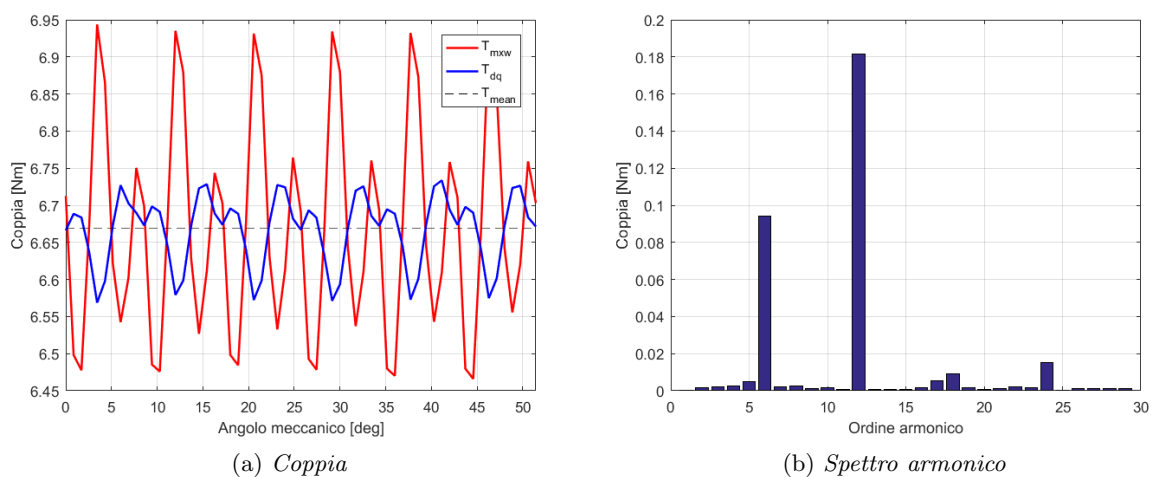


Figura 6.12: Coppia nella prova a carico

### 6.3.5 Mappatura del motore

La mappatura del motore, ricavata come riportato in 3.6.4, è riportata in figura 6.13. Come si può osservare, il centro degli ellissi a flusso costante -che corrisponde alla corrente di corto circuito- è esterno al limite di corrente anche si di poco e, per cui, la velocità massima del motore è limitata; inoltre, da questo risultato, si deduce che il motore non presenta luoghi di lavoro MTPV. Nel grafico sono riportate anche le curve isocoppia, dalle quali si ricava la traiettoria di lavoro in MTPA. Il luogo di deflussaggio, indicato con FW nella legenda, rappresenta la zona di lavoro per velocità oltre quella base.

In figura 6.14 sono riportate la coppia massima e la potenza meccanica al variare della velocità. I grafici sono stati interrotti a un valore abbondante per gli scopi di questo progetto e, come si osserva, il limite massimo non è raggiunto. Si nota il

decremento di coppia disponibile in fase di deflussaggio e la potenza che, come ci si aspettava, presenta un valore massimo superiore di quello nel punto base utilizzato nel dimensionamento.

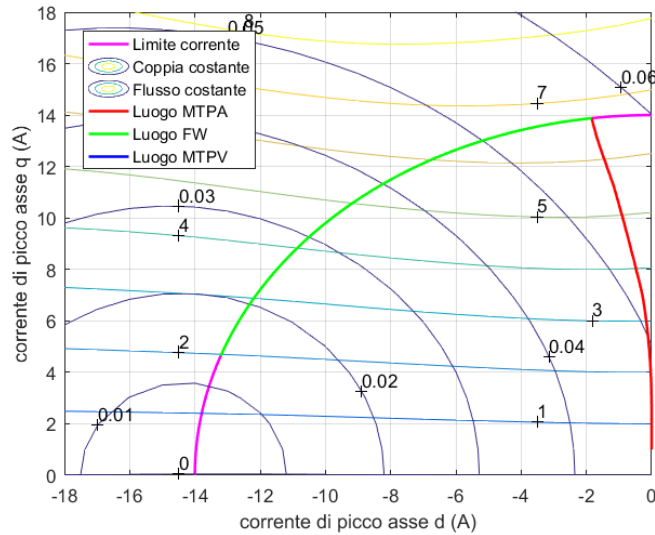


Figura 6.13: Mappatura del motore nel piano  $I_d - I_q$

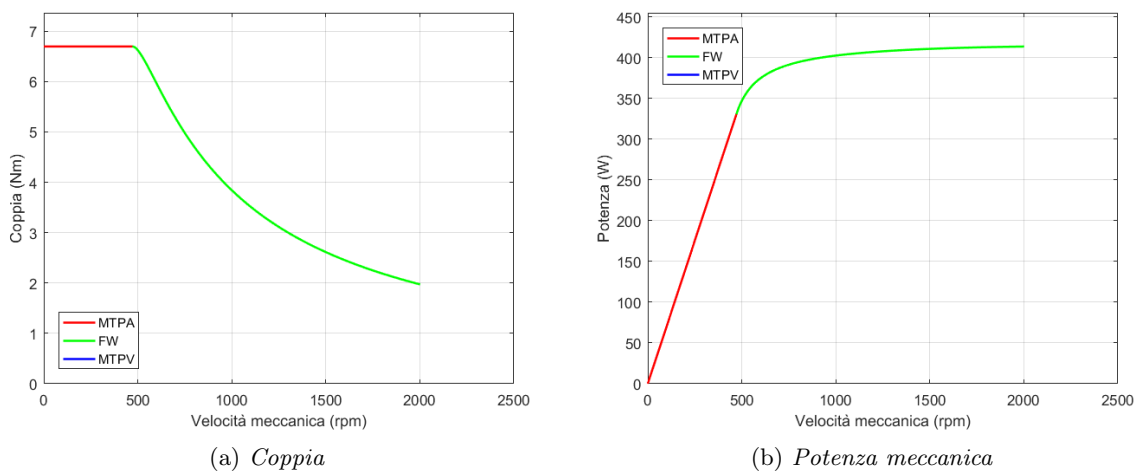


Figura 6.14: Caratteristiche di coppia e potenza al variare della velocità

## 6.4 Verifica prestazioni

Il calcolo delle perdite e delle sovra temperature è stato svolto secondo la teoria riportata nella sezione 3.7. In tabella 6.2 sono riportati i risultati ottenuti.

Il calcolo delle perdite è stato effettuato in corrispondenza al punto base considerando che in zona di deflussaggio, ovvero a velocità maggiore, si ha un aumento di frequenza, ma anche una riduzione di densità di flusso nelle parti in ferro. Inoltre,

anche il rendimento, è stato calcolato in corrispondenza a tale punto di funzionamento. Le perdite meccaniche non presentano una variazione rilevante con l'aumento della velocità.

La temperatura di riferimento dell'aria  $T_{air}$ , per convenzione, è di  $40^{\circ}C$ . Si ricavano allora le temperature effettive del ferro e del rame come segue:

$$T_{fe} = T_{air} + \theta_{fe} = 104^{\circ}C \quad T_{cu} = T_{air} + \theta_{cu} = 115^{\circ}C \quad (6.24)$$

dove, avendo considerato una temperatura massima del rame<sup>7</sup> pari a  $120^{\circ}C$ , si nota che la temperatura effettiva del rame risulta inferiore al limite.

Tabella 6.2: Verifica caratteristiche motore spoke 14-12

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
<b>Pesi</b>			
Peso denti statore	$W_t$	0.42	kg
Peso corona statore	$W_{bi}$	0.66	kg
Peso ferro rotore	$W_r$	0.44	kg
Peso magneti	$W_{pm}$	0.095	kg
Peso rame	$W_{cu}$	0.73	kg
Peso totale motore	$W_{tot}$	2.3	kg
<b>Perdite</b>			
Induzione massima denti	$B_{max,t}$	1.63	T
Induzione massima corona	$B_{max,bi}$	1.56	T
Perdite nel ferro denti	$P_t$	5.15	W
Perdite nel ferro corona	$P_{bi}$	5.6	W
Perdite nel ferro totali	$P_{fe}$	10.8	W
Perdite nel rame	$P_J$	73.7	W
Perdite meccaniche	$P_{fe}$	1.2	W
Perdite totali	$P_{loss}$	85.6	W
<b>Rendimento</b>			
Potenza meccanica	$P_m$	350	W
Potenza elettrica	$P_e$	435	W
Rendimento	$\eta$	80	%
<b>Verifica termica</b>			
Superficie dispersione mantello	$S_{M,disp}$	0.066	$m^2$
Superficie dispersione cave	$S_{c,disp}$	0.026	$m^2$
Resistenza termica rame-ferro	$R_{th,N}$	0.15	$^{\circ}C/W$
Resistenza termica ferro-aria	$R_{th,F}$	0.76	$^{\circ}C/W$
Sovra temperatura ferro	$\theta_{fe}$	64	$^{\circ}C$
Sovra temperatura rame	$\theta_{cu}$	85.3	$^{\circ}C$

<sup>7</sup>la scelta della temperatura massima del rame corrisponde a un motore in classe E



## Capitolo 7

# Progetto motore Spoke 12-14 ottimizzato

### 7.1 Generalità

Il primo obiettivo di questo capitolo è quello di presentare una possibile soluzione per ridurre il ripple della coppia. Valutando la forma d'onda della densità di flusso al traferro dovuta ai magneti, che presenta un andamento a onda quadra, si cerca di renderla il più simile possibile a una sinusoidale. La strategia adottata è una modifica della geometria di rotore.

La geometria ottenuta è applicata al motore Spoke 12-14 e, a partire dai risultati ottenuti nel capitolo 6, è proposto un progetto alternativo che permette di ridurre le perdite joule.

La scelta di effettuare l'ottimizzazione sul motore Spoke 12-14 è dovuta ai risultati migliori che si sono ottenuti per i motori Spoke, grazie alla concentrazione di flusso, e alla geometria di statore, infatti è più comune in commercio un lamierino con numero di cave pari.

### 7.2 Sagomatura del rotore

La densità di flusso, dovuta ai magneti, dipende fortemente dallo spessore del traferro e, per cui, è possibile modificare l'andamento adottando un traferro non costante. Osservando figura 7.1, che riporta la geometria utilizzata, si nota la variazione di ampiezza del traferro, nella quale al centro del polo, in cui il traferro è piccolo, risulta una densità di flusso più elevata rispetto ai lati del polo, dove il traferro è maggiore.

Per verificare i vantaggi della geometria adottata si è analizzato il ripple della densità di flusso e della coppia a vuoto e a carico.

#### 7.2.1 Analisi a vuoto

La figura 7.2 riporta la densità di flusso al traferro e il rispettivo contenuto armonico. Confrontando il risultato ottenuto, con lo stesso motore senza sagomatura (6.8), si osserva che l'andamento è molto prossimo a una sinusoidale e, infatti, il contenuto armonico risulta minore. In particolare si ottiene una terza armonica ridotta di oltre un terzo, ma non si deve trascurare la riduzione del valore di picco della fondamentale.

Confrontando la caratteristica di coppia a vuoto nei due casi (figura 7.3 e figura 6.9) si osserva una riduzione della coppia di cogging.

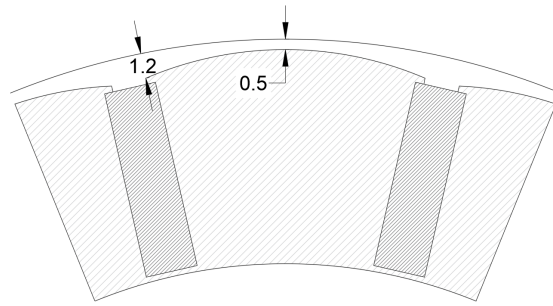


Figura 7.1: Sagomatura di un polo di rotore

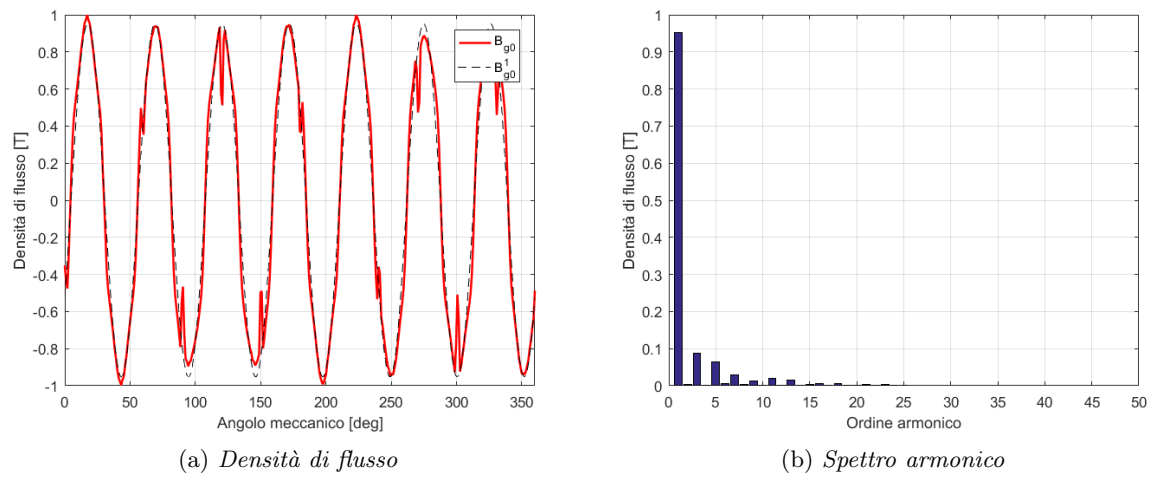


Figura 7.2: Densità di flusso al traferro a vuoto

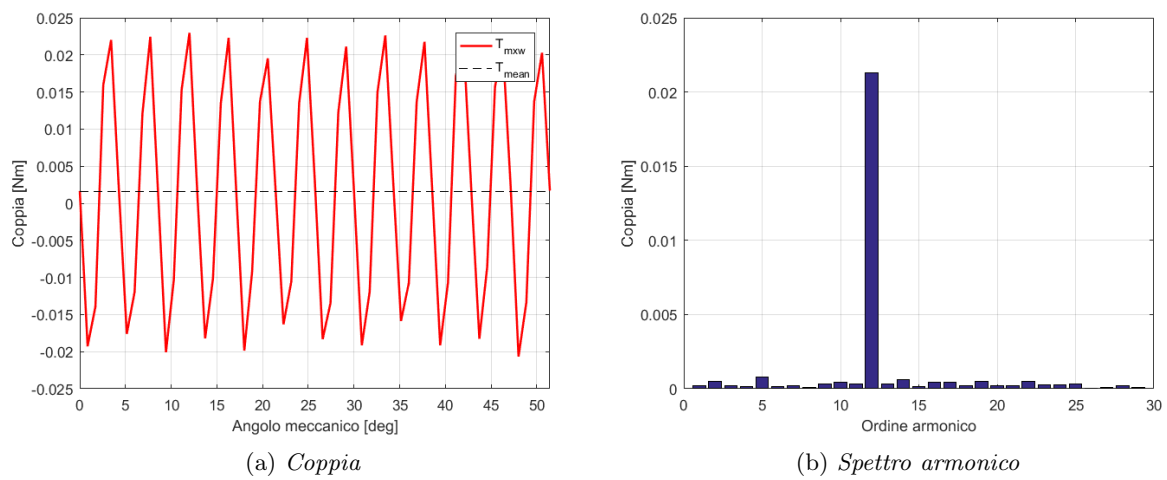


Figura 7.3: Coppia a vuoto



### 7.2.2 Analisi a carico

Il risultato ottenuto per la densità di flusso a carico non è riportato, in quanto, come si è già osservato nei casi precedenti, il ripple armonico risulta inalterato rispetto al caso a vuoto.

Dalla figura 7.4, in cui è riportata la coppia simulando un funzionamento a carico MTPA, si nota una riduzione notevole del ripple rispetto al caso in figura 6.12, in particolare l'armonica di ordine 12 è stata ridotta notevolmente, ma si può osservare un miglioramento anche nella sesta armonica. Il ripple di coppia vale 1.2% della coppia media.

La riduzione della densità di flusso al traferro, come si osserva in figura, causa una riduzione del valore medio della coppia rispetto al caso senza sagomatura; questo è il principale svantaggio che deve trovare un compromesso con la riduzione del ripple.

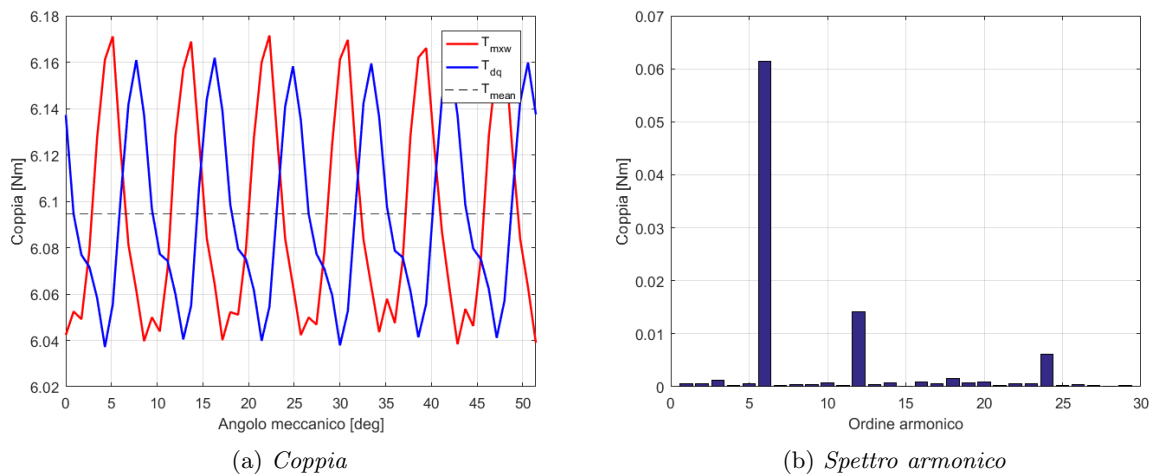


Figura 7.4: Coppia a carico

## 7.3 Ottimizzazione motore Spoke 12-14

### 7.3.1 Progetto

#### Scelta delle dimensioni del magnete

La scelta del magnete, rispetto ai casi precedenti, è svolta in maniera più accurata, allo scopo di massimizzare la dimensione del magnete. Variando lo spessore del magnete si misura la densità di flusso media al traferro, attraverso la simulazione agli elementi finiti, per diverse lunghezze di magnete.

In figura 7.5 sono graficati i risultati ottenuti, per la densità di flusso, al variare dello spessore e del volume dei magneti. Osservando la densità di flusso al variare dello spessore del magnete si nota che, aumentando lo spessore, la caratteristica tracciata non è lineare. Dal grafico della densità di flusso in funzione del volume si osserva inoltre che, a parità di volume, i magneti offrono prestazioni migliori all'aumentare della loro lunghezza. Confrontando le lunghezze dei magneti pari a 9 mm, 10 mm, 11 mm si osserva un aumento maggiore rispetto al confronto tra 11 mm e 12 mm; per

questo motivo si è scelto di utilizzare un magnete di lunghezza  $h_m = 11 \text{ mm}$  e, per non eccedere nelle dimensioni, di spessore  $t_m = 3.5 \text{ mm}$ .

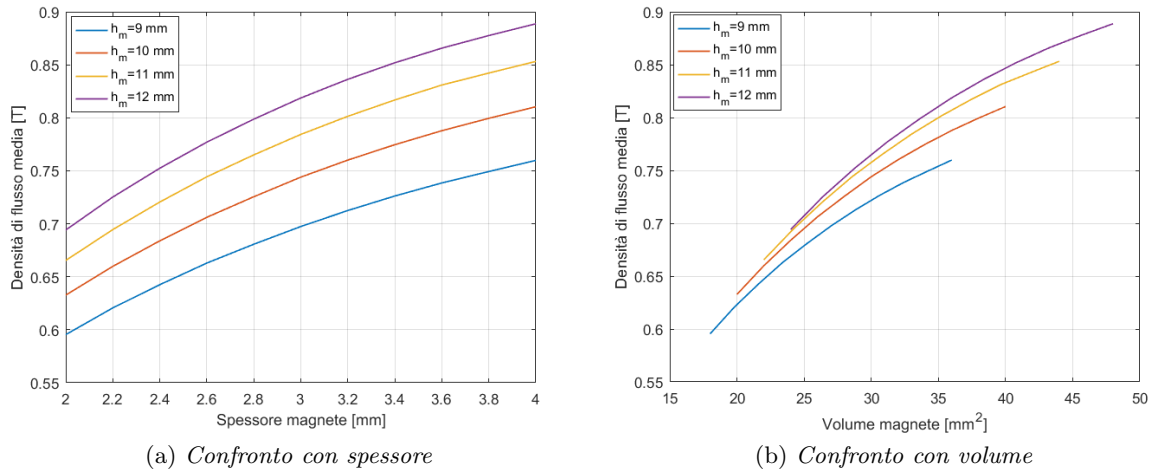


Figura 7.5: Densità di flusso variando dimensione del magnete

### Dati del motore progettato

Il dimensionamento di questo motore si basa sui risultati ottenuti al capitolo 6 per il motore Spoke 12-14. Adottando il rotore sagomato, come descritto in 7.2, con i magneti dimensionati al paragrafo precedente si è modificato il carico elettrico per ottenere le prestazioni desiderate e, infine, si è ricavata la geometria di statore. Il procedimento analitico utilizzato nei casi precedenti sarebbe affetto da maggiori imprecisioni a causa della distribuzione della densità di flusso non regolare. In tabella 7.1 sono riportati i dati del motore progettato, mentre in figura 7.6 è riportata la geometria.

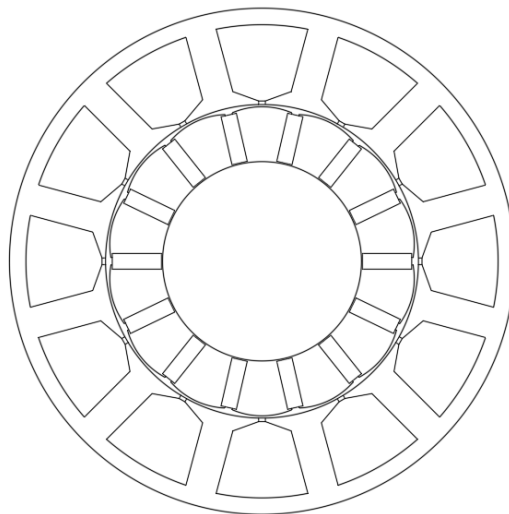


Figura 7.6: Geometria motore Spoke 14-12 ottimizzato

Tabella 7.1: Dati motore Spoke 14-12 ottimizzato

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
<b>Dati elettrici</b>			
Densità di flusso media	$B_{g0,media}$	0.82	$T$
Fondamentale densità di flusso	$B_{g01}$	1.23	$T$
Velocità base	$\Omega_{base}$	50	$rad/s$
Frequenza base	$f_{base}$	55.7	$Hz$
Numero di conduttori per cava	$n_c$	54	
Numero di conduttori per fase	$N_s$	216	
Corrente nominale	$I$	11	$A$
Sezione conduttori	$S_c$	1.84	$mm^2$
Sezione rame in cava	$S_{cu,slot}$	99	$mm^2$
<b>Dati geometrici</b>			
Diametro interno statore	$D$	70	$mm$
Diametro esterno statore	$D_e$	113	$mm$
Larghezza dente	$w_t$	7	$mm$
Altezza cava	$h_s$	14.4	$mm$
Larghezza interna cava	$w_s$	13	$mm$
Larghezza esterna cava	$w_{se}$	20.5	$mm$
Sezione cava	$S_{slot}$	262	$mm^2$
Apertura di cava	$w_{so}$	1.5	$mm$
Altezza apertura di cava	$h_{so}$	0.8	$mm$
Diametro esterno rotore	$D_{re}$	69	$mm$
Diametro interno rotore	$D_{ri}$	44.5	$mm$

### 7.3.2 Analisi agli elementi finiti

### 7.3.3 Prova di magnetizzazione

#### Flusso concatenato

Nelle figure 7.7 sono riportati i flussi concatenati, in asse d e in asse q, variando l'intensità di corrente di picco da  $-20 A/mm^2$  a  $+20 A/mm^2$ . Si nota che, rispetto ai precedenti motori, il flusso concatenato è minore a parità di corrente, infatti è stato ridotto il numero di conduttori; inoltre, l'effetto della saturazione in asse d è più evidente, che conferma l'aumento di densità di flusso data dai magneti.

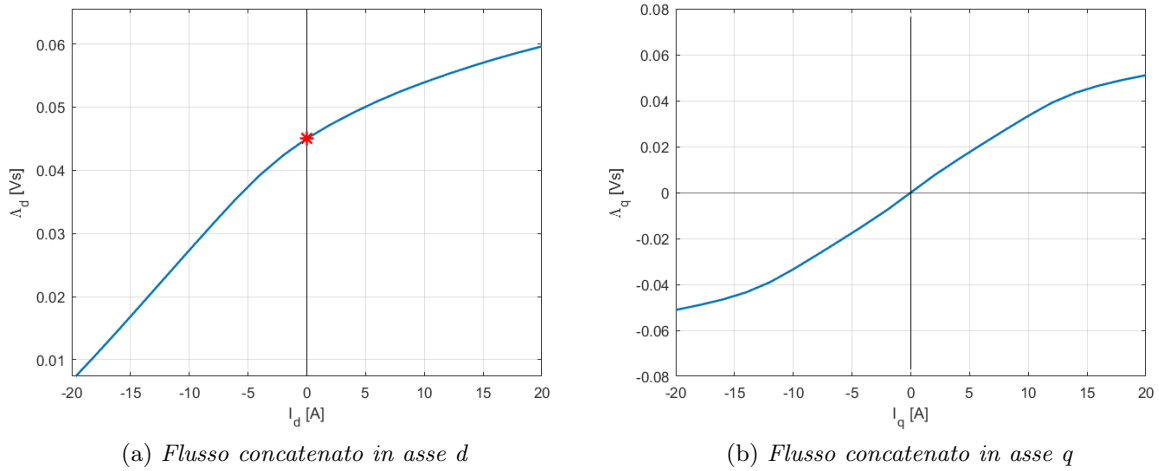


Figura 7.7: Flussi concatenati variando l'intensità di corrente

## Induttanze

Nelle figure 7.8 e 7.9 sono riportate le induttanze calcolate come esposto nel precedente capitolo in sezione 3.6.1. Dai grafici delle induttanze apparenti è possibile ricavare il rapporto di salienza:

$$\xi = L_q/L_d = 3.5 \quad (7.1)$$

in questo caso per correnti pari a 5 A. Nel caso in asse  $d$ , confrontando  $L_{d,app}$  e  $L_{d,diff}$ , risulta evidente l'effetto della saturazione.

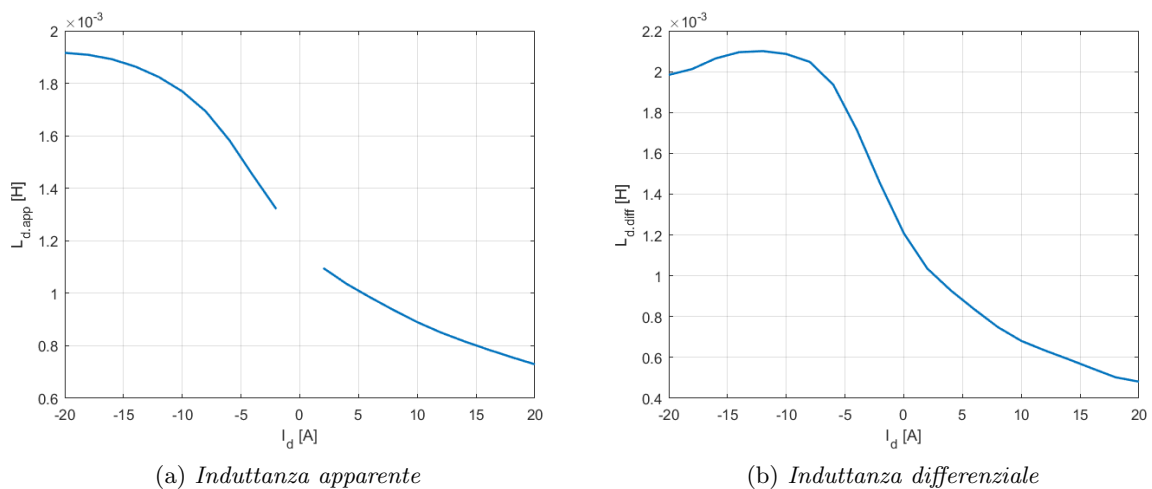


Figura 7.8: Induttanza in asse  $d$  variando l'intensità di corrente

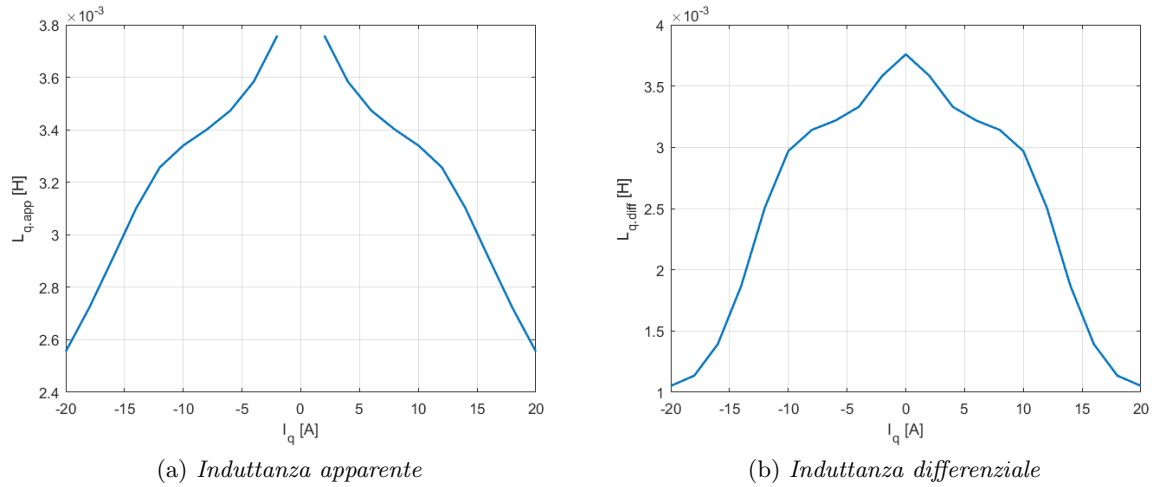


Figura 7.9: Induttanza in asse q variando l'intensità di corrente

### 7.3.4 Ricerca punto di lavoro MTPA

Il punto di lavoro MTPA è stato ricavato per diverse intensità di corrente, come si può osservare in figura 7.10, fino alla corrente massima:

$$\hat{I} = \sqrt{2} I = 15.6 A \quad (7.2)$$

per la quale si ricava l'angolo di corrente ( $\alpha_i^e$ ) -nel piano  $I_d - I_q$ - pari a  $96^\circ$  che corrisponde alla coppia massima. Nel grafico è tracciata inoltre la traiettoria dei punti MTPA per le diverse correnti.

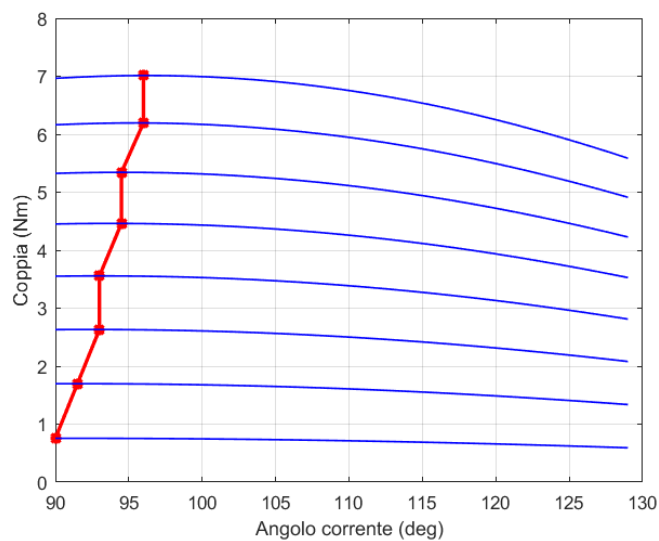


Figura 7.10: Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_i^e$

### 7.3.5 Prova a vuoto

La prova a vuoto è stata effettuata variando la posizione di rotore, fino a una rotazione corrispondente all'angolo di una coppia polare, e impostando corrente nulla. I procedimenti di calcolo utilizzati sono riportati in 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 7.11 sono riportati il flusso concatenato dalle tre fasi e il relativo spettro che, come si può notare, presenta un contenuto armonico limitato, infatti è presente un terza armonica di valore trascurabile. Dal valore di picco del flusso concatenato è possibile ricavare la forza elettromotrice a vuoto:

$$f.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 11.14 V \quad (7.3)$$

che risulta inferiore alla tensione di avvolgimento  $E_w = 13.23 V$ , stimata nel precedente progetto.

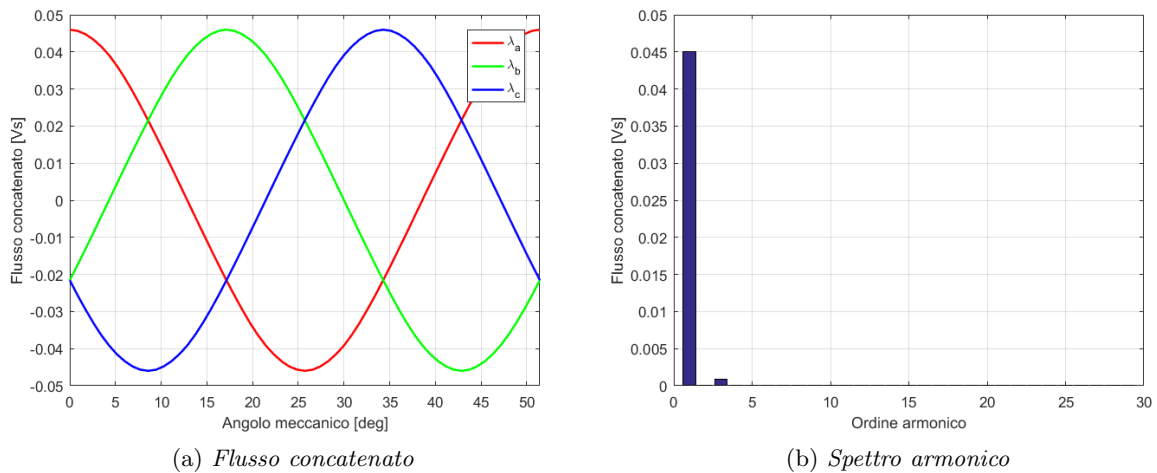


Figura 7.11: Flusso concatenato nella prova a vuoto

#### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro causata dai magneti e la rispettiva forma d'onda fondamentale sono riportate in figura 7.12, insieme allo spettro armonico. Si possono osservare i buchi causati dalle aperture di cava, che comunque comportano una riduzione della densità di flusso trascurabile in questo caso. La forma d'onda, come si è visto nei precedenti paragrafi, segue l'andamento della sinusoide fondamentale grazie alla sagomatura del rotore.

#### Coppia

Analizzando la coppia a vuoto, figura 7.13, si nota la coppia di cogging che in questo caso ha un valore trascurabile. Questo risultato è dovuto, oltre alla sagomatura del rotore, anche a una modifica, rispetto ai casi precedenti, sull'inclinazione dei lati della cava.

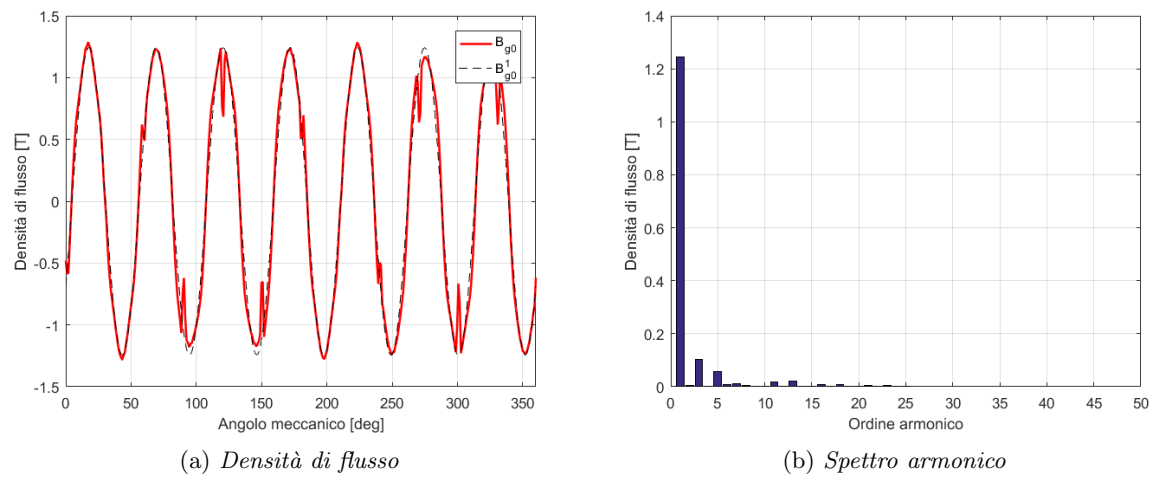


Figura 7.12: Densità di flusso al traferro nella prova a vuoto

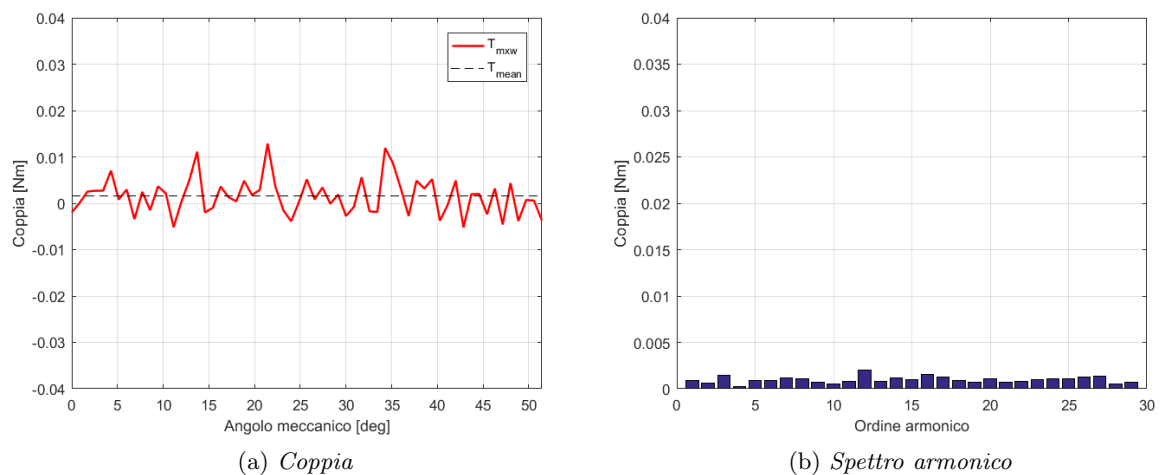


Figura 7.13: Coppia nella prova a vuoto

### 7.3.6 Prova a carico

In questa prova è stato simulato un funzionamento con carico MTPA, ovvero impostando corrente massima e angolo al quale si ha la massima coppia, come ricavato in 7.3.4. Il procedimento per ricavare i risultati è esposto nella sezione 3.6.3.

#### Flussi concatenati

In figura 6.10 è riportato il flusso concatenato a carico con le tre fasi e il relativo spettro armonico. Come si può osservare la forma d'onda non presenta un contenuto armonico rilevante. Il valore di picco della fondamentale del flusso concatenato, in una delle tre fasi, permette di calcolare la forza contro elettromotrice:

$$f.c.e.m. = 2\pi f_{base} \frac{\hat{\Lambda}}{\sqrt{2}} = 11.9 \text{ V} \quad (7.4)$$

minore della tensione di avvolgimento stimata.

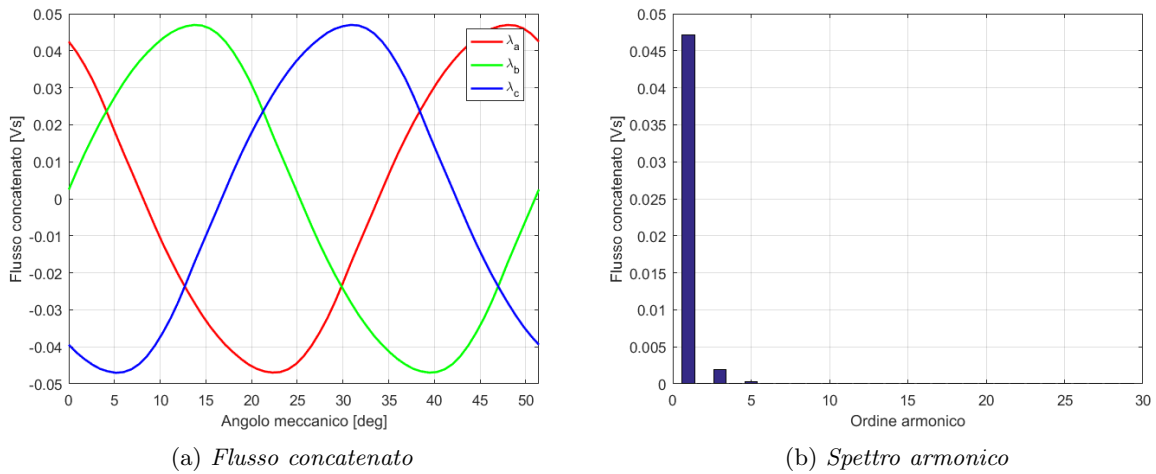


Figura 7.14: Flusso concatenato nella prova a carico

### Densità di flusso al traferro

La densità di flusso al traferro, riportata in figura 7.15, presenta uno spettro armonico quasi invariato rispetto al caso a vuoto.

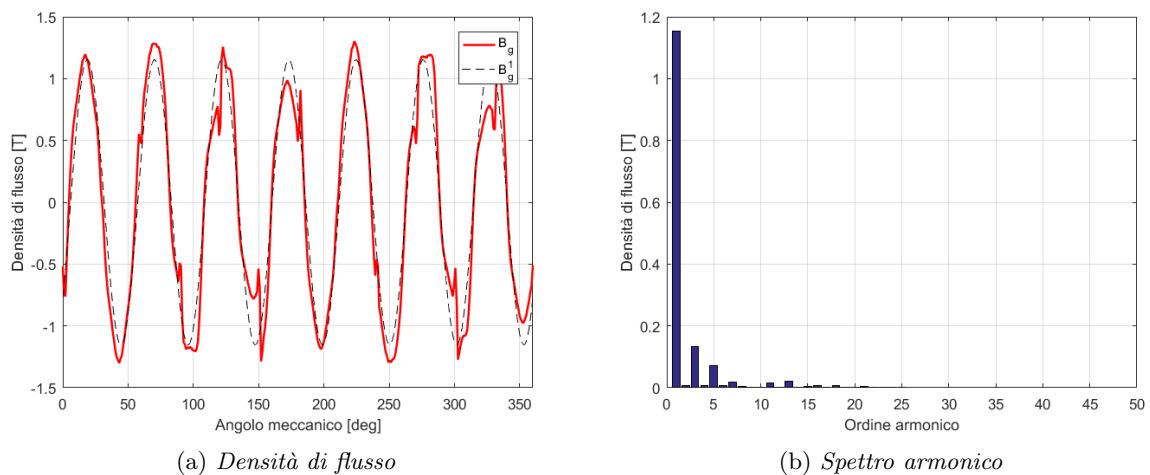


Figura 7.15: Densità di flusso al traferro nella prova a carico



## Coppia

Dalla caratteristica di coppia a carico, riportata in figura 7.16, si osserva che il ripple di coppia è 1.4 % della coppia media, ovvero notevolmente inferiore rispetto a quello ricavato in 6.3.4.

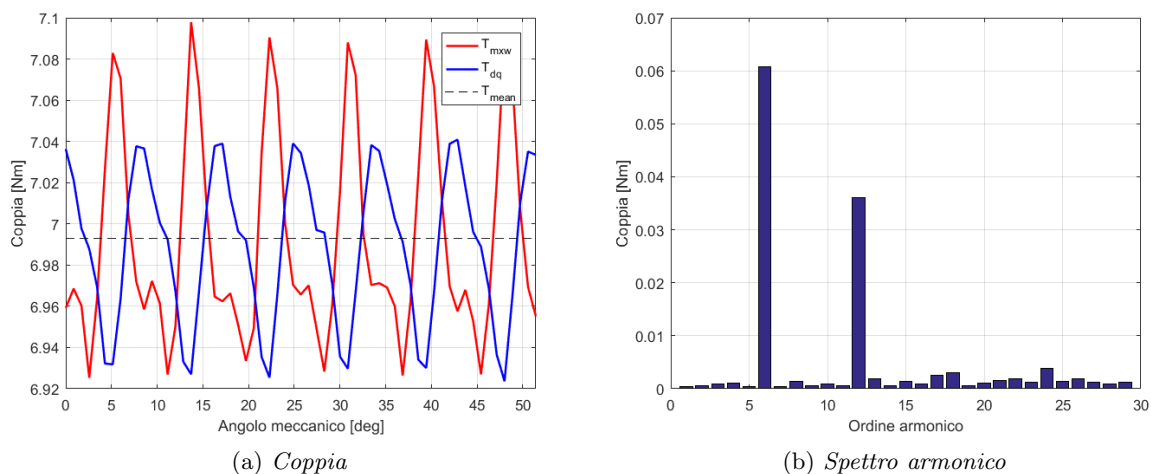


Figura 7.16: Coppia nella prova a carico

### 7.3.7 Mappatura del motore

La mappatura del motore, ricavata come riportato in 3.6.4, è riportata in figura 7.17. Come si può osservare, il centro degli ellissi a flusso costante -che corrisponde alla corrente di corto circuito- è esterno al limite di corrente e, per cui, la velocità massima del motore è limitata. In questo caso il limite è molto inferiore rispetto ai precedenti motori progettati, a causa dell'induttanza in asse d minore.

In figura 7.18 sono riportate la coppia massima e la potenza meccanica al variare della velocità. Come si può osservare non sono presenti tratti a potenza costante e il decremento di coppia è molto rapido, questi sono degli svantaggi per l'utilizzo su biciclette elettriche; inoltre, si deve trovare un compromesso con il riduttore di giri da utilizzare<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>ipotizzando di volere una coppia di 100 Nm ai pedali, è richiesto un riduttore di giri con rapporto  $100/7 = 14$ , che limita la velocità massima, ai pedali, a  $1400/14 = 100$  rpm.

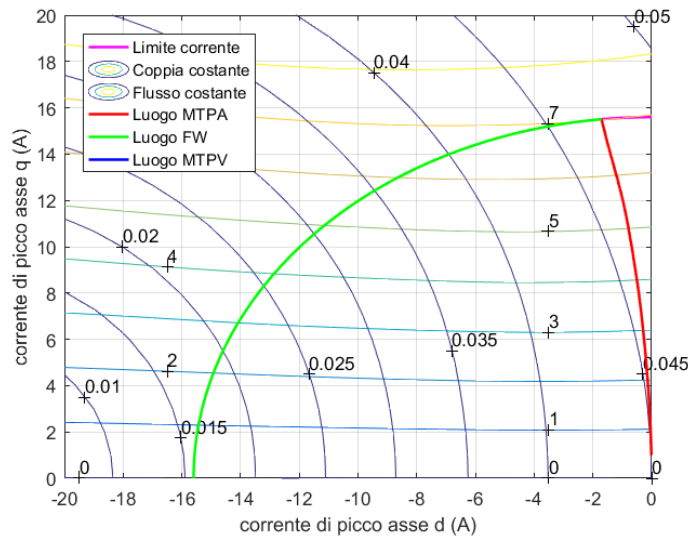


Figura 7.17: Mappatura del motore nel piano  $I_d - I_q$

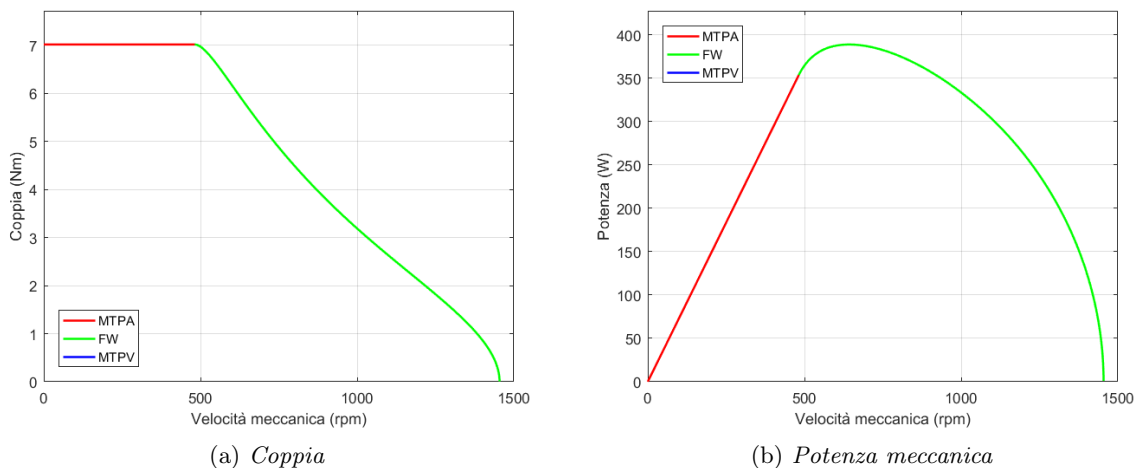


Figura 7.18: Caratteristiche di coppia e potenza al variare della velocità

## 7.4 Verifica prestazioni

Il calcolo delle perdite e delle sovra temperature è stato svolto secondo la teoria riportata nella sezione 3.7. In tabella 7.2 sono riportati i risultati ottenuti.

Il calcolo delle perdite è stato effettuato in corrispondenza al punto base considerando che in zona di deflussaggio, ovvero a velocità maggiore, si ha un aumento di frequenza, ma anche una riduzione di densità di flusso nelle parti in ferro. Inoltre, anche il rendimento, è stato calcolato in corrispondenza a tale punto di funzionamento. Le perdite meccaniche non presentano una variazione rilevante con l'aumento della velocità.

La temperatura di riferimento dell'aria  $T_{air}$ , per convenzione, è di  $40^{\circ}C$ . Si ricavano allora le temperature effettive del ferro e del rame come segue:

$$T_{fe} = T_{air} + \theta_{fe} = 95 \text{ } ^\circ C \quad T_{cu} = T_{air} + \theta_{cu} = 103 \text{ } ^\circ C \quad (7.5)$$

dove, avendo considerato una temperatura massima del rame<sup>2</sup> pari a  $120^\circ C$ , si nota che la temperatura effettiva del rame risulta inferiore al limite.

Tabella 7.2: Verifica caratteristiche motore spoke 14-12 ottimizzato

Descrizione	Simbolo	Valore	Unità
<b>Pesi</b>			
Peso denti statore	$W_t$	0.45	$kg$
Peso corona statore	$W_{bi}$	0.39	$kg$
Peso ferro rotore	$W_r$	0.42	$kg$
Peso magneti	$W_{pm}$	0.116	$kg$
Peso rame	$W_{cu}$	0.62	$kg$
Peso totale motore	$W_{tot}$	2.0	$kg$
<b>Perdite</b>			
Induzione massima denti	$B_{max,t}$	1.64	$T$
Induzione massima corona	$B_{max,bi}$	1.6	$T$
Perdite nel ferro denti	$P_t$	5.5	$W$
Perdite nel ferro corona	$P_{bi}$	3.5	$W$
Perdite nel ferro totali	$P_{fe}$	9.0	$W$
Perdite nel rame	$P_J$	63.1	$W$
Perdite meccaniche	$P_{fe}$	1.2	$W$
Perdite totali	$P_{loss}$	73.3	$W$
<b>Rendimento</b>			
Potenza meccanica	$P_m$	350	$W$
Potenza elettrica	$P_e$	423	$W$
Rendimento	$\eta$	83	%
<b>Verifica termica</b>			
Superficie dispersione mantello	$S_{M,disp}$	0.066	$m^2$
Superficie dispersione cave	$S_{c,disp}$	0.029	$m^2$
Resistenza termica rame-ferro	$R_{th,N}$	0.14	$^\circ C/W$
Resistenza termica ferro-aria	$R_{th,F}$	0.76	$^\circ C/W$
Sovra temperatura ferro	$\theta_{fe}$	54.6	$^\circ C$
Sovra temperatura rame	$\theta_{cu}$	63.4	$^\circ C$

<sup>2</sup>la scelta delle temperatura massima del rame corrisponde a un motore in classe E

### 7.4.1 Confronto risultati

In tabella ?? sono riassunti i dati più significativi ricavati per i vari motori progettati, allo scopo di confronto. I motori indicati con Spoke(1) e Spoke(2) sono rispettivamente quello senza sagomatura del rotore e quello ottimizzato.

Da un primo confronto si nota immediatamente la differenza di peso tra il primo e l'ultimo motore progettati e, infatti, il motore ottimizzato richiede minore quantità di rame. Il rendimento migliore si ottiene nel motore ottimizzato, anche se la differenza con il motore Spoke 14-15 è minima. Molto interessante è la riduzione del ripple di coppia adottando la sagomatura nel motore Spoke, ma non si deve trascurare la velocità massima ridotta.

La scelta della configurazione migliore, per le biciclette elettriche, richiede delle conoscenze più approfondite, soprattutto in questi casi in cui non si ha raggiunto un risultato nettamente migliore rispetto agli altri. In particolare, sarebbe opportuno imporre dei limiti di peso, rendimento e ripple di coppia per individuare il compromesso ideale tra i motori progettati.

Tabella 7.3: Confronto motori progettati

	<b>V-spoke 10-12</b>	<b>Spoke 14-15</b>	<b>Spoke(1) 14-12</b>	<b>Spoke(2) 14-12</b>
Peso totale	2.7 <i>kg</i>	2.3 <i>kg</i>	2.3 <i>kg</i>	2.0 <i>kg</i>
Peso rame	0.83 <i>kg</i>	0.66 <i>kg</i>	0.73 <i>kg</i>	0.62 <i>kg</i>
Peso magneti	0.12 <i>kg</i>	0.095 <i>kg</i>	0.095 <i>kg</i>	0.116 <i>kg</i>
Potenza elettrica	445 <i>W</i>	430 <i>W</i>	435 <i>W</i>	423 <i>W</i>
Perdite totali	94.7 <i>W</i>	79.5 <i>W</i>	85.6 <i>W</i>	73.3 <i>W</i>
Rendimento	79 %	82 %	80 %	83 %
Velocità massima	$\infty$	$\infty$	$\infty$	1400 <i>rpm</i>
Coppia massima	7.15 <i>Nm</i>	6.7 <i>Nm</i>	6.67 <i>Nm</i>	7 <i>Nm</i>
Ripple coppia	2.1 %	3.7 %	3.7 %	1.4 %

# Conclusioni

Il lavoro presentato riguarda i primi passi di un progetto nel settore delle e-bike, che potrebbe richiedere un lungo lavoro di sviluppo per il raggiungimento di un prodotto commercializzabile.

La soluzione scelta è quella con motore centrale senza recupero di energia cinetica. Le soluzioni proposte per permettere il recupero dell'energia cinetica, con motori di tipo centrale, hanno evidenziato degli svantaggi non trascurabili; inoltre, potrebbe essere rischioso commercializzare un prodotto che stravolge l'immagine della bicicletta - come nel caso di cambio integrato nella drive unit- in particolare affacciandosi a questo mondo per la prima volta.

Le configurazioni di motori analizzate hanno sottolineato il vantaggio dei rotori a magnetizzazione tangenziale, i quali permettono una maggiore concentrazione di flusso. È importante notare, però, che l'effetto sui pedali del ripple di coppia deve essere approfondito, ed eventualmente adottare una sagomatura del rotore.

Dal dimensionamento dei motori si può constatare che, per ottenere le prestazioni desiderate, è necessario conoscere nel dettaglio la capacità del carter di disperdere il calore; si deve inoltre considerare che la superficie metallica del carter, se si trova ad altre temperature, potrebbe essere pericolosa in caso di contatto con il ciclista.

Il rendimento dei motori, che apparentemente potrebbe risultare basso, è stato calcolato nelle condizioni più gravose di lavoro, le quali si verificano in partenza. Infatti, per frequenze di pedalata confortevoli, il motore si trova a lavorare in deflussaggio e, inoltre, impostando un livello di assistenza ridotto, è possibile ottenere rendimenti migliori.



## Appendice A

# Dinamica della bicicletta

La forza di trazione di una bicicletta deve essere sufficiente a bilanciare la forza resistente della strada e la forza richiesta in fase di accelerazione, nelle parti seguenti sono riassunte le forze coinvolte.

### Forza resistente

Le forze resistenti che si oppongono al moto di un veicolo sono di tre tipi: resistenza al rotolamento dei pneumatici, resistenza aerodinamica e resistenza alla pendenza.

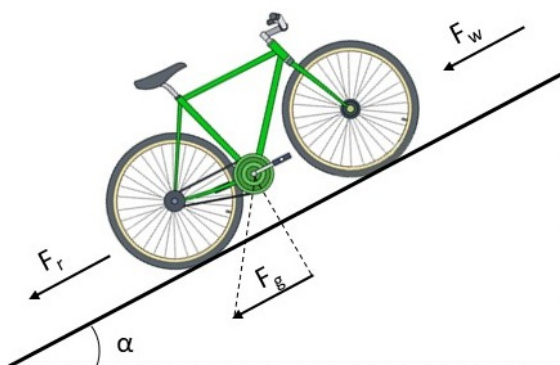


Figura A.1: Rappresentazione forze resistenti

La **resistenza al rotolamento**, causata dal comportamento isteretico dei pneumatici, può essere stimata ricorrendo al coefficiente di resistenza al rotolamento  $C_r$  che dipende<sup>1</sup> dal tipo di pneumatico e dalle condizioni del manto stradale. La forza che si oppone al moto dovuta a questo fenomeno si può calcolare come segue:

$$F_r = M * g * C_r * \cos\alpha$$

dove M indica la massa totale, comprensiva di ciclista e bicicletta, il termine  $\alpha$  la pendenza della strada ed infine g l'accelerazione di gravità.

<sup>1</sup>il coefficiente di resistenza al rotolamento dipende anche dalla velocità di percorrenza, ma nel caso di velocità basse, come nel caso delle biciclette, può essere considerato il valore a velocità nella senza commettere errori significanti.

La **resistenza aerodinamica** è causata dall'attrito dell'aria sulle superfici e dalle zone di alta e bassa pressione che si creano nello spostamento della bicicletta, rispettivamente in fronte e nel retro della bicicletta. La forza necessaria a contrastare questo fenomeno può essere stimata ricorrendo alla formula seguente:

$$F_w = \frac{1}{2} * \rho * C_D * A_f * (V - V_w)^2$$

nella quale i termini  $C_d$  e  $A_f$  rappresentano il coefficiente aerodinamico e l'area frontale della bicicletta e del ciclista, mentre  $\rho$  è la densità dell'aria. Questa resistenza è funzione della velocità relativa tra la bicicletta ( $V$ ) ed il vento ( $V_w$ ).

La **resistenza alla pendenza** interviene quando la bicicletta si trova ad affrontare una salita ed ha un'influenza predominante sulle altre. Ricorrendo alla teoria del piano inclinato si può calcolare la forza che si oppone al moto:

$$F_g = M * g * \sin\alpha$$

con  $M$ ,  $g$  ed  $\alpha$  rispettivamente massa complessiva, accelerazione di gravità e pendenza.

La **forza resistente totale** è data dalla somma delle precedenti forze:

$$F_{res} = F_r + F_w + F_g$$

inoltre, noto il raggio del pneumatico della bicicletta ( $R$ ), è possibile calcolare la coppia resistente:

$$M_{res} = F_{res} * R$$

In tabella A.1 sono riportati dei valori di riferimento dei coefficienti utilizzati nelle formule precedenti, inoltre in figura A.2 è riportato l'andamento della resistenza in funzione della velocità, per diverse pendenze.

Tabella A.1: Coefficienti bicicletta

Descrizione	Simbolo	Valore
Massa totale	$M$	90 kg
Accelerazione di gravità	$g$	9.81 $m/s^2$
Densità dell'aria	$\rho$	1.23 $kg/m^3$
Coefficiente resistenza aerodinamica	$C_D$	0.5
Area frontale	$A_f$	0.5 $m^2$
Coefficiente resistenza al rotolamento	$C_r$	0.004

### Forza di trazione

La forza di trazione, oltre a bilanciare la forza resistente di cui si è parlato al paragrafo precedente, deve essere sufficiente a vincere le forze inerziali in fase di accelerazione e, quindi, queste sono fondamentali per determinare le prestazioni di un veicolo. Si devono considerare le masse che si muovono di moto traslatorio e quelle in moto rotatorio.

La forza necessaria per ottenere una accelerazione ( $a$ ) su una massa ( $M$ ), che si muove di moto traslatorio, è data da:

$$F_a = M * a,$$



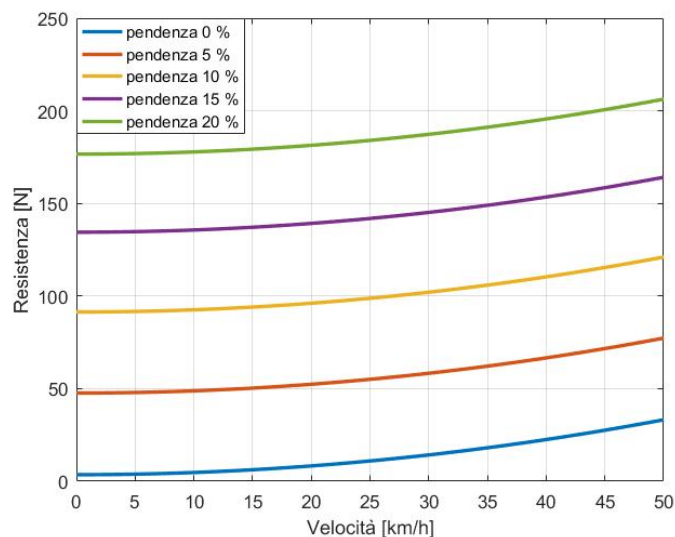


Figura A.2: Forza resistente a diverse pendenze

dove la massa totale traslante è data dalla somma delle bicicletta e del ciclista; mentre per modificare la velocità delle masse rotanti, che nel caso della bicicletta elettrica sono le ruote e il rotore del motore elettrico, è necessario applicare una forza che dipende dal momento d'inerzia:

$$F_{rot} = \frac{J_m}{R} * \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{J_{wh}}{R} * \frac{d\omega_{wh}}{dt}$$

nella quale  $J_m$  e  $J_{wh}$  rappresentano i momenti di inerzia del rotore<sup>2</sup> e delle ruote, mentre  $\omega_m$  e  $\omega_{wh}$  sono le rispettive velocità angolari.

Note le forze resistenti e quelle inerziali è possibile determinare la forza di trazione totale:

$$F_t = F_{rot} + F_a + F_{res} = F_{acc} + F_{res}$$

in figura A.3 è riportato il grafico della caratteristica di trazione ideale. Per ricavare la caratteristica di trazione ideale è stato considerato una motore con potenza massima di 250 watt, come prescritto dalle norme, e coppia massima alla corona della drive unit di 90 newton metro; inoltre è stato ipotizzato un rapporto di trasmissione 36:17 e un pneumatico con diametro 29 pollici, dati utilizzati per ricavare la forza di trazione alla ruota motrice. Si noti che è stato preso in considerazione solo la drive unit, trascurando il contributo dato dai pedali. In figura A.4 è riportata la caratteristica ideale di trazione e la corrispondente potenza, ricavata come prodotto di forza e velocità. Come si può notare la caratteristica ideale di trazione presenta un primo tratto a forza costante, corrispondente alla forza massima che può generare il motore, che permette di avere la massima accelerazione, mentre la potenza aumenta secondo una caratteristica lineare. Raggiunta la massima potenza del motore questa rimane costante, per cui la forza motrice disponibile diminuisce.

<sup>2</sup>si noti che in questo caso il motore elettrico è stato considerato installato al mozzo della bicicletta, infatti il bilancio è stato eseguito alla ruota. Nel caso di motore centrale, per riportare questo valore al livello della ruota, si deve considerare il rapporto di trasmissione tra motore e ruota.

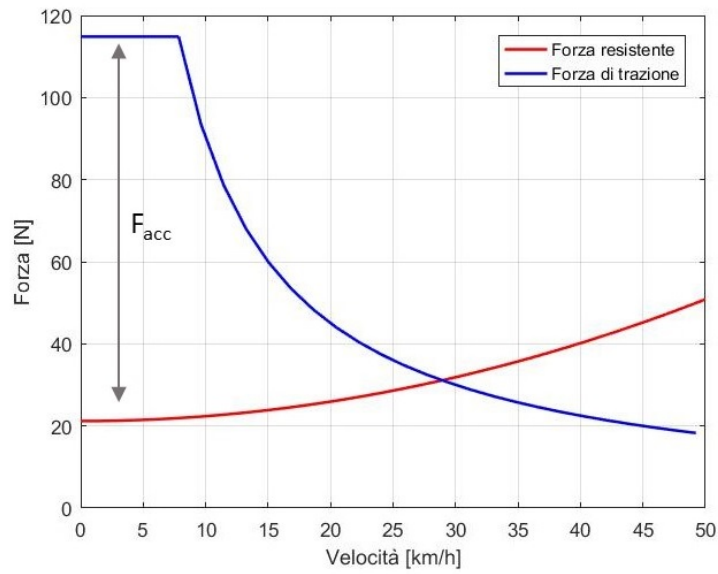


Figura A.3: Forza di trazione ideale e resistente

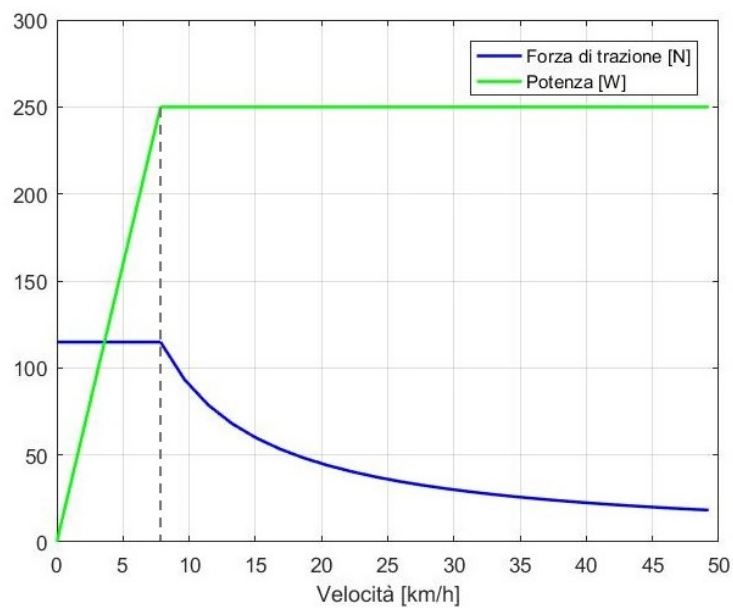


Figura A.4: Forza di trazione ideale e potenza

## Appendice B

# Espressione generale della coppia

L'espressione generale della coppia, ricavata nel sistema di riferimento d-q [12], assume la seguente forma:

$$\tau(\theta, \dot{i}) = \frac{3}{2} \left\{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \frac{dw_m(\theta)}{d\theta} \right\} \quad (\text{B.1})$$

dove, in questo caso, l'angolo  $\theta$  è la posizione meccanica<sup>1</sup> del rotore in *rad/sec*. L'energia magnetica, indicata con  $w_m$ , si ricava dalla seguente relazione:

$$w_m(\theta, \dot{i}) = \frac{1}{2} \dot{i}_{dq}^t \underline{L}_{dq}(\theta) \dot{i}_{dq}$$

valida nella zona di lavoro lineare della caratteristica di magnetizzazione e, quindi, di non saturazione. Le seguenti matrici contengono i termini delle correnti e delle induttanze. Si noti che, oltre alla corrente  $i_{s,dq}$  di statore, è presente una corrente "fittizia" di rotore  $i_{r,dq}$ , la quale rappresenta la corrente su di un avvolgimento di rotore che produce lo stesso effetto dei magnetiti, in seguito si parlerà di avvolgimento di rotore riferendosi a questo circuito "fittizio".

$$\dot{i}_{dq} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s,dq} \\ \dot{i}_{r,dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_{dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \underline{L}_{s,dq}(\theta) & \underline{M}_{sr,dq}(\theta) \\ \underline{M}_{rs,dq}(\theta) & \underline{L}_{r,dq}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd}(\theta) & L_{sd,sq}(\theta) & M_{sd,rd}(\theta) & M_{sd,rq}(\theta) \\ L_{sq,sd}(\theta) & L_{sq}(\theta) & M_{sq,rd}(\theta) & M_{sq,rq}(\theta) \\ M_{rd,sd}(\theta) & M_{rd,sq}(\theta) & L_{rd}(\theta) & L_{rd,rq}(\theta) \\ M_{rq,sd}(\theta) & M_{rq,sq}(\theta) & L_{rq,rd}(\theta) & L_{rq}(\theta) \end{bmatrix}$$

La matrice di induttanze  $\underline{L}_{s,dq}$  contiene le auto-induttanze e le mutue-induttanze tra avvolgimenti di statore, mentre  $\underline{L}_{r,dq}$  contiene le auto-induttanze e le mutue-induttanze tra avvolgimenti di rotore. Le matrici di induttanze  $\underline{M}_{sr,dq}$  e  $\underline{M}_{rs,dq}$  contengono le mutue-induttanze tra avvolgimenti di statore e di rotore, si può dimostrare che queste sono una la trasposta dell'altra ( $\underline{M}_{rs,dq} = \underline{M}_{sr,dq}^t$ ).

---

<sup>1</sup>nel caso si utilizzasse la posizione meccanica-elettrica ( $\theta_{me}$ ) sarebbe necessario moltiplicare per il numero di coppie polari ( $p$ ) il termine derivato.

L'equazione B.1, considerando i termini che compongono l'energia magnetica, può essere riscritta come segue:

$$\begin{aligned}
\tau(\theta, \underline{i}) = & \frac{3}{2} \{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\underline{L}_{s,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{s,dq} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\underline{M}_{sr,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{r,dq} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\underline{M}_{rs,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{s,dq} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\underline{L}_{r,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{r,dq} \}
\end{aligned} \tag{B.2}$$

Il flussi concatenati, considerando le componenti concatenate dagli avvolgimenti di statore e da quelli di rotore, si possono rappresentare nella seguente forma:

$$\underline{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} \underline{\lambda}_{s,dq}(\theta) \\ \underline{\lambda}_{r,dq}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}(\theta) \\ \lambda_{sq}(\theta) \\ \lambda_{rd}(\theta) \\ \lambda_{rq}(\theta) \end{bmatrix}$$

La relazione della caratteristica di magnetizzazione ( $\lambda = Li$ ), valida in condizioni di linearità, permette di definire la seguente relazione tra matrici:

$$\begin{bmatrix} \underline{\lambda}_{s,dq}(\theta) \\ \underline{\lambda}_{r,dq}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{s,dq}(\theta) & \underline{M}_{sr,dq}(\theta) \\ \underline{M}_{rs,dq}(\theta) & \underline{L}_{r,dq}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{s,dq} \\ \underline{i}_{r,dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\lambda}_{ss,dq}(\theta) + \underline{\lambda}_{sr,dq}(\theta) \\ \underline{\lambda}_{rs,dq}(\theta) + \underline{\lambda}_{rr,dq}(\theta) \end{bmatrix}$$

nella quale sono indicati con  $\underline{\lambda}_{ss,dq}$  e  $\underline{\lambda}_{rr,dq}$  rispettivamente i flussi concatenati allo statore dovuti solo a correnti di statore e flussi concatenati di rotore dovuti solo a correnti di rotore. Il termine  $\underline{\lambda}_{sr,dq}$  rappresenta il flusso concatenato dallo statore dovuto a una corrente di rotore<sup>2</sup>, mentre  $\underline{\lambda}_{rs,dq}$  è il flusso concatenato dagli avvolgimenti di rotore dovuto alle correnti di statore.

Le relazioni riportate per i flussi concatenati permettono di riscrivere l'equazione B.2 come segue:

$$\begin{aligned}
\tau(\theta, \underline{i}) = & \frac{3}{2} \{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\underline{\lambda}_{ss,dq}(\theta)}{d\theta} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\underline{\lambda}_{sr,dq}(\theta)}{d\theta} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\underline{\lambda}_{rs,dq}(\theta)}{d\theta} \\
& + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\underline{\lambda}_{rr,dq}(\theta)}{d\theta} \}
\end{aligned} \tag{B.3}$$

e, sommando tra loro le componenti di flusso concatenato da statore e quelle concatenate da rotore, si può esprimere nel modo seguente:

<sup>2</sup>si noti che questo corrisponde al flusso concatenato dallo statore a vuoto.

$$\begin{aligned} \tau(\theta, \underline{i}) = & \frac{3}{2} \{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\lambda_{s,dq}(\theta)}{d\theta} \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\lambda_{r,dq}(\theta)}{d\theta} \} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

dove il flusso  $\lambda_{s,dq}$  è il totale flusso concatenato dagli avvolgimenti di statore, mentre  $\lambda_{r,dq}$  è il totale flusso concatenato dal rotore.

L'equazione B.2 può essere ulteriormente semplificata analizzando il legame tra il terzo e il quarto termine, che rappresentano il mutuo accoppiamento tra statore e rotore. Si osservi che le correnti, essendo indipendenti dalla posizione ( $\theta$ ) e quindi costanti, possono essere incluse nella derivata delle induttanze; considerando, inoltre, che le mutue induttanze sono una trasposta dell'altra ( $\underline{M}_{rs,dq} = \underline{M}_{sr,dq}^t$ ) e applicando le proprietà della matrici si dimostra che:

$$(\underline{i}_{s,dq}^t * \underline{M}_{sr,dq}) * \underline{i}_{r,dq} = \underline{i}_{r,dq}^t * (\underline{i}_{s,dq}^t * \underline{M}_{sr,dq})^t = \underline{i}_{r,dq}^t * (\underline{M}_{sr,dq}^t * \underline{i}_{s,dq}) = \underline{i}_{r,dq}^t * \underline{M}_{rs,dq} * \underline{i}_{s,dq}$$

dove si nota che i termini rappresentanti il mutuo accoppiamento tra statore e rotore sono uguali. L'equazione B.2, sommando tra loro il terzo e il quarto termine, può essere semplificata come segue:

$$\begin{aligned} \tau(\theta, \underline{i}) = & \frac{3}{2} \{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{dL_{s,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{s,dq} \\ & + \underline{i}_{s,dq}^t \frac{dM_{sr,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{r,dq} \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{dL_{r,dq}(\theta)}{d\theta} \underline{i}_{r,dq} \} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Lo stesso procedimento utilizzato per ricavare l'equazione B.3, a partire dall'equazione B.5, permette di definire la seguente espressione:

$$\begin{aligned} \tau(\theta, \underline{i}) = & \frac{3}{2} \{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\lambda_{ss,dq}(\theta)}{d\theta} \\ & + \underline{i}_{s,dq}^t \frac{d\lambda_{sr,dq}(\theta)}{d\theta} \\ & + \frac{1}{2} \underline{i}_{r,dq}^t \frac{d\lambda_{rr,dq}(\theta)}{d\theta} \} \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

dove l'ultimo termine, che dipende dalle correnti di rotore e dal flusso concatenato dal rotore dovuto solo a correnti di rotore, rappresenta la coppia di cogging<sup>3</sup>.

---

<sup>3</sup>come verifica si può osservare che con correnti di statore nulle, e quindi anche flussi prodotti da statore nulli, tutti gli altri termini dell'equazione sono nulli.

L'equazione B.6 può essere manipolata per ricavare la seguente espressione:

$$\begin{aligned} \tau(\theta, i) = & \frac{3}{2} \left\{ p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) + \right. \\ & + \frac{1}{2} \dot{i}_{s,dq}^t \frac{d\lambda_{s,dq}(\theta)}{d\theta} \\ & + \left. \frac{1}{2} \dot{i}_{s,dq}^t \frac{d\lambda_{sr,dq}(\theta)}{d\theta} \right\} \\ & + \tau_{cogg}(\theta) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

dove  $\tau_{cogg}$  rappresenta la coppia di cogging,  $\lambda_{s,dq}$  il totale flusso concatenato dallo statore - dovuto alle correnti di statore e ai magneti - e  $\lambda_{sr,dq}$  è il flusso concatenato dallo statore a vuoto - dovuto solo ai magneti - spesso indicato come  $\lambda_{s0,dq}$ .

La verifica di questa espressione è stata effettuata sul motore Spoke 12-14 e, per limitare l'effetto della saturazione, si è simulato un funzionamento a carico con corrente di picco pari a 3 A. Il risultato ottenuto è riportato in figura B.1, nella quale sono rappresentate la coppia ricavata con il tensore degli sforzi di Maxwell  $T_{mxw}$  e quella calcolata con l'espressione B.7.

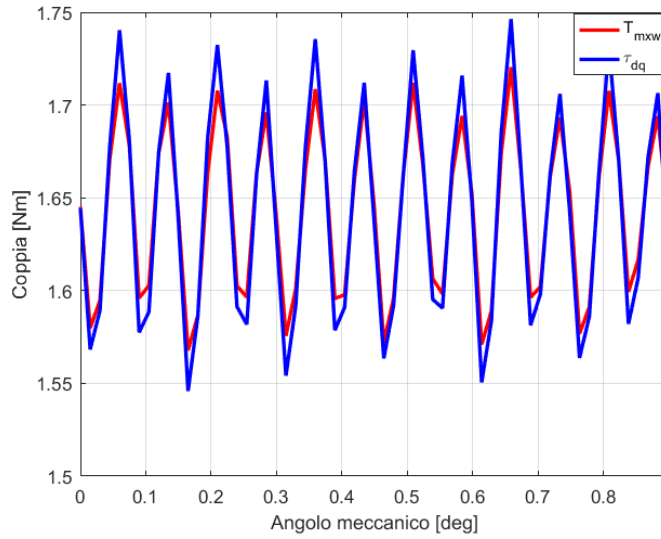


Figura B.1: Coppia calcolata con l'espressione generale

Per confronto si riporto in figura B.2 l'andamento della coppia -sullo stesso motore- misurata con il tensore degli sforzi di Maxwell  $T_{mxw}$  e calcolata con l'espressione semplificata della coppia  $T_{dq}$ :

$$T_{dq} = \frac{3}{2} p (\lambda_{sd}(\theta) i_{sq} - \lambda_{sq}(\theta) i_{sd}) \quad (\text{B.8})$$

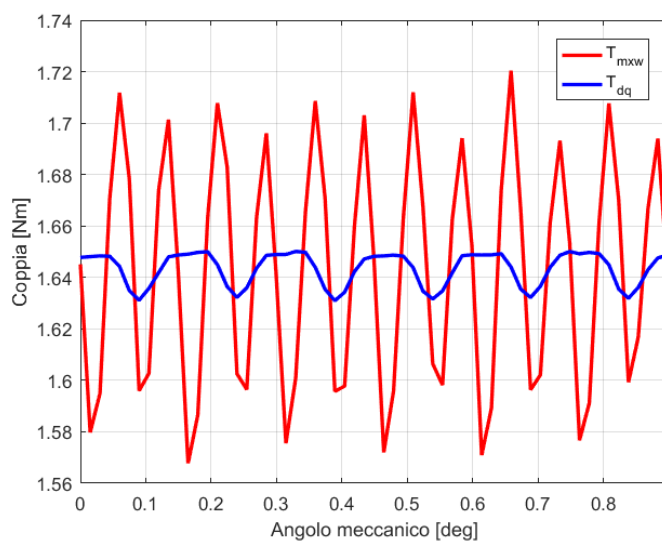


Figura B.2: Coppia calcolata con l'espressione semplificata

Si osserva che la coppia calcolata con l'espressione generale segue l'andamento di quella misurata con maggiore precisione, rispetto al caso in cui stata utilizzata la formula semplificata e, per cui, è confermata la validità dell'espressione generale della coppia.

Il calcolo della coppia con l'equazione semplificata B.8, che rappresenta il primo termine dell'equazione B.1, è valida considerando un motore senza cave e una distribuzione sinusoidale degli avvolgimenti, questo permette di avere induttanze costanti e, per cui, sarebbero nulle le derivate con la posizione. Osservando che i termini con la derivata dell'induttanza contribuiscono solo al ripple della coppia -a valore medio nullo- si intuisce che l'equazione B.8 non causa errori nel calcolo della coppia media.





# Bibliografia

- [1] Automobile Club d'Italia ACI. *Codice della strada, titolo iii dei veicoli, art. 50 velocipedi*. 2003. URL: <http://www.aci.it/i-servizi/normative/codice-della-strada/titolo-iii-dei-veicoli/art-50-velocipedi.htm>.
- [2] S. Battaglia, I. Damiani e G. Mariotti Virzi. *La bicicletta sportiva. Caratteristiche geometriche e inerziali. Simulazione e dinamica*. Roma: Aracne, 2006.
- [3] J. Bettega. «Azionamenti per cicli a pedalata assistita». Tesi di laurea. Università degli studi di Padova, 2016.
- [4] N. Bianchi. *Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti*. Darmstadt: cleup, 2001.
- [5] N. Bianchi e S. Bolognani. *Metodologia di progettazione delle macchine elettriche*. Padova: cleup, 2001.
- [6] N. Bianchi e T. M. Jahns. *Design, analysis and control of interior pm synchronous machines*. Padova: cleup, 2004.
- [7] N. Bianchi et al. *Theory and Design of fractional-slot pm machines*. Padova: cleup, 2007.
- [8] S. Bolognani. *Appunti del corso di Azionamenti elettrici*. 2015.
- [9] S. Bolognani e N. Bianchi. «Parameters and Volt-Ampere Ratings of a Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Applications». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (1997).
- [10] G. Buja e M. Bertoluzzo. *Appunti del corso di Electric Road Vehicles*. 2015.
- [11] E. Carraro e N. Bianchi. «Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications». In: *IET Electric Power Applications* (2014).
- [12] A. Cinelli. «General modelling and validation measurements for permanent magnet and reluctance synchronous machines». Tesi di laurea. Università degli studi di Padova, 2016.
- [13] Bici Elettriche. *Bici elettriche con cambio automatico*. 2017. URL: <https://www.bicielettriche.bikeitalia.it/approfondimenti-tecnici/bicielettriche-con-cambio-automatico>.
- [14] Bici Elettriche. *I motori per biciclette elettriche*. 2016. URL: <http://www.bicielettriche.bikeitalia.it/info-bici-elettriche/motori-bici-elettriche>.
- [15] EUR-Lex. *Regolamento (UE) n. 168/2013 del Parlamento europeo e del Consiglio, relativo all'omologazione e alla vigilanza del mercato dei veicoli a motore a due o tre ruote e dei quadricicli*. 2013. URL: <http://eur-lex.europa.eu/legal-content/IT/TXT/?uri=CELEX%3A32013R0168>.

- [16] U. Getta. «Drive device for an electric bicycle». United States Patent. US 9302734B2, 2016.
- [17] K. Hoffmann. *Electrical measurement of mechanical quantities. Applying the Wheatstone Bridge Circuite*. Darmstadt: HBM, 1974.
- [18] K. Hoffmann. *Electrical measurement of mechanical quantities. Measuring Elementary Load Cases with Strain Gauges*. Darmstadt: HBM, 1974.
- [19] J. Lin, N. Schofield e Emadi A. «External-Rotor 6–10 Switched Reluctance Motor for an Electric Bicycle». In: *IEEE Transactions on transportation electrification* (2015).
- [20] G. Lombardo. *Bici elettriche: nuove norme omologative europee*. 2016. URL: <http://www.bicitech.it/bici-elettriche-nuove-norme-omologative-europee/>.
- [21] ebike mag. *Caratteristiche di una bici elettrica*. 2017. URL: <http://ebikemag.com/caratteristiche-di-una-bici-elettrica>.
- [22] S. Salvetti. «Il mercato delle e-bike accelera». In: *Il sole 24 ore* (2017).
- [23] Statista. *Market share of electric bicycles sold in the European Union (EU) from 2013 to 2015*. 2017. URL: <https://www.statista.com/statistics/397775/electric-bicycle-sales-volume-in-the-european-union-eu-by-country>.
- [24] F. Storti. «Gear-shifting device for means of transport». United States Patent. US 9482295B2, 2016.
- [25] F. Storti. «Transmission for means of transport with torque measurement». United States Patent. US 2016/0362158 A1, 2016.