



Università degli studi di Padova

Dipartimento di Ingegneria Industriale
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Dell'energia Elettrica

Sviluppo di un sistema di trazione ibrido applicato ad un motociclo

Laureando:

Giacomo Ruaro
Matricola 1128384

Relatore:

Ch.mo Prof. Ing. Silverio Bolognani

06/04/2018
a.a 2017/2018

Vorrei soprattutto ringraziare la mia famiglia
per aver sempre creduto in me e
per avermi dato la possibilità di concludere
questo percorso di studio.

Inoltre, vorrei ringraziare l'Ing. Borsetto,
Leo Cantergiani, ed i colleghi dell'azienda
Tecnoelettra Impianti s.r.l per avermi dato
la possibilità di svolgere questo lavoro di tesi.

Indice

1	Introduzione	1
2	Veicoli ibridi	3
2.1	Veicoli elettrici ibridi	3
2.2	Classificazione dei veicoli ibridi	4
2.3	Mild HEV: caso del motociclo ibrido sviluppato	4
2.3.1	Impianto di avviamento del motociclo	5
2.4	Architetture disponibili	6
2.4.1	Veicolo ibrido serie	6
2.4.2	Veicolo ibrido parallelo	7
2.4.3	Veicolo ibrido serie-parallelo	8
3	Azionamento con motore sincrono brushless a magneti superficiali	9
3.1	Introduzione e concetti di base	9
3.1.1	Quadranti di funzionamento	10
3.1.2	Limiti e regioni di funzionamento	11
3.2	Vettori spaziali	13
3.2.1	Definizione	13
3.2.2	Trasformazione di Clarke	13
3.2.3	Trasformazione di Park	15
3.3	Motore sincrono a magneti permanenti superficiali	16
3.3.1	Equazioni elettriche di statore	17
3.3.2	Equazioni elettriche nei sistemi di riferimento stazionario e rotante	19
3.4	Struttura dell'azionamento applicato al motociclo ibrido	20
3.4.1	Controllo di velocità a catena chiusa	22
3.4.2	Controllo vettoriale di corrente sincrono	23
3.4.3	Controllo in d-q con regolatori PI	23
3.4.4	Controllo della tensione al DC-link	24
4	Analisi della macchina elettrica	25
4.1	Introduzione	25
4.2	Dati di progetto	25
4.3	Avvolgimento	26
4.4	Analisi analitica: funzionamento a vuoto e a carico	28
4.5	Analisi numerica attraverso FEMM	30
4.5.1	Simulazione a vuoto	30
4.5.2	Simulazioni a carico	34
5	Inverter dc-ac a commutazione	39
5.1	Concetti fondamentali	39
5.1.1	Commutazione con modulazione a larghezza d'impulso	40
5.2	Inverter trifase	41

5.2.1	PWM in un inverter trifase a tensione impressa	42
5.2.2	Modulazione in zona lineare)	43
5.2.3	Sovramodulazione	43
5.2.4	Modalità di funzionamento come raddrizzatore	44
6	Valutazione delle prestazioni: test su banco e su strada	47
6.1	Introduzione: attività svolte	47
6.2	Regolazione dei parametri	49
6.3	Prestazioni del pacco batterie	52
6.3.1	Strumentazione e circuito di test	52
6.3.2	Analisi dei risultati	53
6.4	Acquisizione dati e prova su strada	54
6.4.1	Strumentazione utilizzata e segnali acquisiti	54
6.4.2	Visualizzazione e analisi dei dati dopo le prove su strada	56
7	Conclusioni	59
	Bibliografia	61

Elenco delle figure

2.1	Confronto della trazione termica con quella elettrica.	3
2.2	Classificazione veicoli ibridi.	4
2.3	Unica macchina elettrica utilizzata ed esempio di alternatore.	5
2.4	Esempio di motorino di avviamento.	5
2.5	Flussi di potenza.	6
2.6	Esempio di architettura veicolo ibrido serie.	6
2.7	Esempio di architettura di veicolo ibrido parallelo.	7
2.8	Esempio di architettura di veicolo ibrido serie-parallelo.	8
3.1	Elementi fondamentali che compongono un azionamento elettrico.	9
3.2	Quadranti di funzionamento di un'azionamento.	10
3.3	Limiti e regioni di funzionamento.	11
3.4	Rappresentazione del vettore spaziale.	13
3.5	Rappresentazione grafica del vettore spaziale	14
3.6	Determinazione delle componenti $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$	14
3.7	Rappresentazione grafica del vettore spaziale in un riferimento rotante d-q	15
3.8	Rotore esterno a magneti superficiali utilizzato nell'azionamento	17
3.9	Vettore spaziale del flusso del magnete in una macchina a 2 poli	19
3.10	Struttura dell'azionamento ibrido	20
3.11	Alcuni dei componenti che costituiscono l'azionamento ibrido	21
3.12	Particolare del motore brushless SPM e del PCB utilizzati	21
3.13	Resistenze di shunt per la misura di corrente	22
3.14	Controllo di corrente di un motore BLDC tramite inverter PWM	22
3.15	Anelli di velocità e di corrente	23
3.16	Anello di velocità in catena chiusa	23
3.17	Controllo di corrente sincrono, con regolatori PI	23
3.18	Controllo di tensione DC-link	24
3.19	Schema generale del controllo del motociclo ibrido	24
4.1	Geometria motore SPM.	26
4.2	Avvolgimento a doppio strato a passo raccorciato	27
4.3	Stella di cava	27
4.4	Induzione al traferro e mappa dell'induzione	30
4.5	Mappa dell'induzione	31
4.6	Flusso concatenato con la fase a e le tre fasi	31
4.7	Flusso concatenato con l'asse diretto e in quadratura	32
4.8	Tensioni simulate ed effettivamente misurate per varie velocità di rotazione.	32
4.9	Cogging torque	33
4.10	Linee di flusso e mappa dell'induzione	34
4.11	Flussi concatenati con le tre fasi	34
4.12	Flussi concatenati asse d e asse q a carico	35
4.13	Tensioni indotte sulle fasi	35

4.14	Coppia a carico	36
4.15	Coppia in funzione di I_q	36
4.16	Coppia in funzione della fase	37
4.17	Flussi concatenati e induttanze di asse diretto e in quadratura.	37
5.1	Inverter utilizzato nell'aziamento.	39
5.2	Rappresentazione dell'inverter monofase.	40
5.3	Modulazione a larghezza d'impulso.	41
5.4	Ramo di un inverter monofase.	41
5.5	Rappresentazione dell'inverter trifase.	42
5.6	Confronto tra la forma d'onda triangolare e le sinusoidi di tensione . . .	42
5.7	Tensioni d'uscita rispetto al morsetto negativo del dc bus.	43
5.8	Tensione concatenata risultante.	43
5.9	Modulazione lineare e sovr modulazione.	44
5.10	Inverter e carico (motore/generatore).	44
5.11	Modalità motore.	45
5.12	Modalità generatore.	45
5.13	Luogo del fasore V_{An}	45
6.1	Motociclo in fase di test con relativa strumentazione su banco a rulli . .	47
6.2	Display e relativa scheda di filtraggio dei segnali per l'acquisizione dati	48
6.3	Esempio di segnale acquisito dal sensore di posizione	49
6.4	Interfaccia grafica per la regolazione delle costanti e dei valori di corrente	49
6.5	Paragone tra due tipologie di funzionamento	50
6.6	Accelerazione in folle e valutazione del controllo	50
6.7	Accelerazioni successive in folle e valutazione del controllo	50
6.8	Esempio di inserimento marce 1-5 (in verde corrente di batteria, in giallo tensione DC-link)	51
6.9	Valutazione della corrente di batteria e della tensione al DC-link nelle modalità di boost e ricarica.	51
6.10	Strumentazione utilizzata per eseguire i test	52
6.11	Alimentatore e teleruttore	52
6.12	Scheda di pilotaggio teleruttore	53
6.13	Valutazione della caduta di tensione da vuoto a carico	53
6.14	Andamenti della tensione (in giallo) disponibile durante i vari cicli . . .	54
6.15	Esempio di configurazione display	54
6.16	Scheda con i trasduttori di corrente	55
6.17	Scheda principale di ricezione e filtraggio dei segnali	55
6.18	Particolare delle morsettiere in ingresso	56
6.19	Presenza del contributo elettrico	56
6.20	Fasi di boost e di ricarica	56
6.21	Intervento del BMS e interruzione dell'alimentazione.	57
6.22	Ricarica necessaria per il bilancio energetico	57
7.1	Confronto tra le coppie e le potenze della motocicletta	59
7.2	Disposizione della batteria e dell'inverter	59

Capitolo 1

Introduzione

Il presente lavoro è il risultato di uno stage condotto presso l'azienda Tecnoelettra Impianti s.r.l, di Vignola (MO). L'attività svolta riguarda lo sviluppo di un sistema di trazione ibrido, in particolare applicato ad una motocicletta. Nonostante la definizione delle specifiche di progetto, secondo anche normative, e la prima fase di progettazione dell'azionamento risalgano ad inizio 2017, l'inizio dello stage è corrisposto all'arrivo in azienda del primo prototipo di macchina elettrica e di invertitore di tensione studiati ad hoc.

L'obbiettivo di questa tesi è dunque quello di migliorare le prestazioni della motocicletta in termini di coppia alle basse velocità di rotazione sostituendo il classico alternatore con una nuova macchina elettrica a cui si chiede l'aumento della coppia dell'originale motore endotermico. Verrà quindi studiato inizialmente l'azionamento elettrico esaminando i concetti fondamentali e le equazioni utilizzate per l'implementazione degli algoritmi di controllo. Successivamente si analizzerà la macchina elettrica utilizzata, con apposito software, e si descriverà il funzionamento dell'inverter. Infine, verranno descritte le attività svolte, su banco a rulli e su strada, utili alla valutazione delle prestazioni raggiunte.

Capitolo 2

Veicoli ibridi

Un veicolo ibrido, più propriamente veicolo a propulsione ibrida, è un veicolo dotato di un sistema di propulsione a due o più componenti, ad esempio motore elettrico con motore termico, che lavorano in sinergia tra di loro. I veicoli in cui coesistano due o più forme di accumulo di energia, al fine della generazione di energia meccanica, sono detti veicoli ibridi. Il maggior vantaggio dei veicoli ibridi è l'eliminazione dei difetti insiti nella necessità di partenza da fermo sottoposta alle leggi fisiche dell'inerzia che richiede una coppia anche a velocità quasi nulle mentre il motore termico ciclico ha bisogno di un regime di velocità minimo per fornire una coppia non nulla.

2.1 Veicoli elettrici ibridi

Nei veicoli con motore endotermico accoppiato in partenza a quello elettrico, i due propulsori sono adatti a coesistere in quanto hanno proprio in ciò caratteristiche complementari. Il motore a combustione interna trasforma l'energia chimica del combustibile con una efficienza, in particolare in alcuni punti di funzionamento (alte velocità). Il

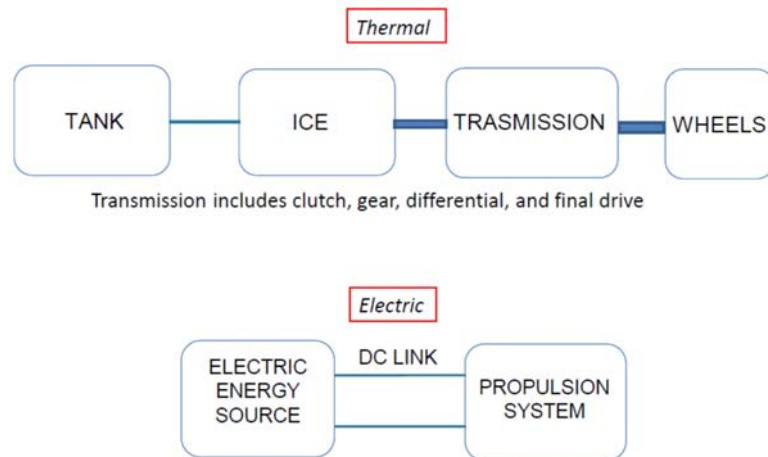


Figura 2.1: Confronto della trazione termica con quella elettrica.

motore elettrico, invece, converte con una maggiore efficienza e versatilità un'energia a bordo in minori quantità. Ogni macchina elettrica in se è in grado di lavorare in trazione e generazione e quindi ogni veicolo ibrido cerca di sfruttare nei rallentamenti la capacità di "frenare" (coppia frenante) attraverso il motore elettrico generando energia altrimenti dissipata sotto forma di calore nei freni. Un altro pregio è la possibilità, anche alle alte velocità, di far supportare nelle esigenze di accelerazione il motore endotermico da quello elettrico [7].

2.2 Classificazione dei veicoli ibridi

A seconda del grado di ibridizzazione, ovvero la potenza del propulsore elettrico rispetto alla potenza totale installata, e della capacità del sistema di propulsione ibrido di immagazzinare energia elettrica si definiscono, seguendo la fig. 2.2:

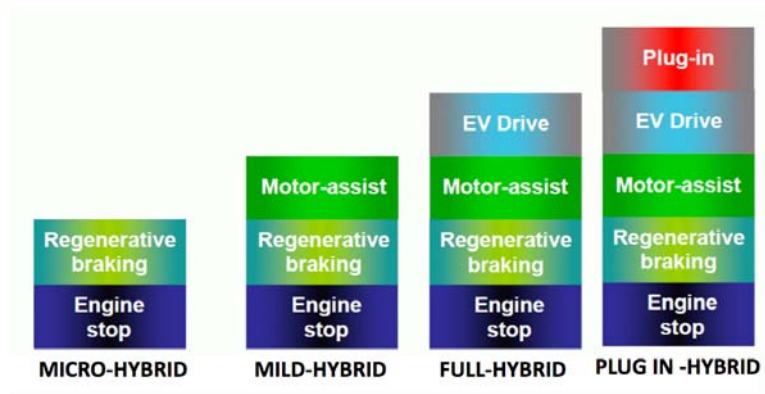


Figura 2.2: Classificazione veicoli ibridi.

- *Micro HEV* - (Hybrid Electric Vehicles) - appartengono a questa categoria i veicoli che si avvalgono di due tecnologie: Start/Stop, che spegne il motore quando la macchina arresta la propria marcia e lo rimette in moto nel momento in cui il guidatore preme il pedale della frizione, e la frenata rigenerativa (*BER* - *Brake Energy Regeneration*);
- *Mild HEV* - i veicoli sono equipaggiati con un motore a combustione interna unito ad un piccolo motore elettrico di supporto in determinate modalità di funzionamento;
- *Full HEV* - sono i veicoli che solitamente utilizzano due diversi tipologie di propulsione per la mobilità: un motore a combustione interna collegato ad un generatore elettrico e un motore elettrico di trazione;
- *PHEV* - il sistema di propulsione è composto da un motore a combustione interna (ICE) ed un motore elettrico con accumulatori a batteria, ricaricabili collegandoli alla rete elettrica o presso apposite colonnine di ricarica. Consentono, rispetto alle Full-Hybrid un'autonomia maggiore.

Il motociclo sviluppato rientra perfettamente nella definizione di Mild HEV che verrà trattata nel prossimo paragrafo.

2.3 Mild HEV: caso del motociclo ibrido sviluppato

Oltre alle caratteristiche già citate per i veicoli appartenenti alla categoria dei Micro HEV, i Mild HEV presentano un solo motore elettrico con funzioni di:

- supporto al motore tradizionale nelle fasi di avviamento, accelerazione e ripartenza andando a sostituire il tradizionale motorino d'avviamento;
- funzionamento da alternatore in sostituzione del classico generatore già presente nei veicoli tradizionali;
- recupero dell'energia in frenata (BER).

Infatti, l'unica macchina elettrica presente trova spazio in sostituzione dell'alternatore classico, come può essere notato in fig. 2.3, svolgendo la stessa funzione oltre a quelle sopra citate. Inoltre, la classica batteria per motociclette (al piombo, 12 [V]) è stata

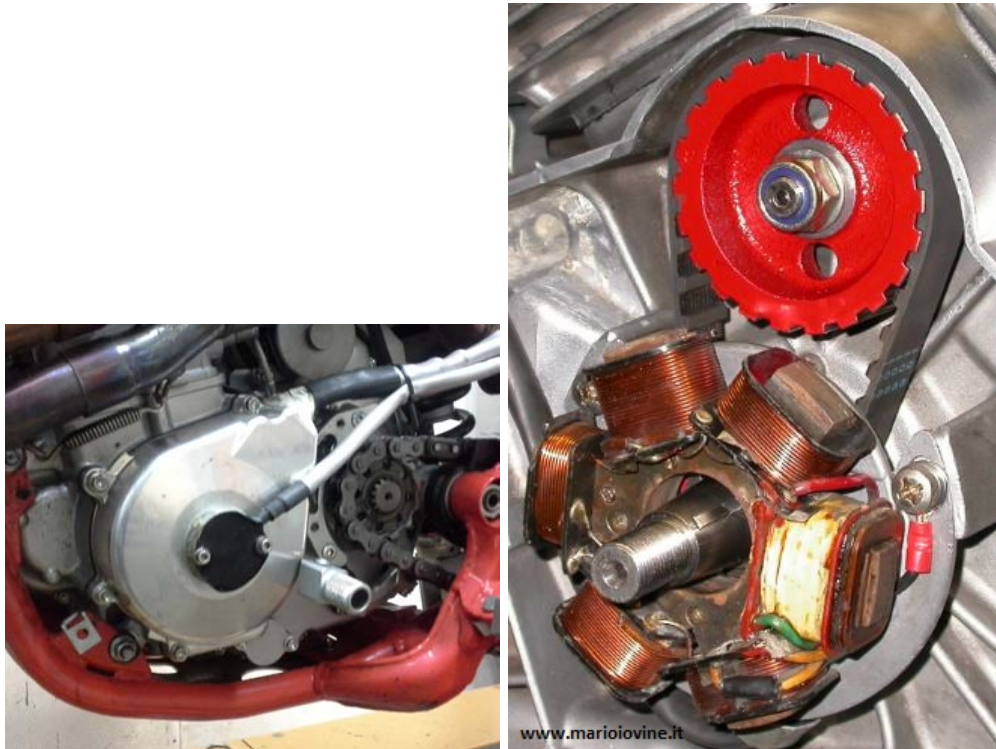


Figura 2.3: Unica macchina elettrica utilizzata ed esempio di alternatore.

rimossa: la fasi di avviamento e generazione fanno a capo all'unico elemento di accumulo presente che è il pacco batterie agli ioni di litio.

2.3.1 Impianto di avviamento del motociclo

Nei motori endotermici l'impianto di avviamento è l'insieme di organi meccanici deputati all'avviamento del motore stesso. In particolare, l'impianto di avviamento deve vincere l'inerzia iniziale dovuta alle forze di attrito interne al motore e mettere in movimento l'albero a gomiti e di conseguenza tutti gli altri componenti ad esso collegati (biella e pistone, ecc...). L'impianto di avviamento di tipo elettrico utilizza un motorino elettrico, in fig. 2.4, che entra in funzione solo per alcuni secondi: raggiunto un numero di giri

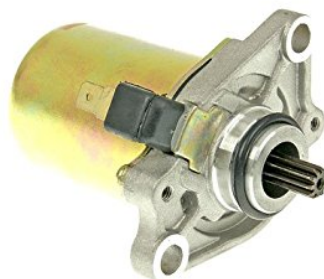


Figura 2.4: Esempio di motorino di avviamento.

sufficienti all'autosostentamento, motore inizia a funzionare normalmente (al minimo)

ed è esso a mantenere in movimento i componenti, senza l'ausilio dell'impianto di avviamento. Nel caso considerato della motocicletta ibrida è stato asportato l'intero sistema di avviamento, lasciando tale compito al motore elettrico successivamente installato.

2.4 Architetture disponibili

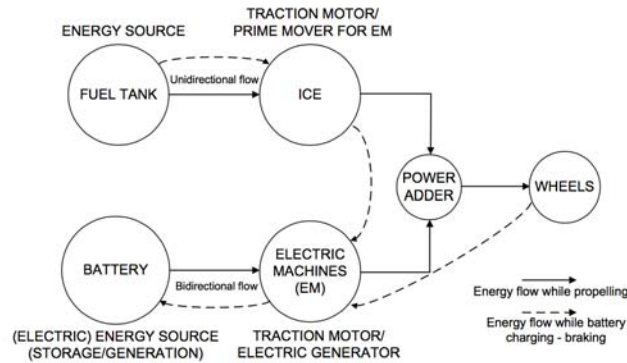


Figura 2.5: Flussi di potenza.

Ci sono diversi modi di gestire il flusso di potenza tra le varie sorgenti che si traducono in molteplici implementazioni e architetture che suddividono il genere dei veicoli "Full Hybrid" nelle seguenti categorie:

- veicoli ibridi serie
- veicoli ibridi parallelo
- veicoli ibridi serie-parallelo
- veicoli ibridi leggeri

Nei prossimi paragrafi verranno introdotte e brevemente descritte le varie configurazioni.

2.4.1 Veicolo ibrido serie

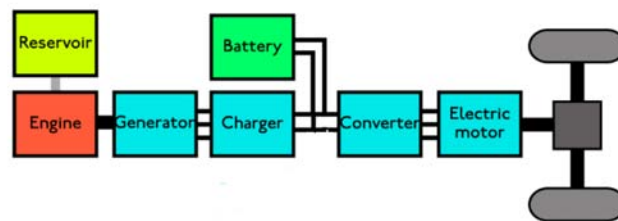


Figura 2.6: Esempio di architettura veicolo ibrido serie.

Tale configurazione presenta i seguenti vantaggi [6] :

- il motore termico è meccanicamente disaccoppiato dalle ruote per cui esso può funzionare a punto fisso nelle sue condizioni di funzionamento ottimali di efficienza e di emissioni inquinanti;

- la caratteristica di coppia del motore elettrico permette l'eliminazione del cambio di velocità a più rapporti;
- è possibile eliminare il differenziale utilizzando, in luogo di un solo motore, una coppia di motori elettrici per le due ruote motrici.

Tra gli svantaggi:

- l'energia meccanica prodotta dal motore è convertita due volte, da meccanica in elettrica nel generatore e da elettrica in meccanica nel motore elettrico di trazione. Le perdite in questi processi si sommano producendo un effetto di riduzione dell'efficienza del sistema notevole;
- il generatore elettrico aggiunge costo e peso al sistema di trazione;
- il motore di trazione deve essere dimensionato per la potenza massima del veicolo.

2.4.2 Veicolo ibrido parallelo

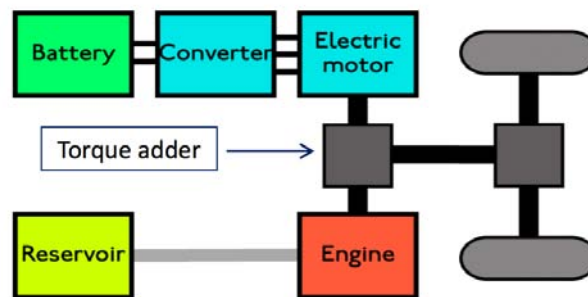


Figura 2.7: Esempio di architettura di veicolo ibrido parallelo.

In questa configurazione, si fa lavorare il motore endotermico in modo da erogare la potenza media rispetto alla totale potenza di trazione richiesta, compensando eventuali picchi con il motore elettrico. Come prima, anche questa configurazione presenta dei vantaggi e degli svantaggi. Tra le note positive troviamo:

- il rendimento totale è più elevato durante la marcia a velocità di crociera e nei percorsi autostradali a lunga distanza;
- grande flessibilità nel passaggio dal funzionamento in elettrico a quello con il motore a combustione interna;
- è richiesta una sola macchina elettrica (motore/generatore);
- la potenza nominale della macchina elettrica è notevolmente minore rispetto a quella richiesta con l'ibrido serie.

Tra gli svantaggi:

- il motore a combustione interna non funziona in un campo ristretto o costante del numero di giri: pertanto, il rendimento del motore termico si riduce alle basse velocità di rotazione;
- poiché il motore endotermico non è disaccoppiato dalle ruote, la batteria non può essere ricaricata a veicolo fermo;

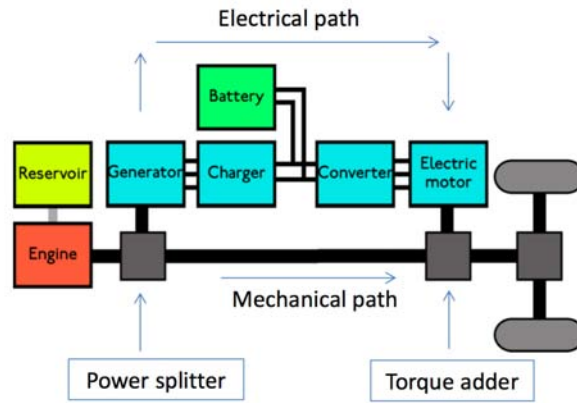


Figura 2.8: Esempio di architettura di veicolo ibrido serie-parallelo.

2.4.3 Veicolo ibrido serie-parallelo

Si tratta di un sistema di propulsione molto versatile che permette di passare dal sistema serie a quello parallelo e viceversa. La trazione del veicolo può essere realizzata con il solo motore elettrico, purchè lo stato di carica delle batterie sia sufficientemente elevato, alle velocità e ai carichi ridotti del motore termico. È invece previsto l'utilizzo combinato del motore termico ed elettrico nelle condizioni di carico e velocità più elevate. I benefici di questa architettura possono essere riassunti in:

- *energetici*: come ad esempio il recupero di energia cinetica in frenata e in discesa, la riduzione delle dimensioni del motore endotermico e la sua restrizione del range operativo, limitato ai punti di massima efficienza, e la possibilità di plug-in;
- *ambientali*: come la riduzione dei consumi di combustibile, il funzionamento solo in elettrico e l'utilizzo dell'energia elettrica nel plug-in;
- *operativi*: derivante da elevate prestazioni in accelerazione.

Capitolo 3

Azionamento con motore sincrono brushless a magneti superficiali

3.1 Introduzione e concetti di base

Si definisce Azionamento Elettrico (A.E.) *"l'insieme composto da una macchina elettrica, solitamente in funzionamento da motore, e dagli apparati d'alimentazione, comando e controllo, avente come scopo la regolazione della coppia, della velocità o della posizione di un albero di trasmissione"*.

Secondo questa definizione, l'azionamento elettrico risulta individuato da tre elementi fondamentali:

- macchina elettrica
- il convertitore statico di potenza
- il dispositivo di controllo

A questi elementi ne va aggiunto un quarto:

- macchina azionata

che rappresenta il "carico" dell'azionamento, il quale, anche se concettualmente separato dallo stesso, mediante le proprie caratteristiche meccaniche ne viene a determinare tutti gli aspetti essenziali. Le grandezze che si controllano, quindi, possono essere sia

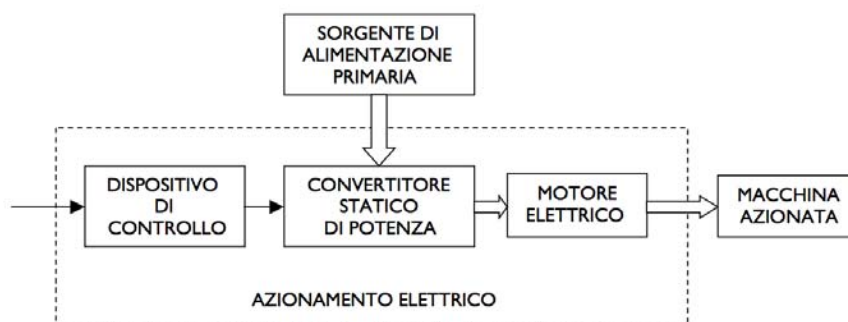


Figura 3.1: Elementi fondamentali che compongono un azionamento elettrico.

statiche (posizione) che cinematiche (velocità) che dinamiche (accelerazione, coppia o forza) [7]. Il controllo del moto si attua attraverso le grandezze di alimentazione del motore: tensioni, correnti e frequenza. Allo scopo, fra il motore e la sorgente di alimentazione dell'energia elettrica, è interposto un dispositivo di potenza capace di fornire al motore le ampiezze desiderate di tali grandezze.

3.1.1 Quadranti di funzionamento

Gli azionamenti possono essere classificati in base ai quadranti del piano velocità angolare-coppia nei quali sono in grado di operare. La capacità di funzionamento in uno o più quadranti dipende dal tipo di motore e, soprattutto, dal tipo di convertitore statico. Si definiscono così gli azionamenti ad uno, due o quattro quadranti.

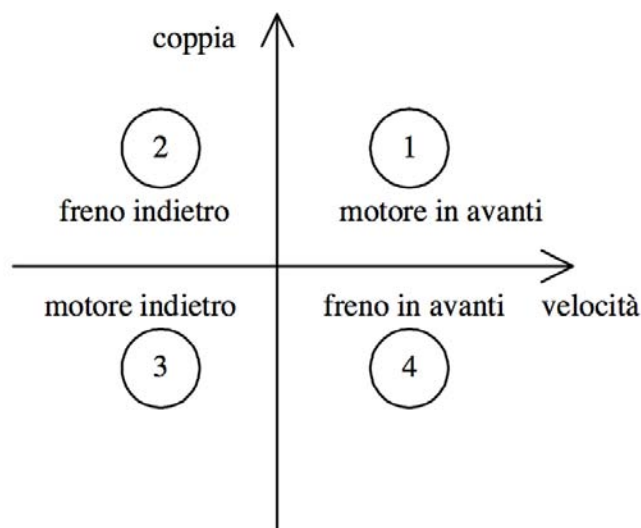


Figura 3.2: Quadranti di funzionamento di un'azionamento.

Assumendo la convenzione di segno dei motori (inserire nota piè di pagina), risulta che:

1. nel primo quadrante sia la velocità che la coppia sono positive e positiva è anche la potenza meccanica erogata dal motore, essendo determinata dal prodotto delle prime due grandezze. Per questa ragione, il funzionamento nel primo quadrante è detto *funzionamento da motore in avanti*;
2. nel secondo quadrante la coppia è ancora positiva mentre la velocità, così come la potenza meccanica erogata, è negativa. Il motore esprime pertanto una coppia contraria al moto, quindi di tipo frenante. Tale moto deve essere impresso dal carico meccanico che, quindi, deve essere un carico attivo, capace cioè di imprimere potenza meccanica. Con riferimento alle grandezze meccaniche, il funzionamento in questo quadrante viene detto *funzionamento da freno in avanti*, mentre, considerando le grandezze elettriche ai morsetti della macchina elettrica, si parla di *funzionamento da generatore*;
3. il funzionamento nel terzo quadrante vede sia la coppia che la velocità negative cosicché la potenza erogata risulta ancora positiva come nel primo quadrante. In questo caso, si parla di *funzionamento da motore indietro*;
4. nel quarto quadrante, coppia e velocità sono discordi e, a differenza del secondo quadrante, è la coppia ad essere negativa e di conseguenza anche la potenza meccanica erogata. In questo quadrante, il funzionamento viene detto *funzionamento da freno in avanti*. Dal punto di vista elettrico, la macchina ha ancora un *funzionamento da generatore* e si hanno condizioni operative analoghe a quelle del secondo quadrante.

Il numero di quadranti di funzionamento di un azionamento destinato ad un dato carico sarà quindi commisurato alle esigenze del carico stesso. Nel caso del motociclo ibrido, si ha il funzionamento nel primo quadrante quando viene richiesto un funzionamento

da motore della macchina elettrica, come ad esempio durante la marcia in piano o in salita, mentre durante la frenatura elettrica, invertendosi il verso della coppia ma non della velocità, il punto di funzionamento cade nel quarto quadrante.

3.1.2 Limiti e regioni di funzionamento

Ogni azionamento elettrico è caratterizzato da determinati limiti delle grandezze coppia e velocità che esso sviluppa. Questi limiti, legati alle massime sollecitazioni elettriche, termiche e meccaniche, definiscono nel piano velocità angolare-coppia delle regioni di funzionamento entro le quali deve cadere il punto di lavoro dell'azionamento stesso. Facendo riferimento ad un azionamento tipico ideale, la coppia sviluppata da un motore elettromagnetico è dovuta all'azione complessiva di forze elementari, definite dalla *legge di Lorentz* del tipo:

$$\Delta \vec{f} = i(\Delta \vec{l} \otimes \vec{B}) \quad (3.1)$$

dove:

$\Delta \vec{f}$ vettore forza agente su un conduttore

$\Delta \vec{l}$ vettore lunghezza del conduttore

\vec{B} vettore densità di flusso magnetico

i corrente che percorre il conduttore

\otimes prodotto vettoriale

Essendo quindi la coppia legata all'intensità della corrente elettrica nei circuiti del motore, quindi anche del convertitore, ragioni principalmente termiche limiteranno la coppia continuativa che un azionamento è in grado di erogare entro un valore che rappresenta la coppia nominale M_n dell'azionamento:

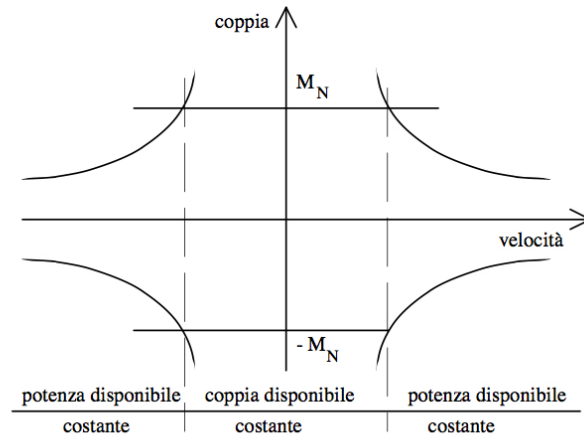


Figura 3.3: Limiti e regioni di funzionamento.

Si comprende che, quando possibile, per avere la maggior coppia generata con la massima corrente sopportabile, la *corrente nominale*, l'induzione magnetica \vec{B} , o più propriamente il *carico magnetico* del motore, sarà mantenuto al suo valore massimo, risultando:

$$m_{max} \sim i_{max} = \frac{m}{NB\Delta lr} \quad (3.2)$$

dove r è il raggio del rotore e N indica il numero di conduttori nelle cave. Per quanto riguarda la velocità, occorre ricordare che la tensione ai morsetti è con buona approssimazione pari alla *f.e.m.* indotta negli avvolgimenti, in accordo con la *legge di Faraday* dell'induzione, la quale risulta dalla somma complessiva di *f.e.m.* elementari del tipo:

$$\Delta e = B\Delta l v = B\Delta l r \omega \quad (3.3)$$

dove

Δe forza contro elettromotrice

Δl lunghezza del conduttore

B densità di flusso magnetico

v velocità con cui i conduttori tagliano le linee di campo

r raggio del rotore

ω velocità angolare del rotore

Al crescere della velocità di rotazione si ha quindi un aumento della tensione ai morsetti fino al valore limite che il motore è in grado di sopportare o che il convertitore è in grado di erogare, detta *tensione nominale*. La velocità alla quale si manifesta la situazione appena citata definisce la *velocità base* dell'azionamento. Come si può vedere dalla fig. 3.3, la regione di funzionamento nel piano velocità-coppia delimitata dalla coppia nominale e dalla velocità base prende il nome di *regione di funzionamento a coppia limite, o disponibile, costante*.

Il funzionamento al di sopra della velocità base fino alla velocità massima, imposta da vari fattori tra i quali anche quelli meccanici, senza superare la tensione nominale è consentito solo riducendo il carico magnetico con legge inversamente proporzionale alla velocità, come si evince dall'equazione (3.3).

Conseguentemente, essendo la corrente limitata al suo valore nominale per le ragioni termiche già citate, anche la coppia limite prodotta dal motore risulterà decrescente in maniera inversamente proporzionale alla velocità. È facile dedurre che in condizioni limite si hanno, per ogni velocità, sia la tensione che la corrente nominali e quindi sempre la stessa potenza, detta *potenza nominale*.

La regione di funzionamento nel piano velocità-coppia delimitata dalla potenza nominale e che si estende dalla velocità base fino alla velocità massima (positive e negative) prende il nome di *regione di funzionamento a potenza limite, o disponibile, costante*.

Le considerazioni appena esposte si riferiscono al funzionamento continuativo o comunque di durata molto maggiore delle costanti di tempo termiche che caratterizzano le diverse parti dell'azionamento: per brevi intervalli di tempo, o *funzionamento intermittente*, l'azionamento può sopportare condizioni operative che eccedono i limiti appena definiti, specialmente per quanto riguarda il limite di corrente. Occorre ricordare che, mentre un motore può avere una costante di tempo termica dell'ordine di decine di minuti, un convertitore statico ha costanti di tempo notevolmente più brevi, dell'ordine dei secondi. Conseguenza di ciò è che, quando si vuole sfruttare la costante di tempo termica del motore per un funzionamento intermittente che eccede i valori nominali continuativi della sua corrente, il convertitore deve essere scelto con una adeguata corrente nominale continuativa superiore a quella del motore, spesso pari a quella massima prevista.

3.2 Vettori spaziali

3.2.1 Definizione

Un generico sistema trifase è un quadripolo il cui comportamento ai morsetti è descritto da una terna di tensioni ($u_a(t), u_b(t), u_c(t)$), relative ai suoi tre morsetti a,b,c rispetto al quarto morsetto n , detto *filo neutro*, e da una terna di correnti ($i_a(t), i_b(t), i_c(t)$) entranti (inserire nota a piè di pagina) nei suoi terminali, dette *fasi*, a,b,c come mostrato in fig. 3.4.

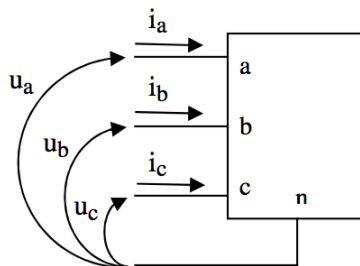


Figura 3.4: Rappresentazione del vettore spaziale.

Le tensioni prendono il nome di *tensioni stellate* mentre le correnti sono le *correnti di fase*. La differenza delle tensioni stellate ordinata in modo ciclico costituisce la terna della *tensioni concatenate*, la cui somma per il principio di Kirchhoff è identicamente uguale a zero, come rappresentato dalle equazioni (3.4).

$$\begin{cases} u_{ab}(t) = u_a(t) - u_b(t) \\ u_{bc}(t) = u_b(t) - u_c(t) \\ u_{ca}(t) = u_c(t) - u_a(t) \\ u_{ab}(t) + u_{bc}(t) + u_{ca}(t) = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Il vettore spaziale è uno strumento matematico simbolico che consente di studiare il comportamento, anche dinamico, dei sistemi trifase applicando alle terne di grandezze una trasformazione che permette di semplificare significativamente le equazioni in gioco.

3.2.2 Trasformazione di Clarke

Utilizzando la trasformata di Clarke, un sistema trifase può essere studiato riducendo il numero di equazioni. Si consideri, inizialmente, il caso di una terna di grandezze trifase bilanciata, ovvero che soddisfa la condizione di componente omopolare nulla:

$$g_0(t) = \frac{g_a(t) + g_b(t) + g_c(t)}{3} = 0 \quad (3.5)$$

dove ogni grandezza è una generica funzione del tempo.

Considerando queste grandezze è possibile definire un vettore spaziale $\bar{g}(t)$ attraverso la seguente equazione:

$$\bar{g}(t) = \frac{2}{3}[g_a(t) + g_b(t)e^{j\frac{2}{3}\pi} + g_c(t)e^{j\frac{4}{3}\pi}] = g_\alpha(t) + jg_\beta(t) \quad (3.6)$$

dove $g_\alpha(t)$ e $g_\beta(t)$ sono rispettivamente la componente reale e immaginaria del vettore

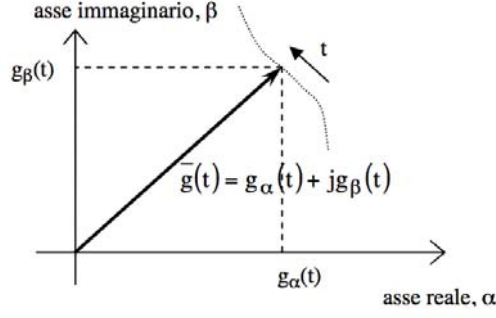


Figura 3.5: Rappresentazione grafica del vettore spaziale

spaziale $\bar{g}(t)$, come rappresentato in fig. 3.5. La definizione del vettore spaziale può essere esplicitata per le sue componenti reale ed immaginaria, attraverso le equazioni (3.7) e (3.8).

$$g_{\alpha}(t) = \text{Re}\{\bar{g}(t)\} = \frac{2}{3}\left[g_a(t) - \frac{g_b(t)}{2} - \frac{g_c(t)}{2}\right] = g_a(t) \quad (3.7)$$

$$g_{\beta}(t) = \text{Im}\{\bar{g}(t)\} = \frac{2}{3}\left[g_b(t)\frac{\sqrt{3}}{2} - g_c(t)\frac{\sqrt{3}}{2}\right] = \frac{1}{\sqrt{3}}[g_b(t) - g_c(t)] \quad (3.8)$$

L'equazione (3.6) rappresenta la legge di trasformazione della terna $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ al vettore spaziale $\bar{g}(t)$, mentre le equazioni (3.7) e (3.8) ne danno le componenti ortogonali. La trasformazione inversa, che consente di passare dalla terna $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ al vettore spaziale $\bar{g}(t)$, osservando che per i sistemi bilanciati vale la (3.7), fornisce direttamente il vettore $g_a(t)$, parte reale di $\bar{g}(t)$, come proiezione sull'asse α del vettore $\bar{g}(t)$. Per questo motivo l'asse α è detto anche *asse a*.

Per determinare le componenti $g_b(t)$, $g_c(t)$, il vettore $\bar{g}(t)$ viene fatto ruotare, in senso orario, di $\frac{2}{3}\pi$ e $\frac{4}{3}\pi$ rispettivamente. Si ottengono così le equazioni (3.9) e (3.10), rappresentate in fig. 3.6.

$$g_b(t) = \text{Re}\{\bar{g}(t)e^{-j\frac{2}{3}\pi}\} = -\frac{1}{2}g_{\alpha}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}g_{\beta}(t) \quad (3.9)$$

$$g_c(t) = \text{Re}\{\bar{g}(t)e^{-j\frac{4}{3}\pi}\} = -\frac{1}{2}g_{\alpha}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}g_{\beta}(t) \quad (3.10)$$

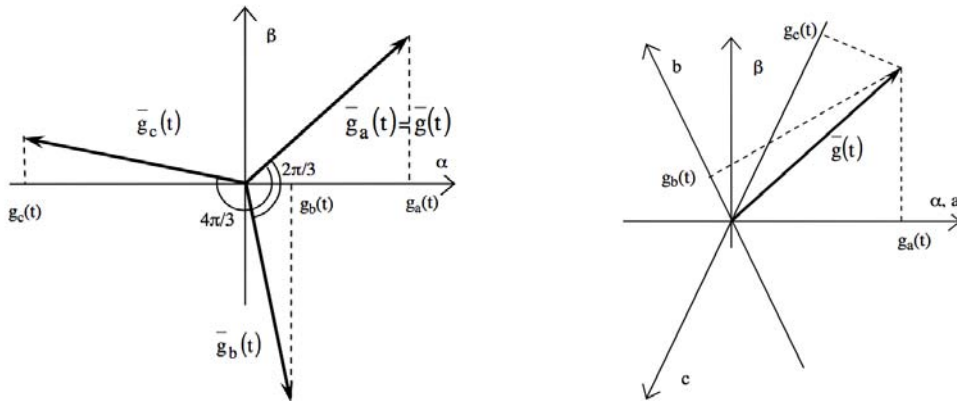


Figura 3.6: Determinazione delle componenti $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$

Inoltre, dalla fig. 3.6, si può notare che la proiezione del vettore spaziale $\bar{g}(t)$ sugli assi a, b, c restituisce esattamente il valore delle grandezze trifase $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$: per questo motivo si dice che la trasformazione 3.6 è *conservativa per le ampiezze*, proprietà che è ottenuta grazie al fattore $\frac{2}{3}$ che appare nella (3.6) stessa.

Le equazioni 3.5 e 3.6, possono essere scritte in forma compatta attraverso la seguente espressione matriciale:

$$\underline{g}_{\alpha,\beta,0} = \underline{T}_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta,0} \cdot \underline{g}_{a,b,c} \quad (3.11)$$

dove $\underline{g}_{\alpha,\beta,0} = [g_\alpha(t)g_\beta(t)g_0(t)]^t$ e $\underline{g}_{a,b,c} = [g_a(t)g_b(t)g_c(t)]^t$ sono le matrici colonne e la trasformazione è definita dalla matrice:

$$\underline{T}_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta,0} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

mentre la trasformazione inversa è rappresentata dalla matrice:

$$\underline{T}_{\alpha,\beta,0 \rightarrow a,b,c} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} = \underline{T}_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta,0}^{-1} \quad (3.13)$$

3.2.3 Trasformazione di Park

Molto spesso si ricorre a qualche particolare sistema di riferimento perchè questo permette di scrivere le equazioni delle tensioni degli avvolgimenti e della coppia particolarmente semplici e adatte ad immediate interpretazioni: questo vale, ad esempio, usando la le trasformazioni di Park.

Per numerose applicazioni nel campo degli azionamenti elettrici, è d'interesse vedere come il vettore spaziale $\bar{g}(t) = g_\alpha(t) + jg_\beta(t)$ associato alla generica terna $(g_a(t), g_b(t), g_c(t))$ possa essere espresso secondo un sistema di riferimento ortogonale $d - q$ rotante con velocità angolare $\omega_{dq}(t)$ rispetto al sistema stazionario $\alpha - \beta$, rappresentato in fig. 3.7

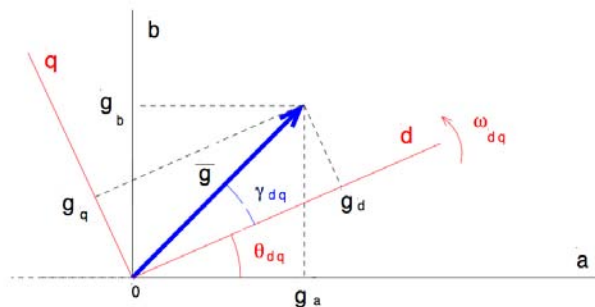


Figura 3.7: Rappresentazione grafica del vettore spaziale in un riferimento rotante $d-q$

dove

$\theta_{dq}(t)$ sfasamento tra il sistema di riferimento rotante e quello stazionario

$\gamma_{dq}(t)$ sfasamento tra il vettore spaziale $\bar{g}(t)$ e il sistema di riferimento rotante $d - q$

$\gamma_{\alpha\beta}(t)$ sfasamento tra il vettore spaziale $\bar{g}(t)$ sistema di riferimento stazionario $\alpha - \beta$.

Dalla figura possiamo notare che $\gamma_{\alpha\beta}(t) = \gamma_{dq}(t) + \theta_{dq}(t)$ ed essendo $|\bar{g}_{\alpha\beta}| = |\bar{g}_{dq}| = |\bar{g}|$, possiamo scrivere

$$g_{\alpha\beta} = |\bar{g}|e^{j(\gamma_{dq} + \theta_{dq})} = |\bar{g}|e^{j\gamma_{dq}}e^{j\theta_{dq}} = \bar{g}_{dq}e^{j\theta_{dq}} \quad (3.14)$$

che risulta dunque

$$\bar{g}_{dq} = \bar{g}_{\alpha\beta}e^{-j\theta_{dq}} \quad (3.15)$$

La fase θ_{dq} di tale sistema è in generale funzione del tempo ed è data dall'espressione 3.16

$$\theta_{dq} = \int_0^t \omega_{dq}(t)dt \quad (3.16)$$

L'espressione (3.15) può essere scritta in forma matriciale separando la parte reale da quella immaginaria:

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \sin(\theta_{dq}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} = \underline{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

La matrice di trasformazione dal sistema di riferimento stazionario $(\alpha, \beta, 0)$ a quello rotante $(d, q, 0)$ si ottiene direttamente dalla matrice $\underline{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}$ presente nell'espressione (3.17), con la condizione di conservare la stessa componente omopolare:

$$\underline{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq 0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \sin(\theta_{dq}) & 0 \\ -\sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Infine, la matrice completa di trasformazione dal sistema stazionario (a, b, c) a quello rotante $(d, q, 0)$ risulta:

$$\underline{T}_{abc \rightarrow dq 0} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) \\ -\sin(\theta_{dq}) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Si può dimostrare che le trasformazioni, sia quelle per il sistema di riferimento stazionario $(\alpha, \beta, 0)$ che rotante $(d, q, 0)$, *non sono conservative per le potenze*, dovendo correggere la potenza calcolata con le grandezze trasformate con il fattore $\frac{3}{2}$ per avere la reale potenza del sistema trifase.

3.3 Motore sincrono a magneti permanenti superficiali

Il motore a magnete permanente superficiale, *SPM-surface permanent magnet*, può essere considerato come una macchina sincrona in cui l'avvolgimento di eccitazione del rotore è sostituito dal magnete permanente. Grazie alle prestazioni raggiunte dai moderni materiali magnetici permanenti, tali motori presentano un elevato rendimento ed un elevato rapporto coppia/volume. Di seguito verrà preso in considerazione il motore sincrono a magnete superficiale alimentato con corrente sinusoidale, detto *brushless sinusoidale o AC*, in cui le *f.e.m.* indotte sono idealmente sinusoidali e sempre sincronizzata con le correnti.

In fig. 3.8 è rappresentato il rotore esterno a magneti superficiali utilizzato nell'azionamento. Tali magneti presentano generalmente una permeabilità differenziale μ_{rec} molto simile a quella dell'aria e, a seconda della loro disposizione e della forma del rotore, si possono ottenere strutture di rotore isotrope o anisotrope dal punto di vista magnetico. Nel proseguio, si farà riferimento quindi ad una struttura isotropa, caratterizzante i motori *SPM*.

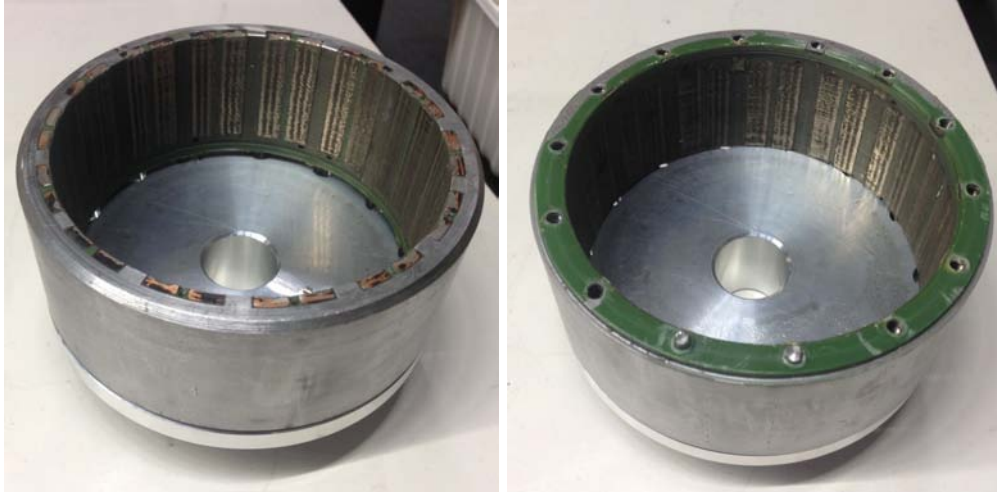


Figura 3.8: Rotore esterno a magneti superficiali utilizzato nell'azionamento

3.3.1 Equazioni elettriche di statore

Considerando un avvolgimento statorico trifase sfasato elettricamente di $\frac{2}{3}\pi$, le equazioni generali della tensione per un sistema trifase risultano:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \\ u_b(t) &= Ri_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \\ u_c(t) &= Ri_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3.20)$$

avendo indicato con:

- R resistenza di fase assunta identica per tutte le fasi;
- $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ correnti che percorrono le rispettive fasi;
- $\lambda_a(t), \lambda_b(t), \lambda_c(t)$ flussi concatenati con ciascuna fase.

Il flusso concatenato con ciascuna fase, assumendo l'ipotesi di assenza di saturazione dei circuiti magnetici, risulta essere uguale alla somma del flusso concatenato prodotto dal magnete permanente, $\lambda_{mg}(t)$, e quello dovuto dalle correnti di fase, $\lambda_i(t)$:

$$\begin{aligned} \lambda_a(t) &= \lambda_{a,mg}(t) + \lambda_{a,i}(t) \\ \lambda_b(t) &= \lambda_{b,mg}(t) + \lambda_{b,i}(t) \\ \lambda_c(t) &= \lambda_{c,mg}(t) + \lambda_{c,i}(t) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Scegliendo arbitrariamente come coordinata di riferimento l'angolo elettrico ϑ_{me} di sfasamento tra l'asse della fase a e l'asse del campo prodotto dal magnete permanente, definita *posizione meccanico-elettrica*, risulta legato alla posizione meccanica ϑ_m dalla relazione

$$\vartheta_{me} = p\vartheta_m \quad (3.22)$$

dove p rappresenta il numero di coppie polare della macchina. Si può quindi scrivere:

$$\begin{aligned} \lambda_{a,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me}) \\ \lambda_{b,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_{c,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (3.23)$$

in cui Λ_{mg} rappresenta il massimo flusso concatenato con ciascuna fase per effetto del magnete permanente. Ipotizzando ora di de-energizzare i magneti permanenti, verranno valutati ora i flussi concatenati dovuti alle sole correnti di fase statoriche, che possono essere espressi come:

$$\begin{aligned}\lambda_{a,i}(t) &= \lambda_{aa,i}(t) + \lambda_{ab,i}(t) + \lambda_{ac,i}(t) \\ \lambda_{b,i}(t) &= \lambda_{bb,i}(t) + \lambda_{ba,i}(t) + \lambda_{bc,i}(t) \\ \lambda_{c,i}(t) &= \lambda_{cc,i}(t) + \lambda_{ca,i}(t) + \lambda_{cb,i}(t)\end{aligned}\quad (3.24)$$

essendo $\lambda_{aa,i}(t)$, $\lambda_{ab,i}(t)$, $\lambda_{ac,i}(t)$ rispettivamente il flusso autoconcatenato e i flussi mutuamente accoppiati con l'avvolgimento della fase a , dovuti alle correnti di fase $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$. Possiamo quindi definire le autoinduttanze e le mutue induttanze come:

$$L_{aa,i}(t) = \frac{\lambda_{aa,i}(t)}{i_a(t)} \quad (3.25)$$

$$L_{M,ab}(t) = \frac{\lambda_{ab,i}(t)}{i_b(t)} = -|L_{M,ss}| < 0 \quad (3.26)$$

$$L_{Mac,i}(t) = \frac{\lambda_{ac,i}(t)}{i_c(t)} = -|L_{M,ss}| < 0 \quad (3.27)$$

Data l'ipotesi di isotropia della struttura e la simmetria degli avvolgimenti di fase, le autoinduttanze di fase così come le mutue induttanze tra ciascuno degli avvolgimenti e gli altri due possono essere ritenute tutte uguali tra loro,

$$L_a(t) = L_b(t) = L_c(t) = L_{ss}(t) \quad (3.28)$$

$$L_{M,ab}(t) = L_{M,ac}(t) = L_{M,bc}(t) = -|L_{M,ss}(t)| \quad (3.29)$$

Ricordando che la somma delle tre correnti statoriche è nulla, $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$, possono essere definiti l'induttanza sincrona e il flusso concatenato con la fase a rispettivamente come

$$L = L_{ss} + |L_{M,ss}|, \quad (3.30)$$

$$\lambda_{a,i}(t) = (L_{aa,i} + |L_{M,ss}(t)|)i_a(t) = Li_a(t) \quad (3.31)$$

Sostituendo ora le espressioni (3.31) e (3.23) in (3.21), risulta:

$$\begin{aligned}\lambda_a(t) &= Li_a(t) + \Lambda_{mg}\cos[\vartheta_{me}] \\ \lambda_b(t) &= Li_b(t) + \Lambda_{mg}\cos[\vartheta_{me} - \frac{2}{3}\pi] \\ \lambda_c(t) &= Li_c(t) + \Lambda_{mg}\cos[\vartheta_{me} - \frac{4}{3}\pi]\end{aligned}\quad (3.32)$$

È possibile ora definire le forze contro elettromotrici (*b.e.m.f.-back electromotive forces*) $e_a(t)$, $e_b(t)$, $e_c(t)$ dovute al movimento del magnete permanente rispetto agli avvolgimenti di statore derivando rispetto al tempo i flussi appena determinati:

$$\begin{aligned}\frac{d\lambda_a(t)}{dt} &= Li_a(t) + e_a(t) = Li_a(t) + \Lambda_{mg}\omega_{me}(t)\cos[\vartheta_{me}(t) + \frac{\pi}{2}] \\ \frac{d\lambda_b(t)}{dt} &= Li_b(t) + e_b(t) = Li_b(t) + \Lambda_{mg}\omega_{me}(t)\cos[\vartheta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{2}{3}\pi] \\ \frac{d\lambda_c(t)}{dt} &= Li_c(t) + e_c(t) = Li_c(t) + \Lambda_{mg}\omega_{me}(t)\cos[\vartheta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{4}{3}\pi]\end{aligned}\quad (3.33)$$

Ora è possibile sostituire le espressioni appena determinate in (3.20), ottenendo così le equazioni generali di bilancio delle tensioni in *abc*:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \\ u_b(t) &= Ri_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + e_b(t) \\ u_c(t) &= Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + e_c(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

dove ω_{me} , espressa in $[rad.el/s]$, è la *velocità elettromeccanica*. Le espressioni delle forze controelettromotrici, $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$, dimostrano che nel funzionamento a velocità costante le *fem* sono grandezze sinusoidali, isofrequenziali, con frequenza angolare pari a $\omega_{me}(t)$ e valore massimo dato da

$$\hat{E} = \omega_{me} \hat{\Lambda}_{mg} \quad (3.35)$$

Deve valere $2\pi f = \omega_{me}$, dove f rappresenta la frequenza delle fem, e se si tiene conto che $\omega_m = \frac{2\pi n}{60}$ con n velocità di rotazione espressa in $[rpm]$, si ottiene la nota relazione che lega la frequenza elettrica alla velocità di rotazione ed al numero di coppie polari:

$$f = \frac{p\omega_m}{2\pi} = \frac{pn}{60} \quad (3.36)$$

È molto utile introdurre ora una costante, detta *costante di fem* k_e , che caratterizza ogni singolo motore ed è definita come

$$k_e = \frac{E_{conc,eff}}{\omega_m} = \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{fase}}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{3}{2}}p\Lambda_{mg} \quad (3.37)$$

3.3.2 Equazioni elettriche nei sistemi di riferimento stazionario e rotante

Le espressioni sino a qui analizzate, ottenute considerando il sistema trifase (a,b,c) costituente l'avvolgimento di statore, possono essere semplificate riducendo tale sistema nel suo bifase equivalente mediante una trasformazione di fase. Com'è stato mostrato inei paragrafi precedenti, attraverso le trasformazioni di Clarke e Park risulta più facile implementare nel microcontrollore le equazioni utili al controllo della macchina elettrica.

- *Sistema di riferimento stazionario* ($\alpha - \beta$):

Alle espressioni (3.23) si può associare, in modo univoco, il vettore spaziale

$$\lambda_{mg}^s = \Lambda_{mg} e^{j\vartheta_{me}} \quad (3.38)$$

Se si fa coincidere l'asse α con l'asse della fase a , il vettore spaziale del flusso

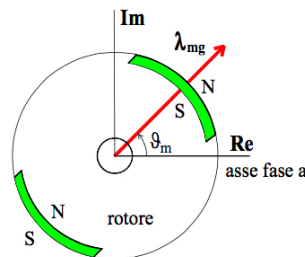


Figura 3.9: Vettore spaziale del flusso del magnete in una macchina a 2 poli

concatenato dallo statore e dovuto al solo magnete permanente è allineato con l'asse polare, come mostra l'espressione (3.38) e rappresentato in fig. 3.9. Alle forze controelettromotrici, $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$, può essere associato il vettore

$$\mathbf{e}^s = \frac{d\lambda_{mg}^s}{dt} = \frac{d(\Lambda_{mg}e^{j\vartheta_{me}})}{dt} = j\Lambda_{mg}\omega_{me}e^{j\vartheta_{me}} = j\omega_{me}\lambda_{mg}^s \quad (3.39)$$

così la terna delle equazioni di bilancio delle tensioni può essere espressa come:

$$\mathbf{u}^s = R\mathbf{i}^s + L\frac{d\mathbf{i}^s}{dt} + \mathbf{e}^s = R\mathbf{i}^s + L\frac{d\mathbf{i}^s}{dt} + j\omega_{me}\lambda_{mg}^s \quad (3.40)$$

che può essere scomposto secondo le sue componenti reale ed immaginaria:

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + L\frac{di_\alpha}{dt} - \omega_{me}\lambda_{\beta,mg} \\ u_\beta = Ri_\beta + L\frac{di_\beta}{dt} - \omega_{me}\lambda_{\alpha,mg} \end{cases} \quad (3.41)$$

- *Sistema di riferimento rotante (d - q):*

i vettori spaziali contenuti in 3.40, possono ora essere espressi secondo un sistema di riferimento rotante con velocità pari a quella elettromeccanica ω_{me} . Si parla quindi di un sistema di riferimento sincrono con il rotore, con l'asse reale coincidente con l'asse polare di rotore. Secondo tale riferimento, il vettore spaziale λ_{mg} risulta avere solo componente reale e questo porta ad un'ulteriore semplificazione delle formule di bilancio delle tensioni statoriche. Quindi i vettori spaziali della tensione \mathbf{u}^s espressi nel sistema di riferimento sincrono, denotato con l'apice r , risultano:

$$\mathbf{u}^r = R\mathbf{i}^r + L\frac{d\mathbf{i}^r}{dt} + j\omega_{me}L\mathbf{i}^r + j\omega_{me}\Lambda_{mg} \quad (3.42)$$

che può essere scomposto nelle sue componenti reale ed immaginaria:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - \omega_{me}Li_q \\ u_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + \omega_{me}Li_d + \omega_{me}\Lambda_{mg} \end{cases} \quad (3.43)$$

3.4 Struttura dell'azionamento applicato al motociclo ibrido

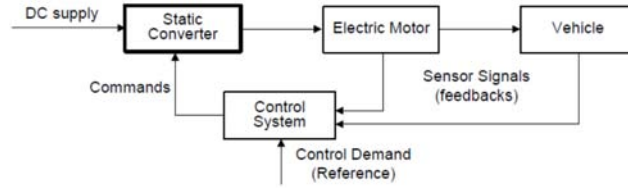


Figura 3.10: Struttura dell'azionamento ibrido

Lo schema generale della struttura dell'azionamento elettrico è mostrata in fig. 3.10. In fig. 3.11, è possibile notare alcuni componenti dei fondamentali che costituiscono l'azionamento sviluppato e che possono essere raggruppati in:

- **macchina elettrica:** come già precedentemente detto, si tratta di un motore/generatore brushless sinusoidale a magneti superficiali nella configurazione con rotore esterno, che verrà analizzato nel prossimo capitolo e riportato in fig. 3.11;

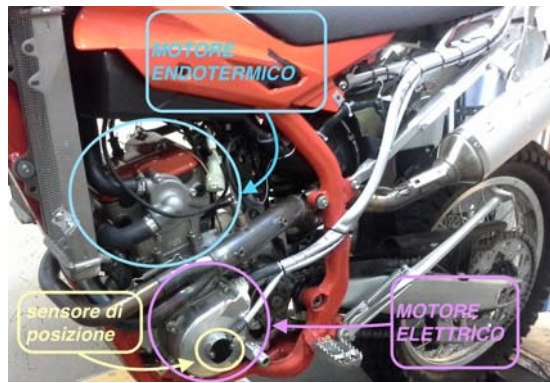


Figura 3.11: Alcuni dei componenti che costituiscono l'azionamento ibrido

- **convertitore statico:** si tratta di un invertitore bidirezionale trifase di tensione PWM controllato in corrente, rappresentato in fig. 3.12, e analizzato nei capitoli successivi;
- **sensore di posizione:** è stato utilizzato un sensore ad effetto hall rotativo di tipo seno/coseno;
- **dispositivo di controllo:** microprocessore STM integrato assieme all'inverter in un'unico circuito stampato, (*PCB-printed circuit board*), che comprende quindi sia i circuiti di potenza che di controllo dell'azionamento.

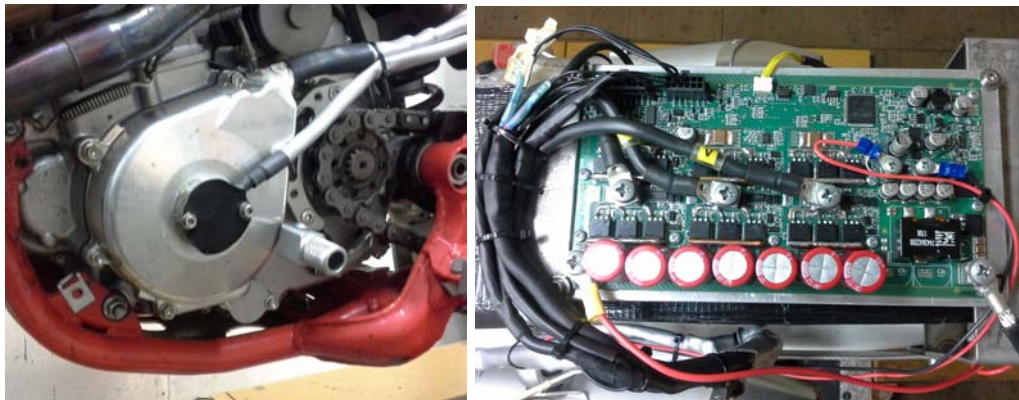


Figura 3.12: Particolare del motore brushless SPM e del PCB utilizzati

La sorgente di alimentazione è una batteria agli ioni di litio, con una tensione nominale $U_n = 48$ [V], le cui caratteristiche verranno specificate nei capitoli successivi. Tale batteria alimenta direttamente il DC-link dell'invertitore trifase i cui comandi S_a, S_b, S_c provengono dal controllo di coppia dell'azionamento. Questo controllo è di fatto un controllo vettoriale di corrente risultando quindi fondamentale misurare le correnti di fase: la misura viene effettuata tramite delle resistenze di shunt, visibile in fig. 3.13. Inoltre, oltre alle correnti, è indispensabile misurare la posizione assoluta di rotore ϑ_m e questa viene eseguita attraverso il sensore ad effetto hall. Il funzionamento generale del motociclo ibrido e di conseguenza il controllo di esso, può essere suddiviso in due categorie principali: la prima consiste nell'avviamento del motore endotermico attraverso il motore elettrico mentre la seconda, durante la normale marcia del motociclo, deve garantire il flusso bidirezionale di potenza tra la macchina elettrica e il sistema di accumulo (pacco batterie). L'avviamento si traduce in un anello di velocità che elabora l'errore fra un riferimento di velocità e la velocità misurata sul motore: l'uscita di questo anello genera un riferimento di coppia che viene poi utilizzato dall'anello di

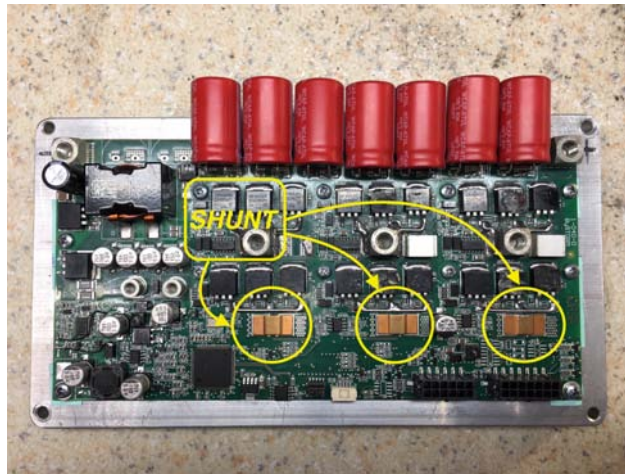


Figura 3.13: Resistenze di shunt per la misura di corrente

corrente per generare i comandi di commutazione degli switch dell'inverter di tensione, come mostrato in fig. 3.14. I comandi degli interruttori S_a, S_b, S_c sono segnali logici, 0

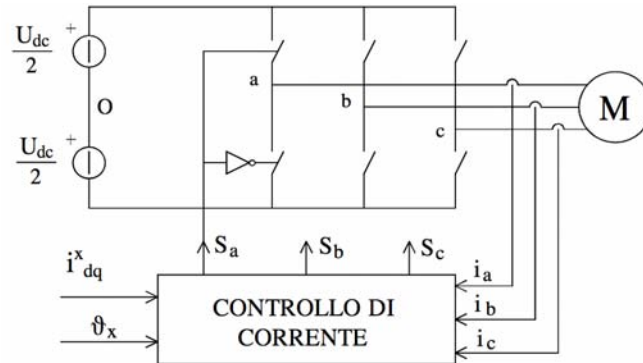


Figura 3.14: Controllo di corrente di un motore BLDC tramite inverter PWM

o 1, dove si intende che un comando $S_i = 1$ ($i = a, b, c$) viene pilotata la chiusura dello switch alto S_i^+ del ramo i -esimo dell'inverter e ad aprire contemporaneamente lo switch basso S_i^- dello stesso ramo, mentre un segnale di comando $S_i = 0$ ($i = a, b, c$) agisce in maniera opposta. Tali segnali logici vengono generati dal confronto dei riferimenti di corrente con i valori misurati delle correnti di fase, questi ultimi riportati al medesimo sistema di riferimento dei riferimenti di corrente tramite la posizione ϑ_x .

In relazione al sistema di riferimento scelto, i controlli di corrente si possono definire *stazionari* o *sincroni*. Di seguito verrà analizzato il controllo di corrente sincrono, o *controllo in d-q*, che è stato applicato nell'azionamento studiato. In fig. 3.15, sono rappresentati i due anelli, quello di corrente più interno e quello di velocità più esterno.

3.4.1 Controllo di velocità a catena chiusa

Il controllo di velocità ha lo scopo di assicurare che il carico meccanico giri alla desiderata velocità nonostante il manifestarsi di possibili cause capaci di modificarla. Il controllo di velocità è attuato a catena chiusa quando la velocità di funzionamento del carico è misurata (trasdotta) e il segnale risultante è confrontato con un corrispondente segnale di riferimento che rappresenta la velocità desiderata. Sulla base della differenza dei due segnali, l'errore di velocità, verrà generato un segnale di coppia motrice tale da

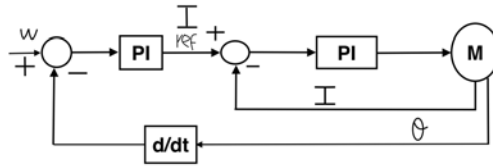


Figura 3.15: Anelli di velocità e di corrente

cancellarlo in tempi e con modi che fanno parte delle specifiche del controllo, come può essere notato in fig. 3.16. Durante la fase di accensione della motocicletta, verrà dunque

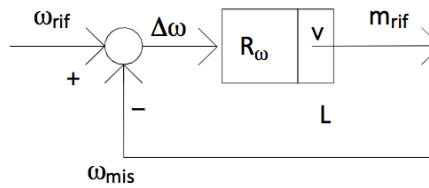


Figura 3.16: Anello di velocità in catena chiusa

impostato un riferimento di velocità del motore elettrico tale per cui si ha l'avviamento del motore endotermico.

3.4.2 Controllo vettoriale di corrente sincrono

Nei controlli di tipo *sincrono* si assume un sistema di riferimento (d,q) in rotazione rispetto allo statore con velocità angolare ω_x che nel caso dell'azionamento brushless studiato è la velocità elettromeccanica ω_{me} . Ponendo $\vartheta_x = \vartheta_{me}$, risulta:

$$\omega_x = \frac{d\theta_x}{dt} \implies \omega_{me} = \frac{d\theta_{me}}{dt} \quad (3.44)$$

Nei *controlli sincroni* è necessario disporre delle componenti reale ed immaginaria del riferimento vettoriale di corrente rispetto al sistema rotante sincrono con il rotore: la misura della corrente di fase andrà poi espressa secondo tale riferimento utilizzando le opportune matrici di trasformazione, già analizzate in questo capitolo.

3.4.3 Controllo in d-q con regolatori PI

È stato implementato un controllo di corrente di tipo sincrono, impiegante regolatori che richiedono l'uso di generatori di PWM, riportato in fig. 3.17. Dal feedback dell'anello

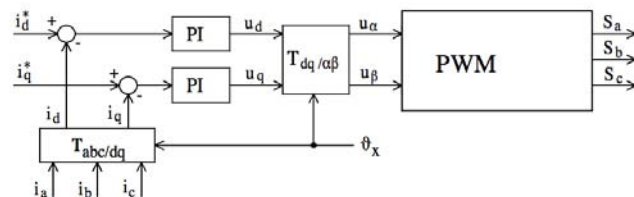


Figura 3.17: Controllo di corrente sincrono, con regolatori PI

di corrente, quindi misurate le correnti di fase, attraverso le trasformate di Park e di

Clarke e nota la posizione rotorica ϑ_{me} , ottengo i valori di corrente $I_d - I_q$ che vengono confrontati con i valori di riferimento (setpoint). Le uscite dei regolatori PI sono i riferimenti di tensione diretto e in quadratura, che vengono successivamente convertiti in segnali logici di controllo dal blocco di conversione $T_{dq \rightarrow \alpha\beta}$ e successivo blocco di PWM. Il sistema di riferimento viene scelto sincrono con il rotore in modo che a regime i regolatori lavorino con grandezza continue e dunque presentino, sempre a regime, errore nullo.

3.4.4 Controllo della tensione al DC-link

Il controllo della tensione al DC-link risulta fondamentale per permettere di non giungere mai a delle condizioni operative negative, sia in termini di prestazioni che di alimentazione del sistema. Tali condizioni operative sono conseguenti ad un trend degenerativo del livello di tensione che può anche portare all'intervento per *undervoltage* del BMS: è importante quindi intervenire, entro determinati e ben definiti limiti, per riportare il DC-link su valori nominali. In fig. 3.18, è riportato lo schema del controllo della tensione. Dal confronto della tensione misurata con il valore di riferimento, attraverso



Figura 3.18: Controllo di tensione DC-link

un regolatore PI, viene generato un valore di corrente (si tratta di una corrente diretta verso il DC-link) che, attraverso un saturatore, ne indica la percentuale rispetto al valore della corrente di ricarica impostato.

Lo schema generale di controllo del motociclo ibrido è indicato in fig. 3.19.

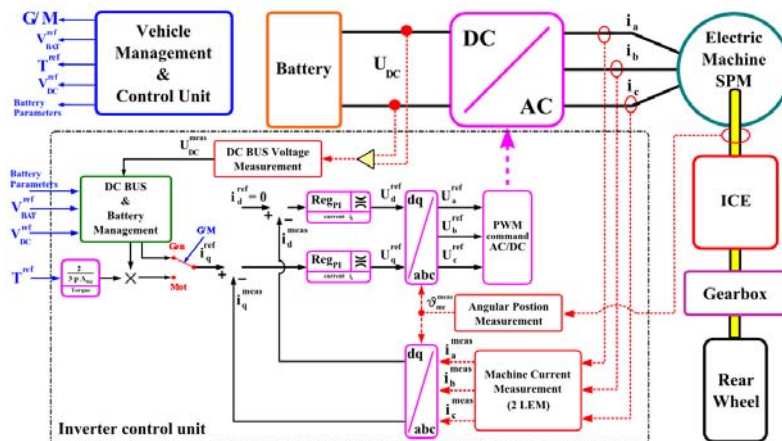


Figura 3.19: Schema generale del controllo del motociclo ibrido

Capitolo 4

Analisi della macchina elettrica

4.1 Introduzione

La necessità di analisi sempre più accurate durante le fasi di progettazione e di verifica delle macchine elettriche ha portato alla diffusione di modelli numerici per lo studio dei campi elettrici e magnetici [2]. Il metodo agli elementi finiti permette di ottenere una soluzione di campo dividendo l'intero dominio in sotto-domini elementari, chiamati elementi finiti, su cui vengono applicate le equazioni di campo. Per l'analisi della macchina elettrica che seguirà, verrà utilizzato il software *FEMM 3.3 - Finite Element Method Magnetics*. La procedura di analisi si suddivide in tre parti fondamentali:

- *Preprocessor*: utilizzato per definire il tipo di problema da analizzare, la geometria e i materiali con cui è fatta la macchina, le condizioni al contorno ed altri parametri (mesh, sorgenti);
- *Analisi*: dove vengono risolte tutte le equazioni differenziali relative a tutti i nodi creati dopo la fase di mesh, che può essere automatica oppure scelta a piacimento. In particolare si consiglia una mesh più fitta nelle regioni in cui si vuole ottenere delle soluzioni di campo più dettagliate;
- *Postprocessor*: utilizzato per visualizzare ed elaborare le soluzioni calcolate nella fase precedente.

Partendo dai dati di progetto, verrà successivamente analizzato il motore nelle prove a vuoto e a carico.

4.2 Dati di progetto

La geometria del motore sincrono brushless nella configurazione con rotore esterno a magneti superficiali (*SPM - Surface Permanent Magnet*) da analizzare è rappresentato in fig. 4.1 e presenta le seguenti caratteristiche:

- numero di fasi $m = 3$
- lunghezza della macchina $L_{stk} = 24 [mm]$
- numero di poli $2p = 14$
- traferro $g = 2 [mm]$
- numero di cave di statore $Q_s = 21$
- spessore magnete $t_m = 3.5 [mm]$

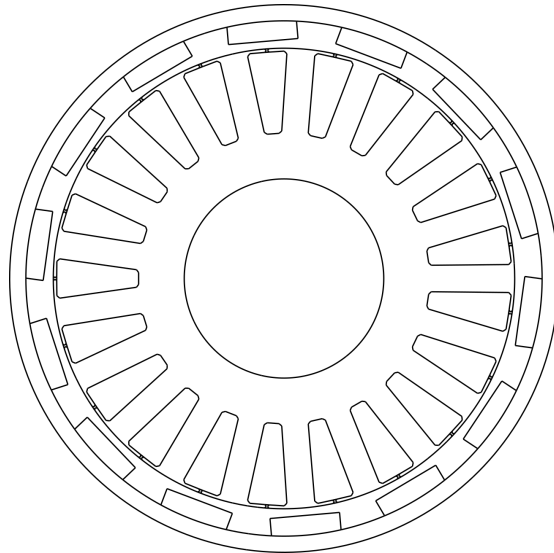


Figura 4.1: Geometria motore SPM.

Alcuni dati geometrici in possesso vengono riportati in tabella:

Grandezza	Simbolo	Valore	Unità di misura
Diametro esterno rotore	D_{e_r}	110	mm
Diametro interno di rotore	D_{i_r}	103.5	mm
Larghezza del dente	w_t	5.6	mm
Altezza di cava	h_s	16.92	mm
Altezza apertura di cava	h_{so}	0.62	mm
Larghezza apertura di cava	w_{so}	0.307	mm
Superficie di cava	S_{slot}	93.49	mm^2

Come già detto in precedenza, sulla superficie esterna del rotore sono stati disposti i magneti permanenti appartenenti alla categoria chiamata "terre rare", più precisamente magneti in *SmCo - Samario Cobalto*. Tra le caratteristiche più importanti troviamo un'alta resistenza alla smagnetizzazione e alle alte temperature. E' stato scelto un magnete presente nella libreria di FEMM, SmCo 24 MGOe, che ha le seguenti proprietà riportate in tabella:

Grandezza	Simbolo	Valore	Unità di misura
Forza coercitiva	H_c	724000	A/m
Permeabilità relativa differenziale	μ_r	1.1	
Induzione residua	B_{rem}	1.03-1.08	T
Angolo meccanico di copertura del magnete	α_m	15.548	degrees
Angolo meccanico-elettrico di copertura del magnete	α_m^e	108.84	degrees

Per il nucleo magnetico di statore è stata scelta una lamiera di tipo NO27 mentre per il rotore ferro non laminato. I conduttori sono in rame (Cu), materiale presente nella libreria del programma.

4.3 Avvolgimento

L'avvolgimento statorico è di tipo distribuito, a doppio strato, rappresentato in fig. 4.2. Determiniamo la stella di cava, cioè la rappresentazione vettoriale delle forze elettromo-

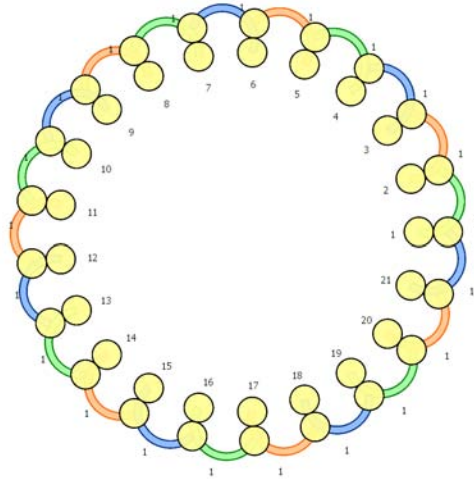


Figura 4.2: Avvolgimento a doppio strato a passo raccorciato

trici indotte in ciascuno dei conduttori di statore, che permette di definire la matrice di cava [4]. Tale matrice verrà poi utilizzata nell'analisi con FEMM ed individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche.

Partendo dal numero di cave Q e dal numero di poli $2p$ definisco il massimo comune divisore tra P e Q , che rappresentano i vettori:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{21, 7\} = 7 \quad (4.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{21} = 17.143 \quad (4.2)$$

L'angolo elettrico di cava risulta quindi:

$$\alpha_s^e = p \cdot \alpha_s = 7 \cdot 17.143 = 120 \quad (4.3)$$

La periodicità della stella di cava è definita come:

$$\frac{Q}{t} = \frac{36}{4} = 3 \quad (4.4)$$

Risulta quindi una stella di cava composta da 3 raggi ciascuno di 7 vettori ed è rappresentata nella figura seguente:

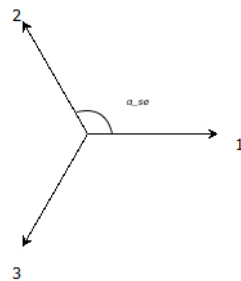


Figura 4.3: Stella di cava

Viene posto inizialmente sulla stella di cava un settore circolare di 60° [3] che inglobi il

raggio 1: tale raggio farà parte, ad esempio, della fase A e per convenzione sarà positivo se il suo verso sarà uscente. Se poi ruoto il settore circolare di 120° in senso antiorario, trovo il vettore corrispondente alla fase B e alla fase C, se ruotato di 240° . In questo modo, ho disposto in cava il primo strato dell'avvolgimento statorico.

Il secondo strato dista y_q dal primo, definito come passo di cava:

$$y_q = \frac{Q}{2p} = \frac{21}{14} = 1.5 \quad (4.5)$$

che, scegliendo un raccorciamento di mezza cava, otteniamo un passo di cava pari a 1. Definiamo, inoltre, il numero di cave per polo per fase:

$$q = \frac{Q}{m \cdot 2p} = \frac{21}{3 \cdot 14} = 0.5 \quad (4.6)$$

L'avvolgimento è dunque a cave frazionarie. Valuto ora tre coefficienti che caratterizzano l'avvolgimento:

- *Coefficiente di distribuzione k_d :*

$$k_d = \frac{\sin \cdot (q \cdot \frac{\alpha_s^e}{2})}{q \cdot \sin(\frac{\alpha_s^e}{2})} = \frac{\sin \cdot (0.5 \cdot \frac{120}{2})}{0.5 \cdot \sin(\frac{120}{2})} = 1.155 \quad (4.7)$$

- *Coefficiente di passo k_p :*

$$k_p = \cos \cdot \frac{\beta_r^e}{2} = \cos \cdot \frac{60}{2} = 0.866 \quad (4.8)$$

Avendo fatto un raccorciamento di mezza casa, il corrispondente angolo di raccorciamento appena utilizzato nella formula risulta:

$$\beta_r^e = \frac{\alpha_s^e}{2} = \frac{120}{2} = 60 \quad (4.9)$$

- *Coefficiente di avvolgimento k_w :*

$$k_w = k_d \cdot k_p = 0.975 \cdot 0.985 = 0.99 \quad (4.10)$$

Possiamo quindi ora andare a definire la matrice di cava che, per semplicità, considererò solo le prime tre cave, visto poi che l'avvolgimento si ripeterà in maniera analoga nelle restanti cave statoriche:

$$k = \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

4.4 Analisi analitica: funzionamento a vuoto e a carico

In questo paragrafo la macchina viene analizzata prima nel funzionamento a vuoto, considerando quindi solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando nulla la corrente nell'avvolgimento statorico, e a carico in modo tale da stimare il carico elettrico e la coppia.

Ipotizzo inizialmente:

- *Coefficiente di riempimento in cava: $k_{fill} = 0.5$;*

Per quanto riguarda il funzionamento a vuoto, determino il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare poi il flusso della macchina. L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$B_{g_0} = \frac{B_{rem}}{1 + \frac{\mu_{rec} \cdot g''}{t_m}} \quad (4.12)$$

Dobbiamo valutare il coefficiente g'' , definito come:

$$g'' = g \cdot k_{carter} \cdot k_{sat_0} \quad (4.13)$$

Ipotizzando il coefficiente di saturazione a vuoto, $k_{sat_0} = 1.10$, andiamo a definire il coefficiente di karter, legato esclusivamente a grandezze geometriche di macchina. Definisco il passo di dentatura:

$$p_s = \frac{\pi \cdot D_{e_s}}{Q} = \frac{\pi \cdot 92.5}{21} = 4.405 [mm] \quad (4.14)$$

Il coefficiente di karter risulta:

$$k_{carter} = \frac{p_s}{p_s + g - 0.75 \cdot w_{so}} = \frac{4.405}{4.405 + 3.5 - 0.75 \cdot 0.307} = 0.57 \quad (4.15)$$

Una volta determinato, quindi, quest'ultimo coefficiente possiamo calcolare g'' :

$$g'' = 2 \cdot 1.10 \cdot 1.10 = 2.42 [mm] \quad (4.16)$$

Andando a sostituire i valori appena ottenuti, l'induzione a vuoto al traferro risulta quindi:

$$B_{g_0} = 0.59 [T] \quad (4.17)$$

La grandezza di riferimento per il calcolo del flusso, ipotizzando una distribuzione sinusoidale dell'induzione al traferro, è il valore di picco della fondamentale:

$$\hat{B}_{g_0} = \frac{4}{\pi} \cdot B_{g_0} \cdot \sin(\alpha_m^e) = \frac{4}{\pi} \cdot 0.59 \cdot \sin(108.84) = 0.71 [T] \quad (4.18)$$

Il flusso per polo della macchina risulta quindi:

$$\hat{\phi}_0 = \hat{B}_{g_0} \cdot \frac{D_{e_s} \cdot L}{p} = 0.71 \cdot \frac{0.0925 \cdot 0.024}{7} = 2.25 \cdot 10^{-4} [Wb] \quad (4.19)$$

Viene fornito dal costruttore un numero di conduttori in cava, n_c , pari ad 17 e supponendo nessun parallelo di macchina ovvero $N_{pp} = 1$ risultando $n_c = n_{cs}$, posso determinare il numero di conduttori serie per fase:

$$N_s = \frac{n_{cs} \cdot Q}{m} = \frac{17 \cdot 21}{3} = 119 \quad (4.20)$$

Possiamo ora valutare il flusso concatenato come:

$$\hat{\Lambda}_0 = k_w \cdot \frac{N_s}{2} \cdot \hat{\phi}_0 = 0.99 \cdot \frac{119}{2} \cdot 2.25 \cdot 10^{-4} = 0.0133 [Wb] \quad (4.21)$$

Per quanto riguarda la prova a carico, vado a definire qual'è la corrente circolante nell'avvolgimento, quindi nel rame in cava, per poi stimare il carico elettrico e successivamente la coppia prodotta.

Determino l'effettiva superficie di rame in cava:

$$S_{cu_{slot}} = k_{fill} \cdot S_{slot} = 0.5 \cdot 93.49 = 46.75 [mm^2] \quad (4.22)$$

Il valore di picco della corrente di fase erogabile dall'inverter è di 300 [A]: si sceglie nel normale funzionamento una corrente in cava variabile tra i 100 e i 150 [A] con valore di picco pari a:

$$\hat{I}_{slot} = \sqrt{2} \cdot I_{slot} = 212[A] \quad (4.23)$$

Possiamo ora stimare il carico elettrico come:

$$\hat{k}_s = \frac{m \cdot k_w \cdot n_s \cdot \hat{I}_{slot}}{\pi \cdot D} = \frac{3 \cdot 0.99 \cdot 17 \cdot 212}{\pi \cdot 0.0925} = 36900 \left[\frac{A}{m} \right] \quad (4.24)$$

Posso ora fare una stima della coppia:

$$T = D^2 \cdot L \cdot \hat{k}_s \cdot B_{g0} \cdot \sin(\alpha_m^e) = 5.5[Nm] \quad (4.25)$$

4.5 Analisi numerica attraverso FEMM

4.5.1 Simulazione a vuoto

In questa simulazione, viene valutata l'induzione al traferro e successivamente il motore viene fatto girare a vuoto: per ogni posizione del rotore vengono calcolati i flussi concatenati con le tre fasi, le tensioni indotte e la coppia di impuntamento.

Per la simulazione, si deve inizialmente fasare il motore cioè posizionandolo in modo tale da ottenere il massimo flusso concatenato con la fase a, ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Valuto inizialmente l'andamento dell'induzione al traferro espressa in funzione dell'angolo meccanico, misurato rispetto al semiasse orizzontale positivo.

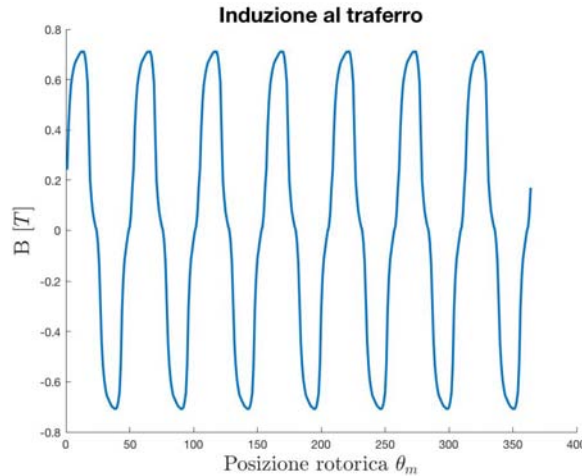


Figura 4.4: Induzione al traferro e mappa dell'induzione

Vediamo come il valore massimo dell'induzione al traferro (circa 0.7 [T]) rispecchia il valore calcolato in precedenza (pari a 0.71 [T]). Dall'analisi dell'induzione in fig. 4.4 possiamo notarne il valore nelle varie parti, in particolare i valori assunti nei denti e nella corona. Per il calcolo dei flussi concatenati con le tre fasi vengono utilizzate le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} \hat{\Lambda}_A &= n_c \cdot L_{stk} \cdot \sum k_a(i) \cdot \frac{1}{S_{slot}} \cdot \int A_z \cdot ds \\ \hat{\Lambda}_B &= n_c \cdot L_{stk} \cdot \sum k_b(i) \cdot \frac{1}{S_{slot}} \cdot \int A_z \cdot ds \\ \hat{\Lambda}_C &= n_c \cdot L_{stk} \cdot \sum k_c(i) \cdot \frac{1}{S_{slot}} \cdot \int A_z \cdot ds \end{aligned} \quad (4.26)$$

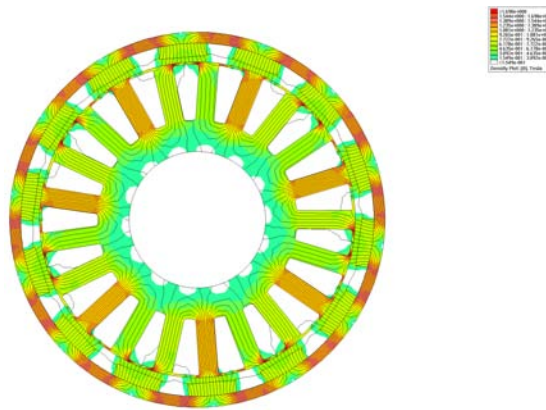


Figura 4.5: Mappa dell'induzione

dove A_z è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y . La simulazione è stata eseguita per 51° meccanici che corrispondono a $p \cdot 90$ gradi elettrici: gli andamenti dei flussi vengono rappresentati in fig. 4.6. Notiamo come il valore stimato in precedenza ben approssima il risultato ottenuto. Applicando la trasformazione $abc \rightarrow dq$ si ottengono

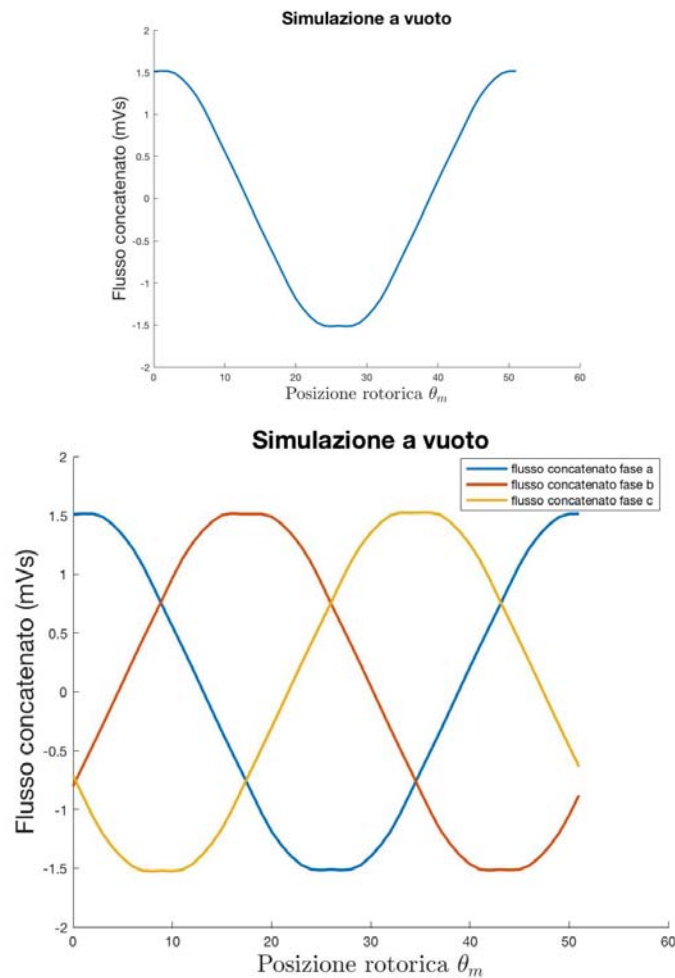


Figura 4.6: Flusso concatenato con la fase a e le tre fasi

i flussi concatenati nel sistema di riferimento sincrono, rappresentati in fig. 4.7. Dall'an-

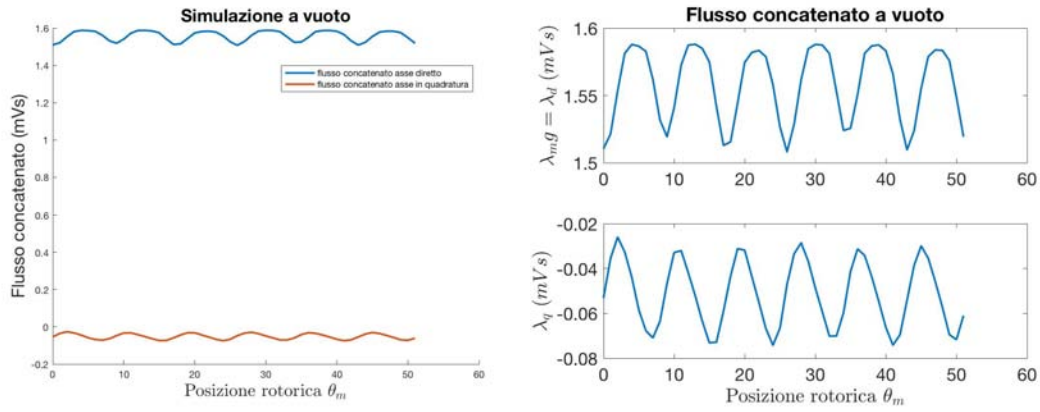


Figura 4.7: Flusso concatenato con l'asse diretto e in quadratura

damento dei flussi concatenati, possiamo determinare l'andamento delle tensioni indotte nelle rispettive fasi attraverso l'espressione:

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (4.27)$$

Per determinarne l'andamento, dovendo derivare il flusso concatenato in funzione del tempo, vengono considerati due istanti successivi corrispondenti a due posizioni successive assunte dal rotore, $\Delta\Lambda_a = f(\Delta\theta_m)$, risultando quindi:

$$E_a = \Delta\Lambda_a \cdot 6n \quad (4.28)$$

La tensione indotta sulla fase a risulta in fig. 4.8a. Il valore di picco della fondamentale

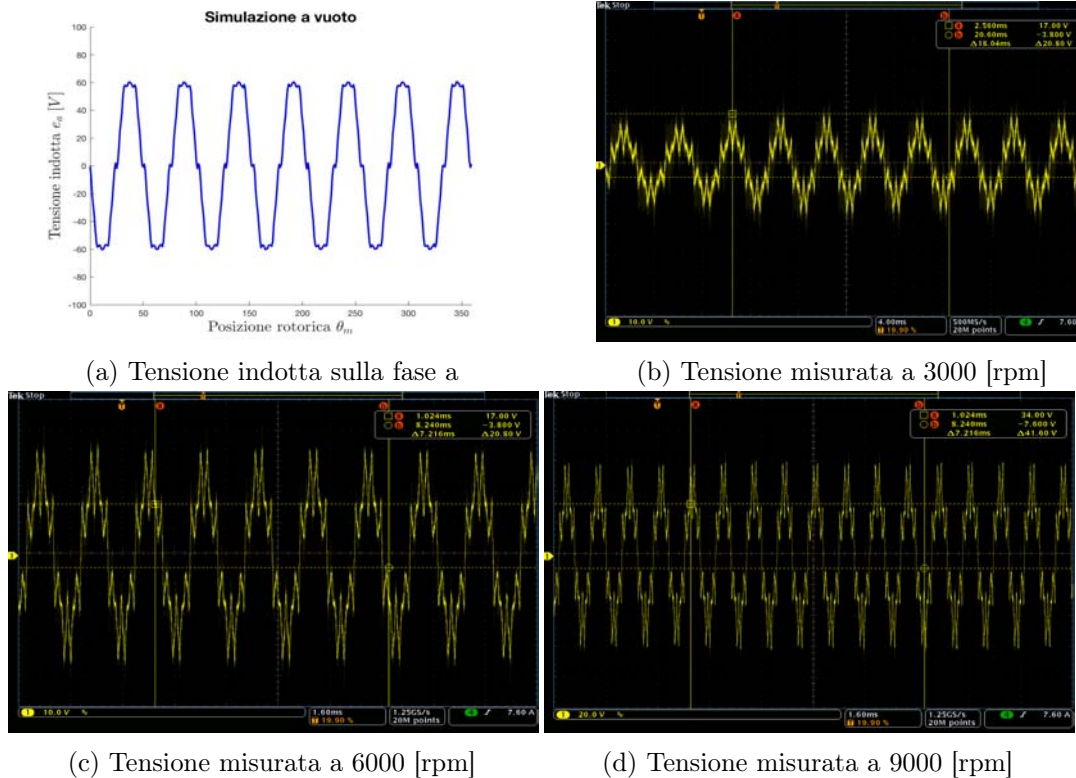


Figura 4.8: Tensioni simulate ed effettivamente misurate per varie velocità di rotazione.

della tensione indotta sulla fase a, \hat{E}_a , dev'essere uguale a:

$$\hat{E}_a = \omega \cdot \hat{\Lambda}_a \quad (4.29)$$

Lo stesso vale per le fasi b e c:

$$\hat{E}_b = \omega \cdot \hat{\Lambda}_b \quad (4.30)$$

$$\hat{E}_c = \omega \cdot \hat{\Lambda}_c \quad (4.31)$$

Altra grandezza di interesse per la prova a vuoto è la coppia di impuntamento, la quale è mostrata in fig. 4.9 al variare dell'angolo meccanico θ_m . Tale coppia a vuoto è

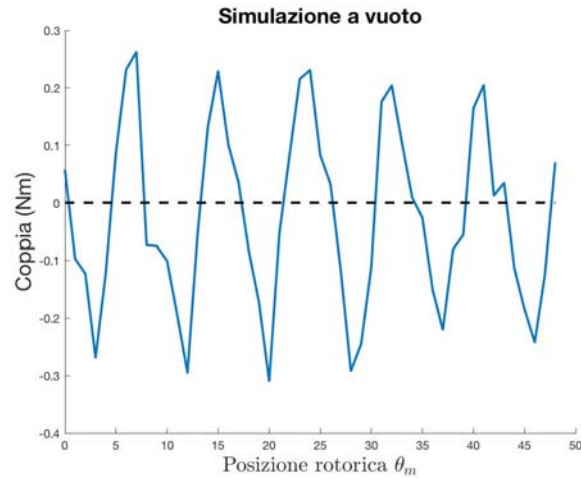


Figura 4.9: Cogging torque

sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con i denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso.

Il valore di riferimento della coppia di impuntamento, detta anche coppia di cogging (*cogging torque*), è il valore picco-picco, essendo il valor medio nullo. Tale valore risulta $T_{cogging} = 0.5716[Nm]$.

4.5.2 Simulazioni a carico

In fig. 4.10 viene mostrato l'andamento delle linee di flusso e una mappa della densità di induzione. Sono state eseguite varie simulazioni nella prova a carico per determinare:

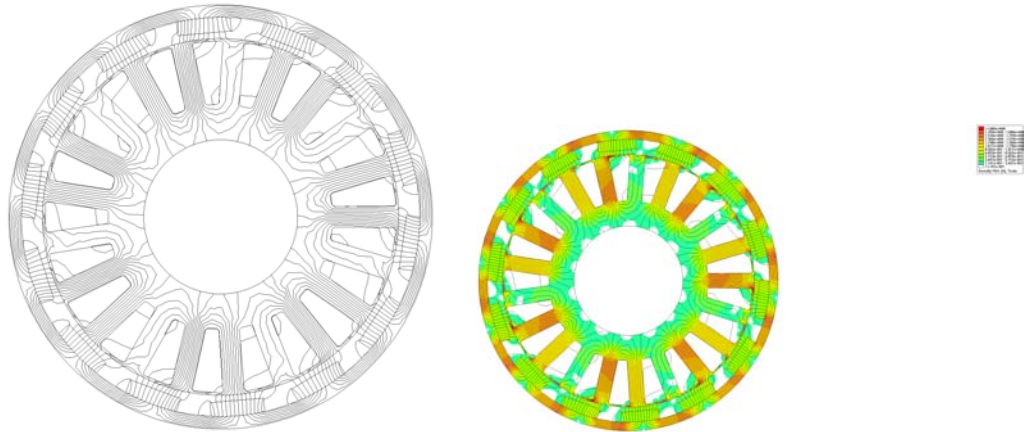


Figura 4.10: Linee di flusso e mappa dell'induzione

- l'andamento dei flussi concatenati con le tre fasi
- l'andamento della coppia in funzione dell'angolo meccanico, $T = f(\theta_m)$
- l'andamento della coppia in funzione della corrente circolante nell'avvolgimento statorico, $T = f(I)$
- per determinati valori di corrente, l'andamento della coppia in funzione dell'angolo elettrico α_{ie} . Tale angolo rappresenta lo sfasamento del relativo vettore spaziale di corrente $\vec{I} = I_d + jI_q$ rispetto all'asse d: poichè tale riferimento ruota in senso antiorario alla velocità di sincronismo, tale angolo coincide con la fase della corrente. Verrà rappresentato quindi l'andamento di $T = f(\alpha_{ie})$
- gli andamenti dei flussi concatenati di asse diretto in quadratura, $\Lambda = f(I)$

Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

1. **Andamento dei flussi concatenati con le tre fasi:** come per la prova a vuoto

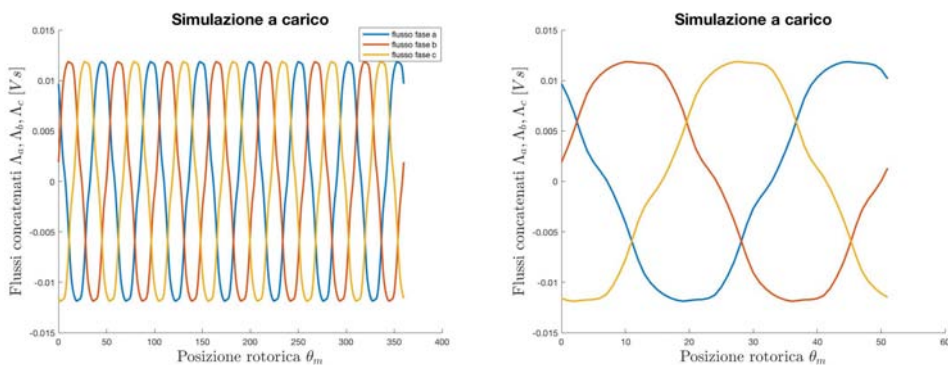


Figura 4.11: Flussi concatenati con le tre fasi

to, sono stati calcolati i flussi concatenati attraverso le espressioni 4.26. Gli andamenti dei flussi concatenati con le tre fasi sono mostrati in fig. 4.11, dove l'immagine di destra è ottenuta per una rotazione di circa 51° meccanici. In fig. 4.12 vengono invece mostrati i flussi concatenati di asse diretto Λ_d e in quadratura Λ_q . È possibile ora, come fatto nella simulazione a vuoto, determinare gli andamenti

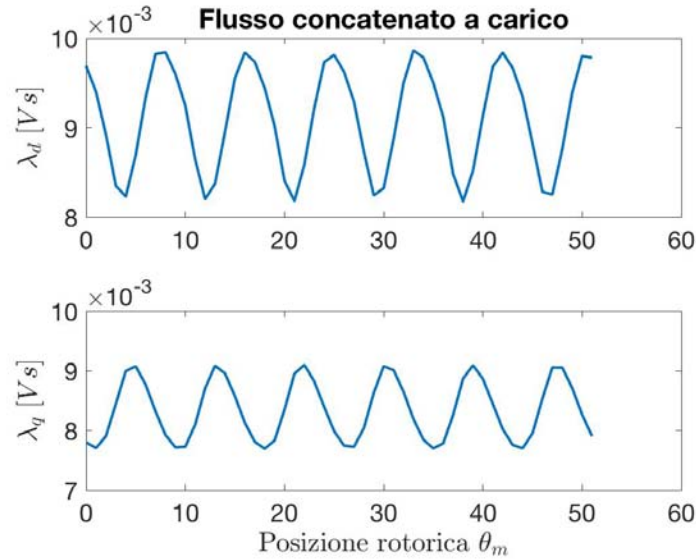
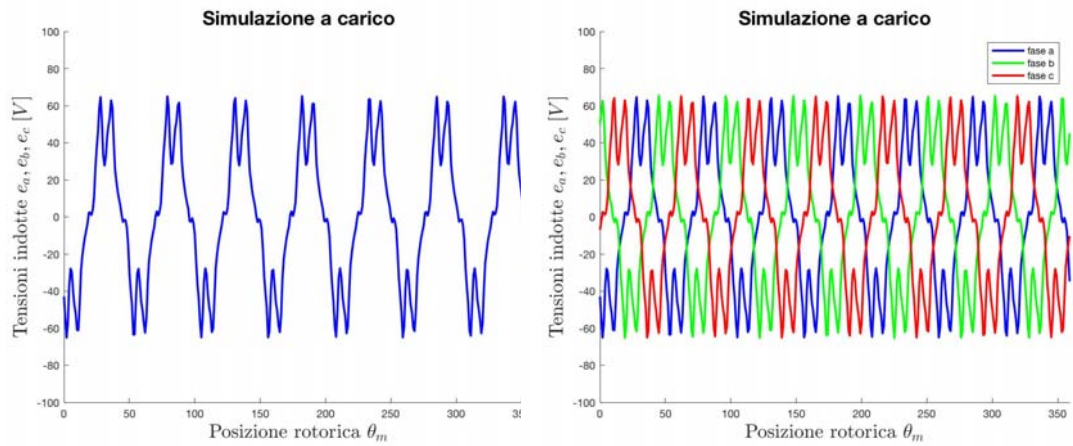


Figura 4.12: Flussi concatenati asse d e asse q a carico

delle tensioni indotte nelle tre fasi, attraverso le espressioni 4.29, 4.30 e 4.31. Il loro andamento è rappresentato in fig. 4.13



(a) Tensione indotta sulla fase a

(b) Tensioni indotte sulle tre fasi

Figura 4.13: Tensioni indotte sulle fasi

2. Andamento della coppia in funzione di θ_m :

la simulazione è stata svolta mantenendo costante il valore dell'angolo di sfasamento, $\alpha_{ie} = 90$.

La coppia prodotta dalla macchina è stata calcolata in due modi diversi:

- attraverso il tensore degli sforzi di maxwell

- considerando il sistema di riferimento sincrono dq attraverso la formula

$$T_{dq} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \hat{\Lambda}_d \cdot \hat{I}_q \quad (4.32)$$

I risultati ottenuti sono rappresentati in fig. 4.14 Com'è possibile notare, la coppia

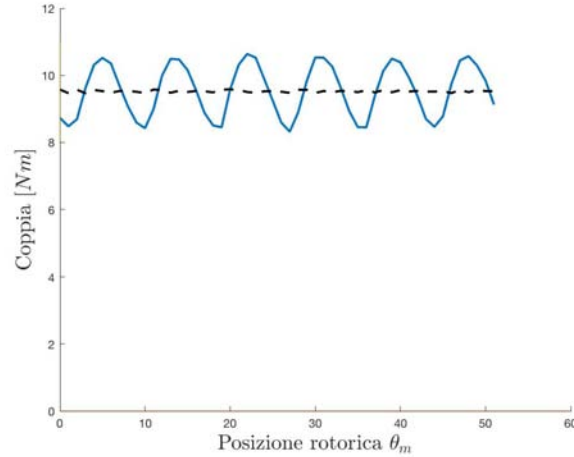


Figura 4.14: Coppia a carico

ottenuta attraverso il metodo del tensore degli sforzi di Maxwell oscilla attorno ad un valore medio pari a $T_n = 9.54 [Nm]$. Possiamo vedere come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valor medio, molto simile a quello stimato in precedenza, con la coppia di impuntamento. Molto simile è anche il valore di coppia calcolato con il secondo metodo risultando essere pari a $T_{dq} = 9.50 [Nm]$.

3. Andamento della coppia in funzione della corrente I_q :

da questa simulazione, eseguita con $\alpha_{ie} = 90^\circ$, possiamo notare l'andamento della coppia in funzione della corrente I_q . Notiamo che, per il valore di corrente $I = I_n = 100 [A]$, otteniamo la coppia calcolata in precedenza pari a circa $T_n = 9.50 [Nm]$. Questa simulazione verrà utilizzata anche in seguito per determinare

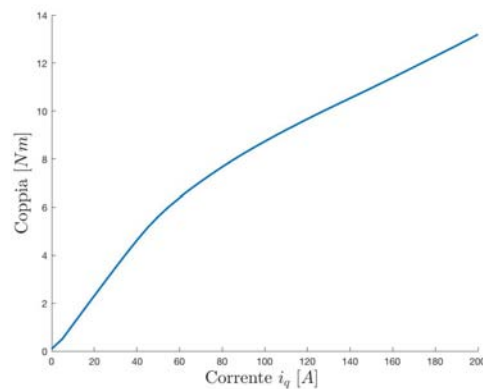


Figura 4.15: Coppia in funzione di I_q

l'andamento del flusso concatenato di asse diretto Λ_d in funzione della corrente.

4. Andamento della coppia in funzione dell'angolo α_{ie} :

è stata eseguita una simulazione che permette di determinare l'andamento della

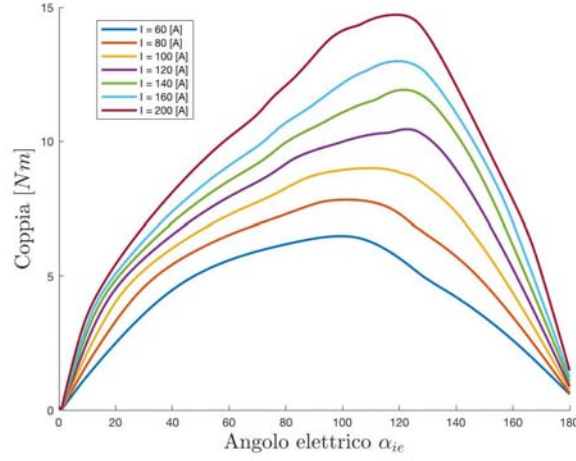


Figura 4.16: Coppia in funzione della fase

coppia in funzione dello sfasamento del fasore della corrente \bar{I} rispetto all'asse diretto. Tale andamento è rappresentato in fig. 4.16. La figura è utile per determinare il luogo dei punti di massima coppia per ampere, che prende il nome di *MTPA - maximum torque per ampere*, ed è determinato dai punti di massimo di ogni singola curva di coppia. Notiamo, inoltre, che considerata una corrente di $\bar{I} = 100 [A]$ nel punto di massimo otteniamo una coppia di circa $T = 10 [Nm]$, a conferma dei risultati ottenuti in precedenza.

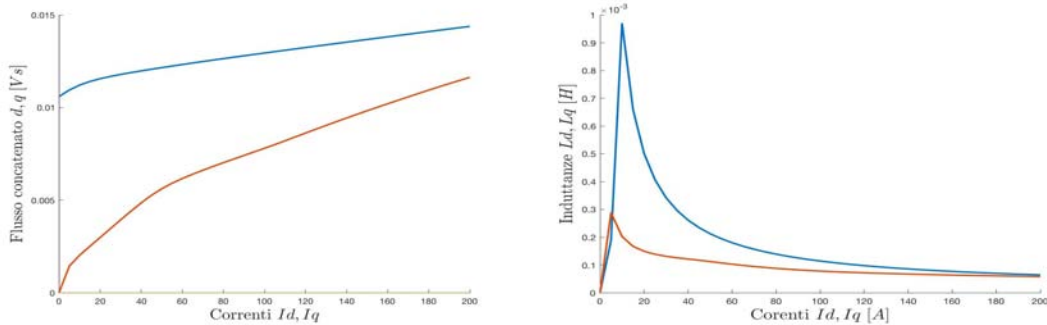
5. Andamento dei flussi concatenati di asse diretto e in quadratura

questa simulazione è stata eseguita a rotore fermo e considerando prima una corrente $I_d = 0$, andando a variare I_q , e successivamente il viceversa. Così facendo sono stati calcolati inizialmente i flussi concatenati come:

$$\Lambda_d = f(I_d) \quad (4.33)$$

$$\Lambda_q = f(I_q) \quad (4.34)$$

Dalle misure dei flussi, funzioni delle rispettive correnti, è stato poi possibile determinare le induttanze di asse diretta e in quadratura. Gli andamenti dei flussi concatenati sono riportati in fig. 4.17a Possiamo notare come per $I_d = 0$, il flusso



(a) Flussi concatenati asse d e asse q (b) Induttanze di asse diretto e in quadratura

Figura 4.17: Flussi concatenati e induttanze di asse diretto e in quadratura.

$\Lambda_d = f(I_d)$ parte dal valore che è stato determinato nel funzionamento a vuoto, pari al flusso concatenato dovuto ai soli magneti permanenti. Dagli andamenti dei

flussi, è ora possibile determinare le induttanze di asse diretto L_d e in quadratura L_q utilizzando la seguente espressione:

$$\begin{cases} \Lambda_d = \Lambda_m + L_d \cdot I_d \\ \Lambda_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (4.35)$$

che riscritta diventa:

$$\begin{cases} L_d = \frac{\Lambda_d - \lambda_m}{I_d} \\ L_q = \frac{\Lambda_q}{I_q} \end{cases} \quad (4.36)$$

Le due induttanze sono rappresentate in fig.fig. 4.17b. Possiamo notare come il valore delle due inntanze si attestino attorno al valore:

$$L = L_d = L_q = 0.1 [mH] \quad (4.37)$$

con L detta *induttanza sincrona*.

Capitolo 5

Inverter dc-ac a commutazione

È necessario studiare ora il componente che interfaccia un sistema in continua ad uno in alternata. Nel presente capitolo, si tratterà quindi una descrizione del più utilizzato generatore trifase di tensione ad ampiezza e frequenza regolabili, noto generalmente come invertitore trifase di tensione o inverter.

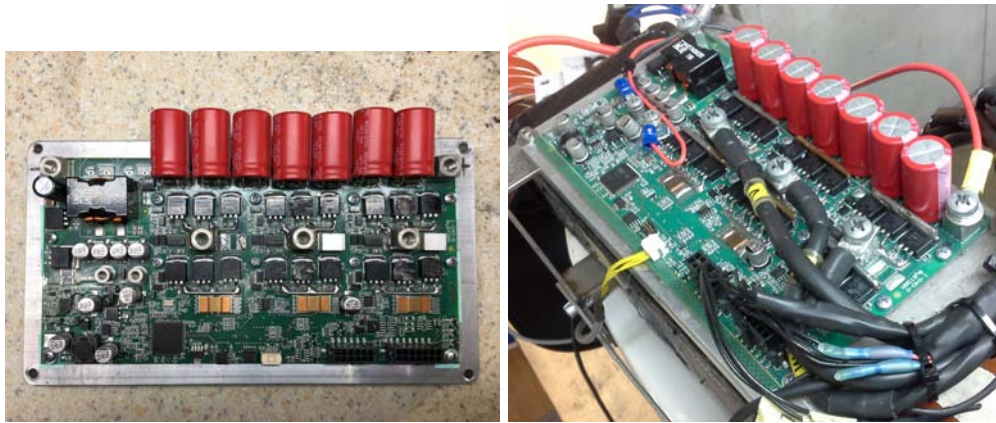


Figura 5.1: Inverter utilizzato nell'azionamento.

5.1 Concetti fondamentali

Gli inverter dc-ac a commutazione sono usati negli azionamenti per motori in corrente alternata dove l'obiettivo è quello di produrre una tensione alternata sinusoidale, della quale si possono controllare sia l'ampiezza, sia la frequenza. Gli inverter, che ricevono una tensione continua in ingresso e ne forniscono in uscita una alternata con le caratteristiche volute, vengono definiti inverter a tensione impressa VSI (*Voltage Source Inverter*).

Nel normale funzionamento da inverter, la potenza fluisce dal lato dc al motore collegato al lato ac. Se però si deve rallentare il motore in alternata, recuperando l'energia cinetica associata alla sua inerzia e al suo carico, la potenza fluisce dal lato ac a quello dc del convertitore. In questa fase, chiamata di frenatura, il motore in alternata funziona come generatore mentre il convertitore a commutazione funziona come un raddrizzatore. Questo richiede che il convertitore sia a due quadranti con una corrente reversibile lato continua.

Gli inverter a tensione impressa (VSI) possono essere suddivisi nelle tre classi generali:

- *Inverter con modulazione a larghezza di impulso*

- *Inverter a onda quadra*
- *Inverter monofase con cancellazione della tensione*

Si analizzerà di seguito l'inverter i cui interruttori siano comandati con modulazione a larghezza d'impulso per dare forma alla tensione d'uscita e controllarla, essendo dimostrabile che la commutazione ad onda quadra è un caso particolare della tecnica di modulazione PWM (*Pulse Width Modulation*). Per valutarne le caratteristiche, si considera inizialmente un inverter monofase nel quale la tensione d'uscita v_o è filtrata al punto che può essere ritenuta sinusoidale, in fig. 5.2. Poichè l'inverter alimenta un

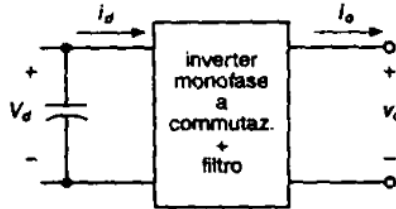


Figura 5.2: Rappresentazione dell'inverter monofase.

carico induttivo, come ad esempio un motore in corrente alternata, i_o è sfasata in ritardo rispetto a v_o . Le forme d'onda della tensione e della corrente d'uscita della fig. mostrano che durante l'intervallo 1 v_o e i_o sono entrambe positive, mentre nell'intervallo 3 sono entrambe negative. Quindi, durante gli intervalli 1 e 3 il flusso di potenza istantanea $p_o = (v_o i_o)$ è diretto dal lato da al lato ac e l'apparato funziona in modalità inverter. Al contrario, durante gli intervalli 2 e 4 v_o e i_o hanno segno opposto e quindi p_o fluisce dal lato ac a quello dc: si ha pertanto il funzionamento da raddrizzatore. Quindi l'inverter, durante ogni periodo della tensione alternata d'uscita, deve funzionare in tutti e quattro i quadranti del piano i_o - v_o .

5.1.1 Commutazione con modulazione a larghezza d'impulso

Uno dei metodi per controllare la tensione d'uscita impiega una frequenza di commutazione costante, per cui si ha un periodo di commutazione costante $T_s = t_{on} + t_{off}$ dove t_{on} e t_{off} rappresentano rispettivamente i tempi di apertura e chiusura dell'interruttore, e modifica la durata della chiusura dell'interruttore. In questa tecnica (PWM), viene variato il *fattore di utilizzazione* (o di intermittenza), normalmente indicato con *duty cycle* D, definito come il rapporto tra il tempo di chiusura e il periodo di commutazione (t_{on}/T_s). Nella commutazione con frequenza costante (PWM), il segnale di comando dell'interruttore, che regola il suo stato (chiuso o aperto), viene generato confrontando una tensione di controllo $v_{controllo}$, a livello di segnale, con un'onda ripetitiva. La frequenza dell'onda ripetitiva con valore di picco costante determina la frequenza di commutazione: in un controllo PWM questa frequenza è tenuta costante ed è scelta in un intervallo compreso tra pochi kHz e alcune centinaia di kHz. Il segnale di controllo, invece, varia molto lentamente nel tempo rispetto alla frequenza di commutazione.

Per ottenere una forma d'onda sinusoidale con una frequenza desiderata, un segnale di controllo sinusoidale con la frequenza desiderata è confrontato con un'onda triangolare, come è mostrato in fig. 5.3. La frequenza dell'onda triangolare stabilisce la frequenza di commutazione degli interruttori ed è tenuta costante assieme alla sua ampiezza \hat{V}_{tri} : tale frequenza è detta anche *frequenza portante* [1]. Il segnale di controllo $v_{controllo}$ è usato per modulare il duty cycle dell'interruttore e ha la frequenza f_1 , che è la frequenza desiderata per la prima armonica della tensione d'uscita dell'inverter, detta anche *frequenza modulante*, non essendo la tensione d'uscita dell'inverter un'onda sinusoidale

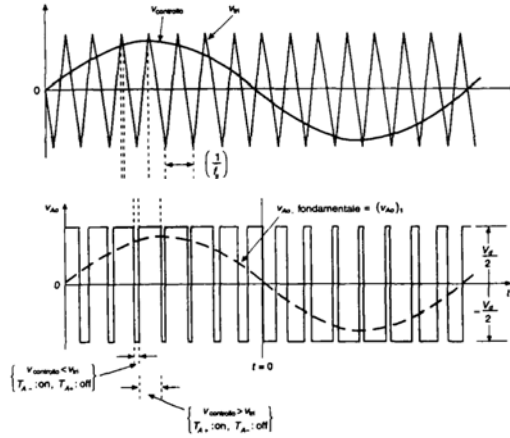


Figura 5.3: Modulazione a larghezza d'impulso.

perfetta ma contenente armoniche a frequenze multiple di f_1 . Il rapporto di modulazione d'ampiezza m_a è definito come

$$m_a = \frac{\hat{V}_{controllo}}{\hat{V}_{tri}} \quad (5.1)$$

nella quale $\hat{V}_{controllo}$ è il valore massimo del segnale di controllo e \hat{V}_{tri} è l'ampiezza del segnale triangolare. Il rapporto di modulazione di frequenza m_f è definito come

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (5.2)$$

Consideranto un ramo dell'inverter monofase, in fig. 5.3, i due interruttori presenti non sono mai aperti contemporaneamente e la tensione d'uscita varia quindi tra due valori, $(1/2)V_d$ e $-(1/2)V_d$.

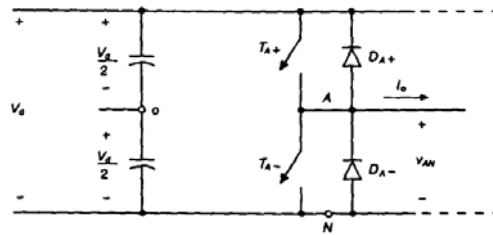


Figura 5.4: Ramo di un inverter monofase.

5.2 Inverter trifase

Il circuito più frequentemente usato per un invertitore trifase è costituito da tre rami (o gambe), uno per ogni fase, come mostrato in fig. 5.5. L'uscita di ciascun ramo, per esempio v_{AN} riferita al morsetto negativo del dc bus, dipende solo da V_d e dallo stato dell'interruttore. La tensione d'uscita non dipende dalla corrente del carico poichè non esiste istante in cui tutti gli interruttori sono aperti. Assumendo ideali gli interruttori, si trascura il tempo morto richiesto nei circuiti reali: perciò la tensione d'uscita non dipende dalla direzione della corrente nel carico. L'inverter trifase utilizzato nell'azio-

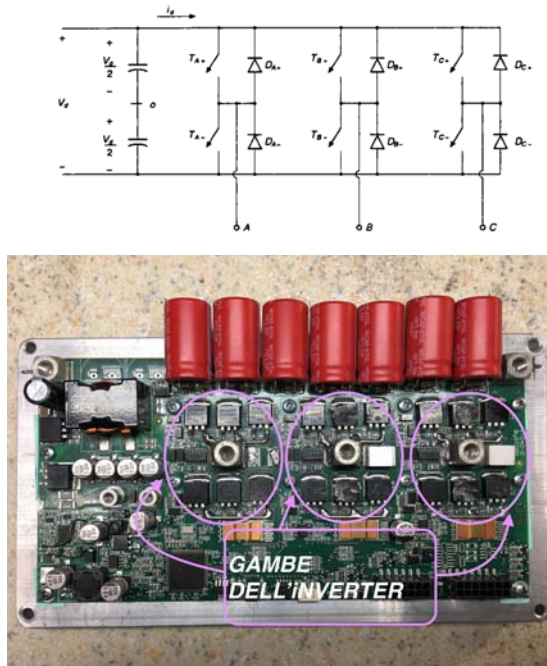


Figura 5.5: Rappresentazione dell'inverter trifase.

namento presenta le seguenti caratteristiche:

Parametro	Valore
Tensione al DC link	48 [V]
Corrente di fase	150 [A]
Frequenza di switching	20 [kHz]
Componenti utilizzati	18 MOSFET
Dead time	2 [μ s]
PCB	6 strati

5.2.1 PWM in un inverter trifase a tensione impressa

Negli inverter trifase con modulazione a larghezza di impulso lo scopo è quello di dare forma e controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione trifase d'uscita, avendo una tensione d'ingresso V_d sostanzialmente costante. Per avere tensioni d'uscita trifase equilibrate in un inverter PWM trifase, la stessa tensione con la forma d'onda triangolare è confrontata con tre tensioni sinusoidali di controllo che sono tra di loro sfasate di 120° , mostrato in fig. 5.6. Dalla fig. 5.7 si nota che lo stesso valore della componente continua

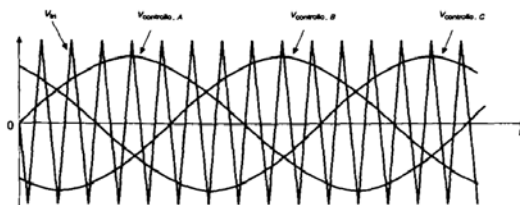


Figura 5.6: Confronto tra la forma d'onda triangolare e le sinusoidi di tensione .

è presente nelle tensioni d'uscita v_{AN} e v_{BN} , misurate rispetto al morsetto negativo del dc bus. Queste componenti continue non compaiono nelle tensioni concatenate, come si

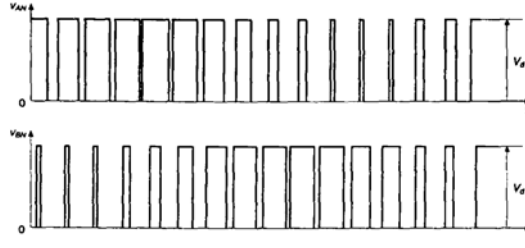


Figura 5.7: Tensioni d'uscita rispetto al morsetto negativo del dc bus.

vede per esempio nella v_{AB} mostrata in fig. 5.8. Nella stessa figura, si può notare una reale visualizzazione della tensione concatenata.

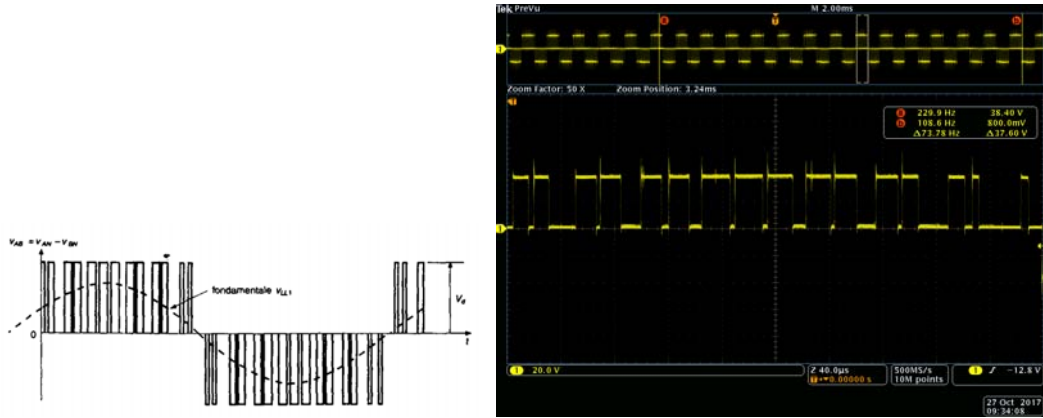


Figura 5.8: Tensione concatenata risultante.

5.2.2 Modulazione in zona lineare)

Nella zona lineare, quindi con $m_a \leq 1$, la prima armonica della tensione d'uscita varia in modo lineare con il rapporto m_a di modulazione d'ampiezza. Il valore massimo della prima armonica in uno dei rami dell'inverter è

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (5.3)$$

Quindi, il valore efficace della tensione concatenata alla frequenza fondamentale, dovuto a uno sfasamento di 120° tra le tensioni di fase, può essere scritto come

$$V_{LL1}(\text{concatenata}, \text{rms}) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 \cong 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1) \quad (5.4)$$

5.2.3 Sovramodulazione

In una modulazione PWM con sovrarmodulazione ($m_a > 1$), è ammesso che il valore massimo della tensione di controllo sia superiore a quello della triangolare. Diversamente dalla zona lineare, in questa modalità di funzionamento l'ampiezza della prima armonica della tensione non aumenta in proporzione a m_a [1]. Questo è mostrato in fig. 5.9, dove il valore della prima armonica della tensione concatenata V_{LL1} è rappresentato in funzione di m_a . Per un valore abbastanza elevato di m_a il PWM trifase degenera nelle forme d'onda di un inverter ad onda quadra. Questo permette di ottenere il massimo valore di V_{LL1} uguale a $0.78V_d$.

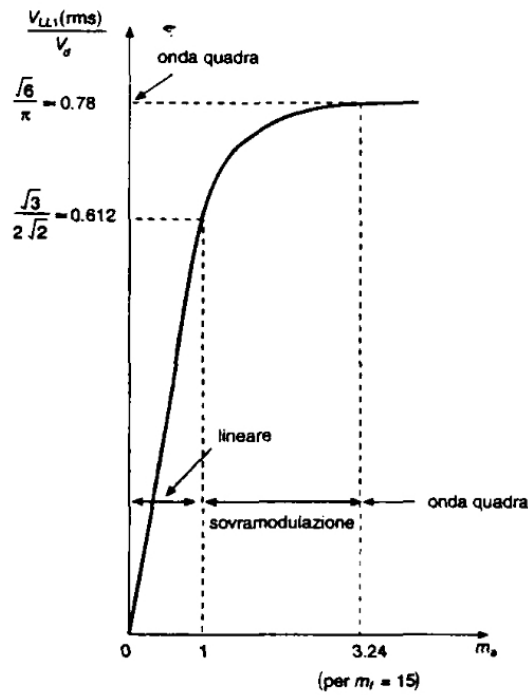


Figura 5.9: Modulazione lineare e sovramodulazione.

5.2.4 Modalità di funzionamento come raddrizzatore

Com'è già stato discusso nei paragrafi precedenti, questi convertitori statici possono passare gradualmente dalla modalità inverter a quella raddrizzatore. Si ha, ad esempio, il funzionamento da raddrizzatore durante la frenatura di motori ad induzione alimentati da un convertitore statico, oppure come nel caso studiato, durante il funzionamento da generatore della macchina elettrica quando il controllo della tensione del dc bus interviene sulla necessità di invertire il flusso di potenza.

Assumendo una condizione di funzionamento equilibrato e a regime, un convertitore trifase può essere studiato considerando una singola fase. Considerando una singola fase del sistema trifase raffigurato in fig. 5.10, viene valutata solo la frequenza fondamentale, trascurando le armoniche alla frequenza di commutazione. Nella fig. 5.11, è mostrata

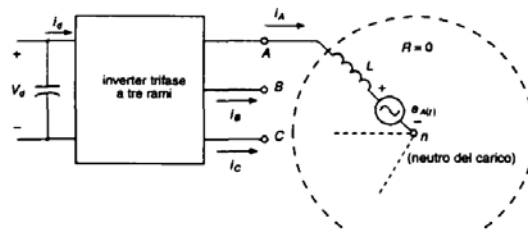


Figura 5.10: Inverter e carico (motore/generatore).

la modalità di funzionamento da motore nella quale la tensione del convertitore V_{An} applicata al motore anticipa E_a di un angolo δ . La componente attiva reale $(I_a)_p$ di I_a è in fase con E_a e quindi il convertitore funziona come inverter. Può essere controllato l'angolo di fase (così come l'ampiezza) della tensione alternata prodotta dall'inverter. Se, invece, la tensione del convertitore V_{An} segue la tensione E_a con lo stesso angolo δ di prima (tenendo costante V_{An}), il diagramma fasoriale della fig. 5.12 mostra che la

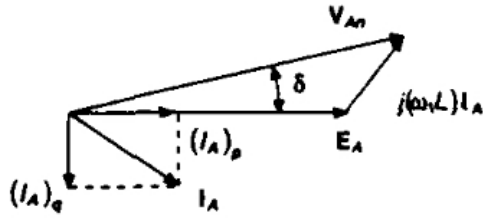


Figura 5.11: Modalità motore.

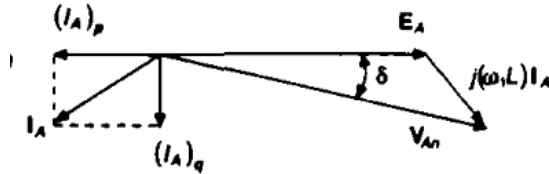


Figura 5.12: Modalità generatore.

componente attiva $(I_a)_p$ di I_a è ora sfasata di 180° rispetto a E_a e ne risulta il funzionamento da come raddrizzatore, nel quale la potenza fluisce dal motore al lato dc del convertitore. In realtà, V_{An} può essere controllata sia in ampiezza (entro certi limiti) sia in fase, permettendo così un controllo sull'ampiezza della corrente e sul livello della potenza. Supponendo che E_a non possa cambiare istantaneamente, la fig. 5.13 rappresenta il luogo del fasore V_{An} .

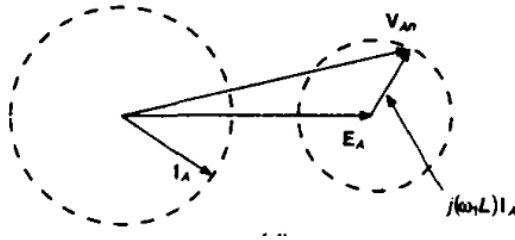


Figura 5.13: Luogo del fasore V_{An} .

senta il luogo del fasore V_{An} , che mantiene costante l'ampiezza della corrente. Le forme d'onda di figura 5.6 possono essere usate per spiegare come controllare l'ampiezza di V_{An} , così come la sua fase per una data (costante) V_d . È ovvio che controllando l'ampiezza dell'onda sinusoidale $v_{controllo,a}$ di riferimento, può essere variato V_{An} . In modo simile, cambiando la fase di $v_{controllo,a}$ rispetto a E_a , si può variare l'angolo di fase di V_{An} . In un funzionamento equilibrato, le tensioni di controllo delle fasi B e C hanno uguale ampiezza, ma sono sfasate di $\pm 120^\circ$ rispetto alla tensione di controllo della fase A.

Capitolo 6

Valutazione delle prestazioni: test su banco e su strada

6.1 Introduzione: attività svolte

In questo capitolo verranno illustrate le attività svolte in merito alla valutazione delle prestazioni raggiunte dal motociclo. Dopo una prima fase di assemblaggio, cablaggio e disposizione dei componenti, è stato possibile proseguire con le fasi di regolazione e collaudo del primo prototipo di motociclo ibrido. Le attività sono state svolte inizialmente su banco a rulli, come può essere notato dalla fig. 6.1 presente in azienda, e successivamente su strada. Il lavoro svolto è stato focalizzato e può quindi essere

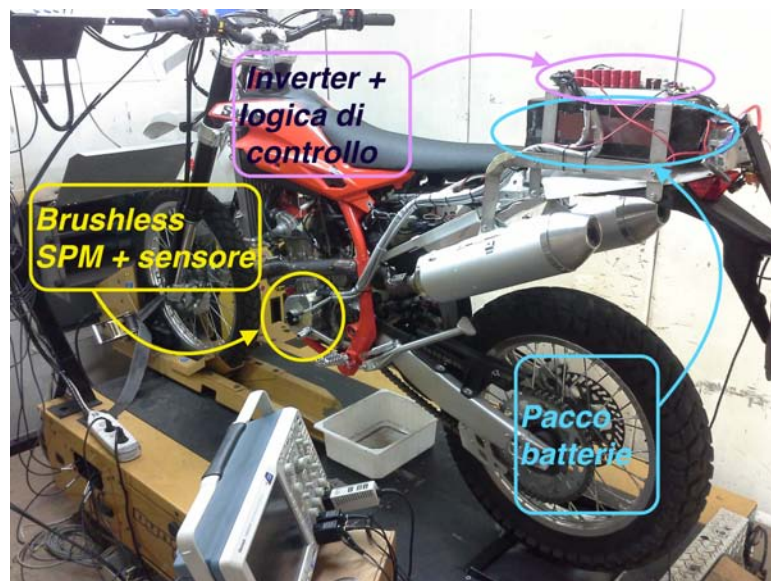


Figura 6.1: Motociclo in fase di test con relativa strumentazione su banco a rulli

raggruppato in quattro grandi categorie, tre delle quali corrispondono alle principali modalità di funzionamento:

- *avviamento del motociclo;*
- *contributo di coppia da parte del motore elettrico al motore endotermico;*
- *generazione di energia elettrica per il mantenimento bilanciato del sistema;*
- *valutazione delle prestazioni del pacco batterie.*

Durante il periodo di test su banco, fondamentale è stata inizialmente la calibrazione del sensore di posizione che conseguentemente ha portato ad una più accurata fasatura del motore, necessaria per ottenere un ottimale avviamento del motociclo. Sono state poi eseguite tutte le regolazioni dei parametri quali, ad esempio, le costanti proporzionale ed integrativa k_p e k_i dei regolatori presenti negli anelli di velocità e corrente ed i valori ottimali di corrente, con il fine di garantire un funzionamento stabile e sicuro.

Dopo questo importante e indispensabile periodo, grazie all'aiuto del banco a rulli e alla presenza di un pilota, potendo così simulare il normale funzionamento del motociclo in marcia, è stato possibile valutare e migliorare le prestazioni garantendo una più efficace stabilità del sistema, intesa come bilancio energetico tra erogazione e generazione, e cosa più importante, un miglior feeling di guida.

All'avvenuto raggiungimento di risultati soddisfacenti su banco, è stato infine possibile utilizzare il motociclo su strada e, grazie all'installazione a bordo di un'acquisizione dati (particolare mostrato in fig. 6.2) è stato possibile registrare e successivamente analizzare



Figura 6.2: Display e relativa scheda di filtraggio dei segnali per l'acquisizione dati

i dati ricavati durante la guida. Ciò ha permesso di riscontrare problemi ed imperfezioni che non sorgevano durante le prove su banco, così da poter risolvere e ulteriormente migliorare la sensazione di guida.

6.2 Regolazione dei parametri

La parte fondamentale del lavoro svolto con il fine di conseguire un ottimo avviamento come anche una buona sensazione di guida, è occupata dalla regolazione dei parametri, i più importanti dei quali possono essere riassunti in:

- acquisizione e calibrazione del sensore di posizione ad effetto hall di tipo seno/coseno, il cui segnale acquisito è mostrato in fig. 6.3.

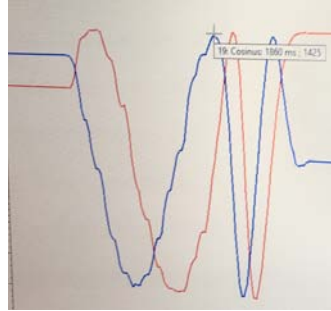


Figura 6.3: Esempio di segnale acquisito dal sensore di posizione

- regolazione delle costanti proporzionale ed integrativa, k_p e k_i , degli anelli di velocità e di corrente nonché la regolazione dei valori di corrente stessi. Un esempio è riportato in fig. 6.4. La regolazione dei parametri appena citati ha comportato

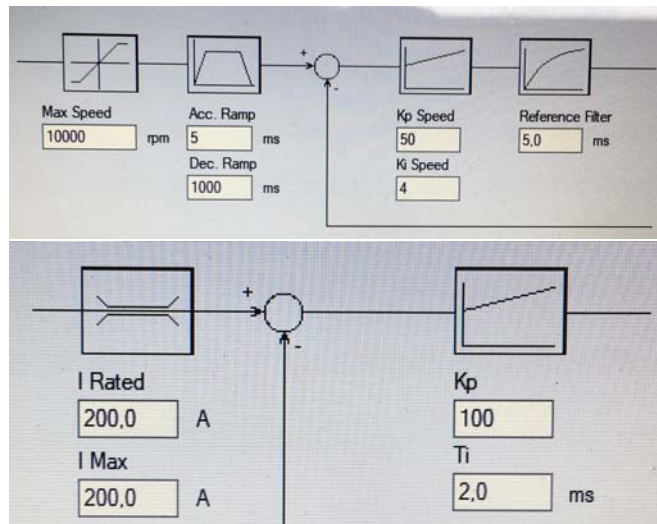


Figura 6.4: Interfaccia grafica per la regolazione delle costanti e dei valori di corrente

una lunga serie di prove su banco, soprattutto nella fase di accelerazione in folle, derivante dalla complessità del sistema ibrido: dalle immagini che seguiranno è possibile notare come all'aumentare del numero di giri motore, $[rpm]$, il controllo faccia fatica a seguire l'andamento del riferimento (*setpoint*), osservabile in fig. 6.6, comportando una diminuzione e in alcune occasioni la perdita del contributo elettrico. Innanzitutto, in fig. 6.5 viene mostrata la differenza tra l'azione del controllo durante un'accelerazione quando è attivo il sistema ibrido (figura a destra) e quando agisce solamente il motore endotermico (figura a sinistra): in rosso possiamo notare il *feedback* di velocità, in viola e blu rispettivamente il *setpoint* di corrente di asse in quadratura e la reale corrente, in azzurrino la corrente di asse diretto.

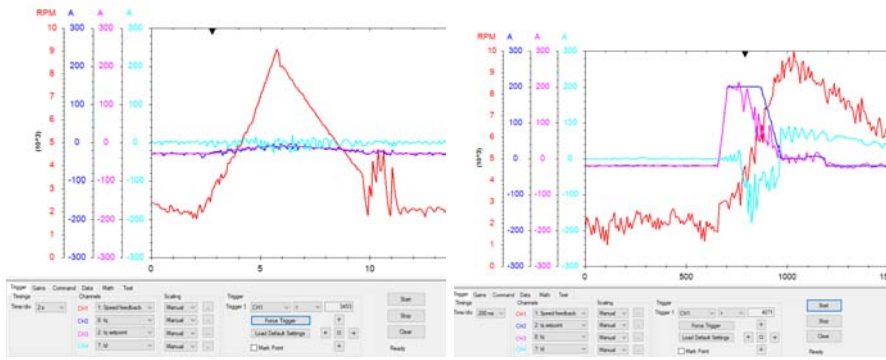


Figura 6.5: Paragone tra due tipologie di funzionamento

Quanto detto in precedenza deriva dal fatto che il contributo elettrico risulta preponderante fino al raggiungimento di determinati regimi, superati i quali il sistema endotermico risulta predominante. Ciò, dopo una lunga serie di prove, regolazioni e miglioramenti degli algoritmi di controllo, non ha comportato il non raggiungimento di livelli soddisfacenti per quanto detto sopra, come può essere notato dalla fig. 6.7.

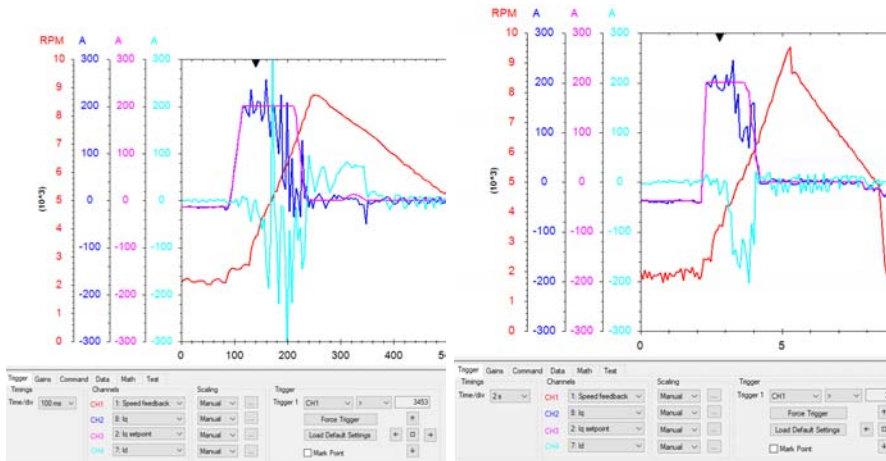


Figura 6.6: Accelerazione in folle e valutazione del controllo

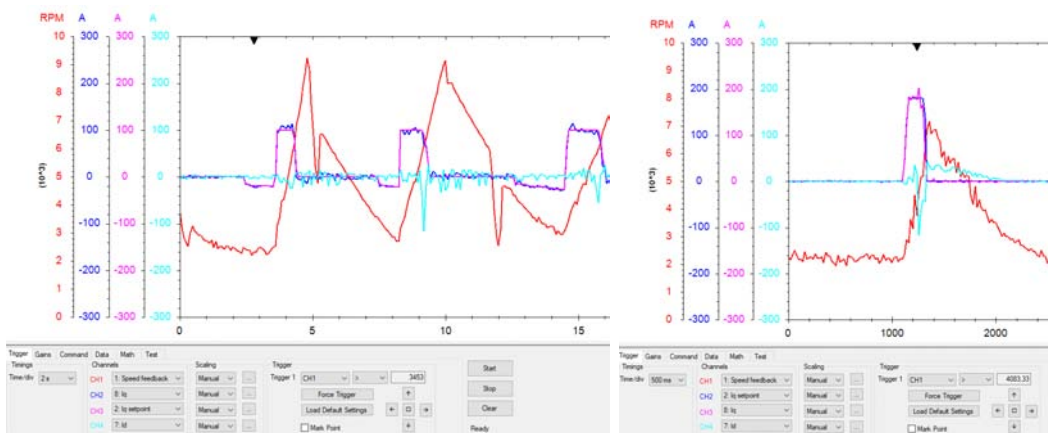


Figura 6.7: Accelerazioni successive in folle e valutazione del controllo

- regolazione dei parametri necessari all'utilizzo in marcia del motociclo. Sfruttando l'utilizzo del banco a rulli, è stato successivamente possibile simulare il funzionamento su strada, rappresentato in fig. 6.8, andando ad agire su quei parametri che ne permettono un buon feeling di guida, evitando ad esempio buchi o strappi di coppia, e contribuiscono al bilanciamento energetico del sistema. Particolare at-

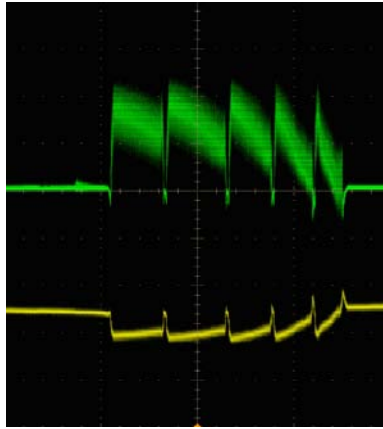


Figura 6.8: Esempio di inserimento marce 1-5 (in verde corrente di batteria, in giallo tensione DC-link)

tenzione è stata prestata alle fasi di "boost", ovvero le fasi di accelerazione in cui si ha l'aumento di coppia dovuta al contributo elettrico, e le fasi di ricarica in cui la macchina elettrica, nel funzionamento da generatore, restituisce alla sorgente di alimentazione l'energia erogata, rappresentato in fig. 6.9. Come si può notare, in

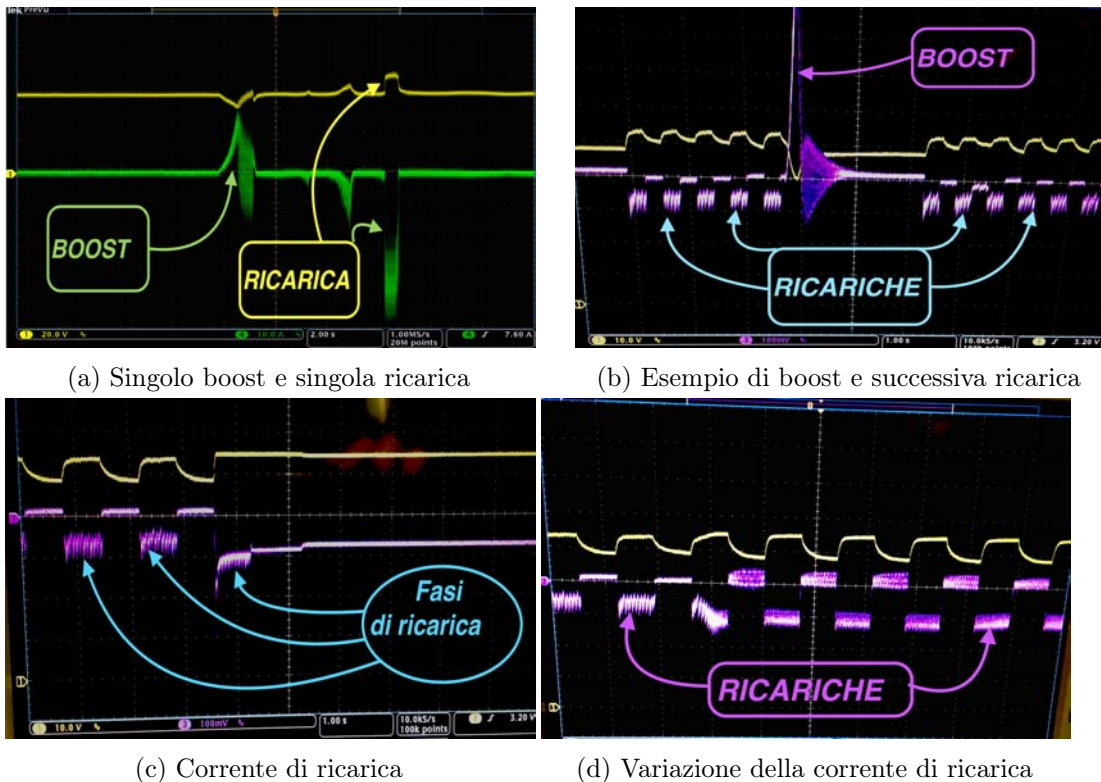


Figura 6.9: Valutazione della corrente di batteria e della tensione al DC-link nelle modalità di boost e ricarica.

particolare nelle fig. 6.9c e 6.9d, si possono avere differenti livelli della corrente di

ricarica: ciò è strettamente legato alle prestazioni della sorgente di alimentazione, quindi al pacco batterie utilizzato, e all'algoritmo di controllo della tensione al DC-link, che verrà trattato nel prossimo paragrafo.

6.3 Prestazioni del pacco batterie

La valutazione delle prestazioni del pacco batterie e conseguentemente lo studio e il miglioramento dell'algoritmo di controllo della tensione al DC-link ha occupato un notevole periodo, cronologicamente posto tra le varie prove su strada. Questo perchè molto spesso le prove su banco non possono far pervenire le problematiche che solo la guida su strada può mettere alla luce, come ad esempio percorsi che prevedevano una predominante percentuale di salita. Verrà quindi ora mostrato il circuito utilizzato per il test e successivamente analizzati i risultati ottenuti.

6.3.1 Strumentazione e circuito di test

In fig. 6.10, è mostrato il banco con la strumentazione e i dispositivi che sono stati utilizzati per eseguire i test. Gli strumenti utilizzati sono:

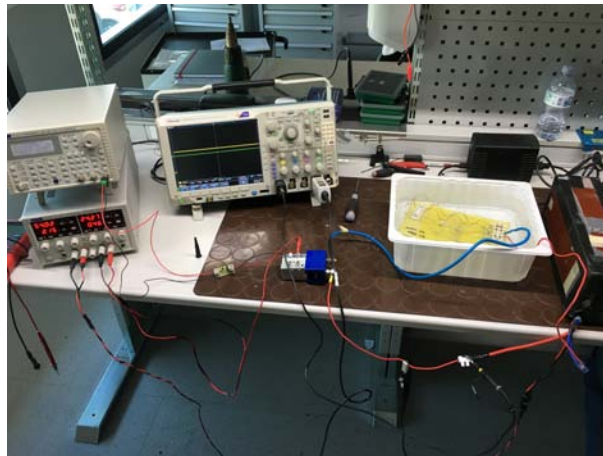


Figura 6.10: Strumentazione utilizzata per eseguire i test

- generatore di funzioni: è stato programmato per generare un segnale ad onda quadra di periodo $T = 6$ [s] e duty cycle pari a 83.3%. L'uscita dell'alimentatore è collegata all'ingresso della schedina che verrà spiegata successivamente;
- alimentatore DC: alimenta a tensione $V = 24$ [V] la bobina di eccitazione del teleruttore, come si può notare dalla fig. 6.11;

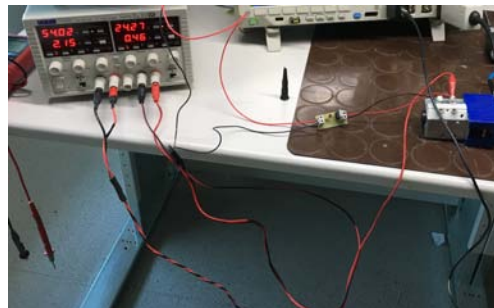


Figura 6.11: Alimentatore e teleruttore

- oscilloscopio per l'acquisizione dei segnali di tensione e corrente;
- teleruttore: interrompe, durante le fasi di T_{off} del segnale ad onda quadra, il circuito composto dal pacco batterie e dal carico resistivo;
- scheda di pilotaggio della bobina di eccitazione del teleruttore, mostrata in fig. ?? e composta da: una resistenza, un BC337 (*Amplifier transistor*) e un NTS40120. La schedina amplifica e comanda, secondo il segnale in ingresso, l'apertura o la chiusura del contatto principale del teleruttore;



Figura 6.12: Scheda di pilotaggio teleruttore

- carico resistivo;
- pacco batterie.

6.3.2 Analisi dei risultati

Le valutazioni che sono state eseguite, per diversi valori di carico, possono essere riassunte in:

- entità della caduta di tensione nel passaggio dalla condizione di circuito a vuoto, quindi con i contatti del teleruttore aperti, a quella con il carico inserito, mostrato in fig. 6.13;

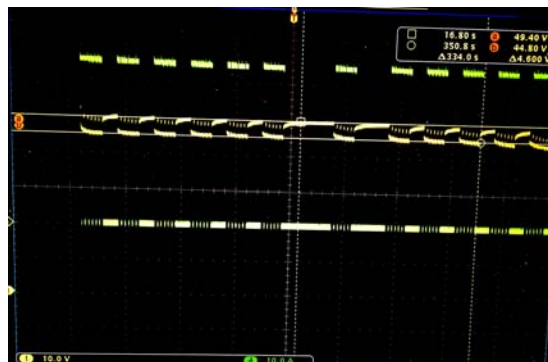


Figura 6.13: Valutazione della caduta di tensione da vuoto a carico

- tempistiche di ripristino della tensione nel passaggio carico a vuoto;
- riduzione e andamento della tensione disponibile dopo aver compiuto alcune serie di cicli vuoto-carico, in fig. 6.14.

In particolare, com'è possibile notare nell'immagine di destra, si giunge ad un livello minimo di tensione in cui interviene il *B.M.S - Battery Management System*, inteso al pacco batterie, staccando il positivo di batteria e quindi non alimentando più il circuito

a cui essa è collegata. Ciò comporterebbe alla diminuzione e alla perdita del contributo elettrico o come nel caso di questo motociclo, essendo il pacco di batterie l'unica fonte di alimentazione, lo spegnimento totale. È quindi fondamentale implementare un controllo

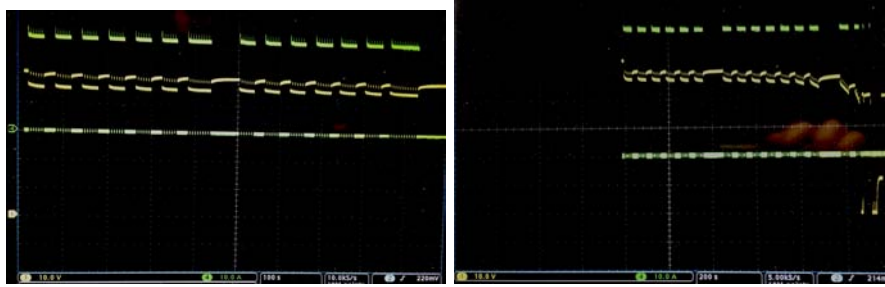


Figura 6.14: Andamenti della tensione (in giallo) disponibile durante i vari cicli

che non porti mai alle condizioni appena citate ma che, sulla base delle valutazioni delle prestazioni desiderate in funzione del livello di tensione, mantenga nelle successive fasi di boost e di ricarica una tensione entro determinati limiti, caratteristici delle diverse tipologie di batterie.

6.4 Acquisizione dati e prova su strada

Il motociclo è stato dotato di un display con funzionalità di visualizzazione e data-logger, quindi con la possibilità di poter analizzare in un secondo momento i dati memorizzati. Ciò ha permesso di testare la motocicletta su differenti tipologie di percorso e, dopo un attento studio dei dati acquisiti, migliorare gli algoritmi di controllo nonchè modificare quei parametri che con le sole prove su banco risultavano adatti. Viene ora illustrata la strumentazione utilizzata e successivamente mostrate alcune visualizzazioni dei dati registrati durante la guida su strada.

6.4.1 Strumentazione utilizzata e segnali acquisiti

La strumentazione utilizzata nell'intero sistema di acquisizione dati può essere suddivisa come segue:

- *display* raffigurato in fig. 6.15, la cui visualizzazione dei dati acquisiti può essere



Figura 6.15: Esempio di configurazione display

personalizzata a piacimento. In particolare, il modello utilizzato riceve in ingresso

6 tensioni analogiche con diverse risoluzioni, 2 ingressi digitali e molte altre tipologie di ingresso;

- *scheda dei trasduttori di corrente* in fig. 6.16, in cui sono stati utilizzati tre sensori di corrente, *LEM HO 240-P*, ad effetto hall che generano in uscita un segnale analogico. Sono state misurate due correnti di fase e il positivo di batteria;



Figura 6.16: Scheda con i trasduttori di corrente

- *scheda principale di ricezione e filtraggio dei segnali* in fig. 6.17, posta nella parte frontale della motocicletta sotto al display, riceve in ingresso tutti i segnali da acquisire e, dopo averli filtrati, escono in un unico connettore cablato collegato direttamente con il display. Oltre ai segnali provenienti dai sensori di corrente e

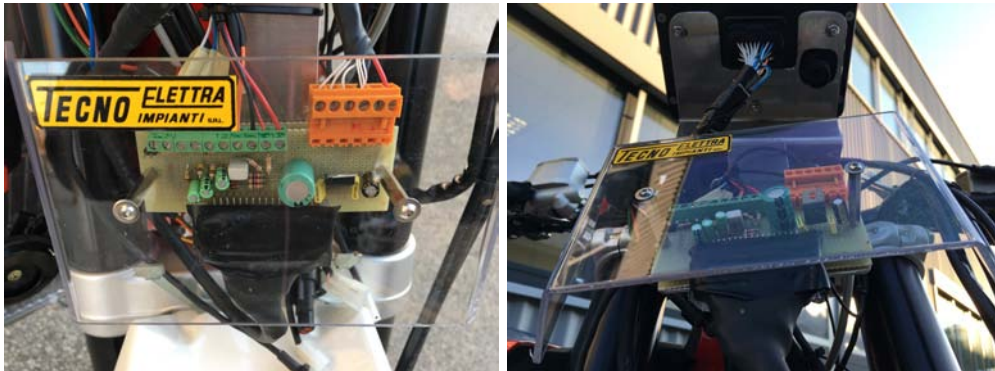


Figura 6.17: Scheda principale di ricezione e filtraggio dei segnali

a quelli necessari per l'alimentazione di tutto il sistema di acquisizione, sono stati acquisiti:

Tensione batteria segnale prelevato dal DC-link

TPS *throttle position sensor*, ovvero il sensore di posizione della valvola a farfalla, che varia in base all'apertura della manopola del gas. Tale segnale è stato prelevato via *CAN - Controlled Area Network* dalla centralina della motocicletta;

RPM velocità di rotazione del motore endotermico, prelevato anch'esso via *CAN* dalla centralina;

Sonda NTC o termoresistenza, per misurare le temperature raggiunte nell'inverter;

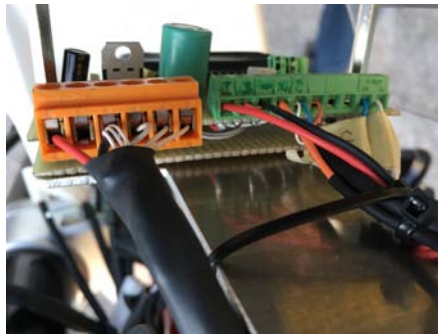


Figura 6.18: Particolare delle morsettiere in ingresso

6.4.2 Visualizzazione e analisi dei dati dopo le prove su strada

Verranno mostrate ora alcune immagini, prese dal software di visualizzazione dei dati acquisiti durante varie prove su strada, che sono significative delle modalità di funzionamento della motocicletta ibrida. Vengono inizialmente confrontate due situazioni in cui si può notare la differenza tra la presenza del contributo elettrico e non, facilmente deducibile guardando il segnale viola corrispondente alla corrente di batteria erogata in fig. 6.19. Nella fig. 6.20 si può notare, invece, l'alternanza delle fasi di boost e quelle

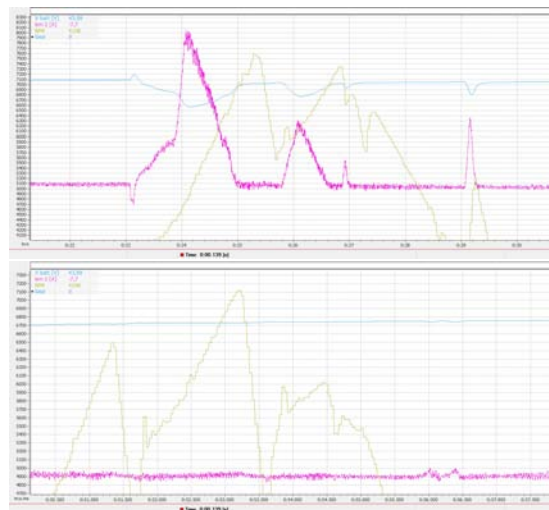


Figura 6.19: Presenza del contributo elettrico

di ricarica: in azzurino è rappresentato, all'incirca, l'andamento del livello medio della tensione disponibile dopo una serie di boost successivi. Come già detto in precedenza,

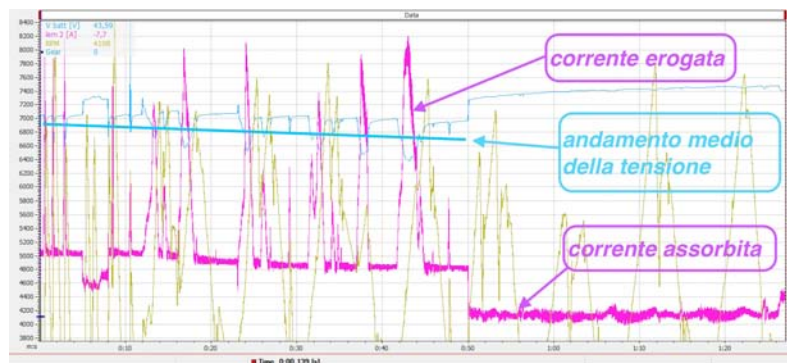


Figura 6.20: Fasi di boost e di ricarica

è importante evitare che tale andamento discendente arrivi ad una condizione troppo degenerativa che porta all'intervento del BMS togliendo quindi alimentazione al sistema, come può essere notato in fig. 6.21. Quindi, per evitare il crearsi di situazioni come

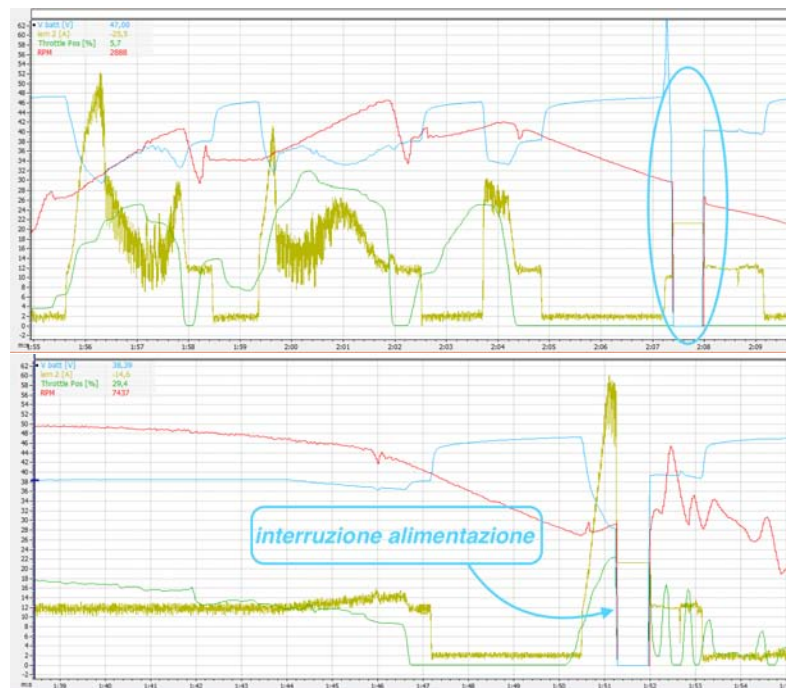


Figura 6.21: Intervento del BMS e interruzione dell'alimentazione.

questa, è necessario implementare un accurato controllo sui livelli di tensione permessi e cercando congiuntamente di pareggiare il bilancio energetico durante le fasi di erogazione e di ricarica, anche se ciò può comportare di non avere subito a disposizione il contributo elettrico nella fase di boost, come mostrato in fig. 6.22.

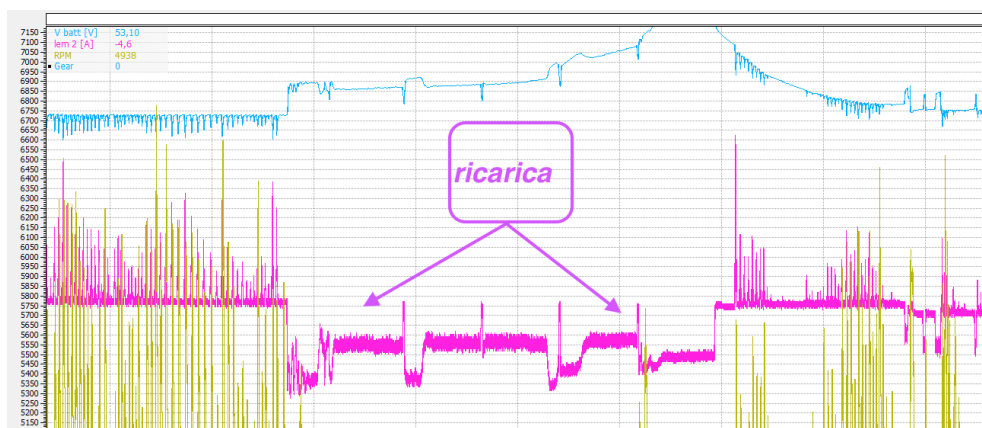


Figura 6.22: Ricarica necessaria per il bilancio energetico

Capitolo 7

Conclusioni

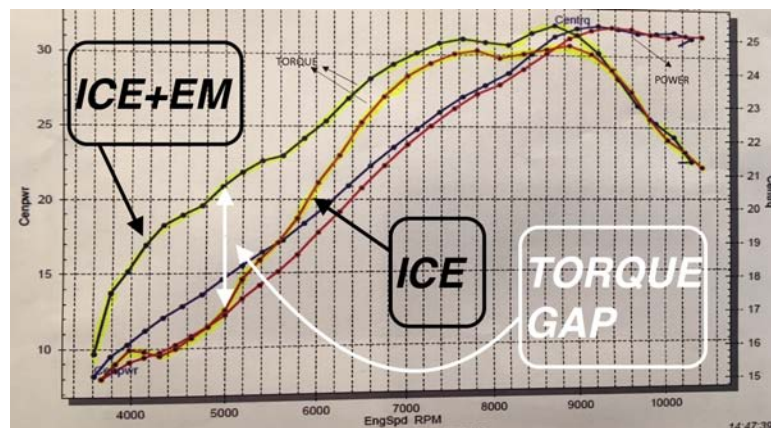


Figura 7.1: Confronto tra le coppie e le potenze della motocicletta

A conclusione del tirocinio svolto, è corrisposta la fine dello sviluppo del primo prototipo di motociclo ibrido nelle sue componenti fondamentali, quali soprattutto le strategie di controllo. Come può essere notato dalla fig. 7.1, il contributo del motore elettrico, per regimi di rotazione durante i quali veniva richiesto un aumento delle prestazioni, risulta soddisfacente sia in termini di confronto delle curve di coppia che della guida su strada. A conferma di ciò, dopo serie di prove su strada eseguite da collaudatori professionisti, le maggiori performance sono tradotte in ottime e divertenti sensazioni di guida, notevolmente amplificate rispetto alla motocicletta originale.



Figura 7.2: Disposizione della batteria e dell'inverter

Bibliografia

- [1] N.Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, Eletttronica di potenza, Hoepli, Milano.
- [2] Nicola Bianchi (2001), Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti, Cleup, Padova.
- [3] Silverio Bolognani, Nicola Bianchi (2001), Metodologie di progettazione delle macchine elettriche, Cleup, Padova.
- [4] M.Andriollo, G.Martinelli, A.Morini (2009), Macchine elettriche rotanti, Libreria Internazionale Cortina, Padova.
- [5] M.Morandin, "*Electric Drives with Permanent Magnet Synchronous Machines Connected to Internal Combustion Engines*", Dottorato di Ricerca, Dipartimento di Ingegneria Industriale, 2013, Padova.
- [6] Massimo Feola, Corso Integrativo sui Sistemi di Propulsione Innovativi per l'Automazione, Università degli studi di Roma, [http : //phdindustrialengineering.uniroma2.it/wp - content/uploads/2016/06/Lezioni - Massimo - Feola - 1516.pdf](http://phdindustrialengineering.uniroma2.it/wp-content/uploads/2016/06/Lezioni-Massimo-Feola-1516.pdf).
- [7] Wikipedia, [https : //it.wikipedia.org/wiki/Veicolo_brido](https://it.wikipedia.org/wiki/Veicolo_brido).