



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

TESI IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Sistemi per la gestione di potenza e trazione in un veicolo elettrico

CANDIDATO

Jacopo Garau

Matricola 2043409

RELATORE

Prof. Matteo Meneghini

Università degli Studi di Padova

ANNO ACCADEMICO
2023/2024

Per una persona speciale

*Talvolta svanisco per poco,
vago tra i miei pensieri,
ritrovo quel luogo, il mio posto,
mentre ricordo com'era ieri,
dove solo trovo conforto.
Mi perdo, non voglio tornare,
lì dove sono rimasto solo,
al tuo fianco vorrei stare.*

Sommario

Questo documento esplora alcune delle tecnologie relative ai sistemi impiegati nella gestione della potenza e della trazione nei veicoli elettrici. Il lavoro si divide in cinque capitoli principali.

Il primo capitolo introduce brevemente ai benefici ambientali dei veicoli elettrici e ibridi e discute le diverse tipologie presenti sul mercato: Mild Hybrid, Full Hybrid, Plug-in Hybrid e completamente elettrici.

Nel secondo capitolo vengono analizzate le batterie e i sistemi di gestione delle batterie (BMS). Si descrive la struttura di una batteria e si approfondiscono le funzioni del BMS, inclusi la misura della tensione, della corrente, lo stato di carica, il controllo della temperatura, il bilanciamento e alcuni aspetti legati alla sicurezza.

Il terzo capitolo è dedicato ai motori elettrici, con particolare attenzione ai motori a magneti permanenti. Si discutono due tecnologie: i motori sincroni a magneti permanenti (PMSM) e i motori a corrente continua senza spazzole (BLDC), con maggiore attenzione sugli ultimi.

Nel quarto capitolo si affrontano le tecniche di controllo e azionamento di un motore BLDC. Vengono presentate alcune metodologie per il controllo della posizione del rotore tramite sensori di posizione e tecniche sensorless. Si analizzano inoltre le tecniche di azionamento come la singola commutazione, il controllo PWM e il controllo vettoriale, in particolare il FOC (*Field Oriented Control*).

Il quinto capitolo esamina il controllo di trazione, descrivendo le caratteristiche di contatto tra ruota e terreno e la dinamica di un veicolo elettrico. Si discute la stima della coppia di carico e si presentano i risultati di alcune simulazioni effettuate in letteratura.

Indice

Lista delle Figure	ix
Lista delle Tabelle	xi
Lista degli acronimi	xiii
1 Introduzione	1
2 Batterie e BMS	5
2.1 Struttura di una batteria	5
2.1.1 Parametri di un cella	7
2.2 BMS	8
2.2.1 Misura di tensione	9
2.2.2 Misura di corrente	10
2.2.3 Stato di carica	10
2.2.4 Controllo della temperatura	11
2.2.5 Bilanciamento	12
2.2.6 Aspetti legati alla sicurezza	12
3 Motore elettrico	15
3.1 Struttura elementare	16
3.2 Motori a magneti permanenti	16
3.2.1 Disposizione dei magneti rotorici	16
3.2.2 PMSM	17
3.2.3 BLDC	24
4 Controllo e azionamento di un motore BLDC	31
4.1 Controllo della posizione del rotore	31
4.1.1 Sensori di posizione	31

INDICE

4.1.2	Controllo sensorless	33
4.2	Azionamento	35
4.2.1	Commutazione a sei fasi	36
4.2.2	PWM	37
4.2.3	Field Oriented Control	42
5	Controllo di trazione	47
5.1	Caratteristiche di contatto tra ruota e terreno	47
5.2	Dinamica di un veicolo	48
5.3	Stima della coppia di carico	49
5.4	Risultati della simulazione	51
6	Conclusioni	57
	Riferimenti	61

Lista delle Figure

1.1	Veicolo completamente elettrico	2
1.2	Veicolo ibrido	3
2.1	Tipologie di connessione: (a) singola cella, (b) doppia cella in parallelo, (c) serie di tre celle, (d) parallelo di doppia serie di tre celle, (e) tripla serie di doppia cella in parallelo	6
2.2	1 di 16 moduli di batterie	7
2.3	Formati principali delle celle agli ioni di litio	7
2.4	Celle: 18650, 2170 e 4680	8
2.5	Schema a blocchi di un BMS (BQ76PL536A)	9
2.6	Curve dello stato di carica	11
3.1	Differenza tra disposizione assiale e radiale dei magneti permanenti nel rotore di un BLDC	17
3.2	Avvolgimenti concentrici in un PMSM	18
3.3	Avvolgimenti distribuiti in un PMSM	19
3.4	Motore trifase a singolo avvolgimento con rotore a due poli	20
3.5	Rappresentazione assi magnetici	23
3.6	Rappresentazione campo magnetico rotante	24
3.7	Struttura motore BLDC	25
3.8	Forme d'onda ideali di un BLDC trifase	26
3.9	Rappresentazione circuito equivalente di un BLDC	27
4.1	Disposizione sensori ad effetto hall in un BLDC	32
4.2	Forme d'onda dei sensori ad effetto hall, back emf e corrente	33
4.3	Tensioni di riferimento con punti di attraversamento	34
4.4	Inverter trifase a 6 Mosfet	35
4.5	schema inverter trifase a 6 Mosfet	36

LISTA DELLE FIGURE

4.6	Coppia in funzione dei passi di commutazione	37
4.7	Modulatore PWM	37
4.8	Segnali di switching con PWM	39
4.9	Schema Hard switching	40
4.10	Forme d'onda: Hard switching	40
4.11	Schema Soft switching	41
4.12	Forme d'onda: Soft switching	41
4.13	PWM con modulanti (m) sinusoidali	42
4.14	Piano rappresentante il piano delle correnti	43
4.15	Trasformata di Clarke	43
4.16	Trasformata di Park	44
4.17	Piano di riferimento	46
4.18	FOC: schema a blocchi	46
5.1	Relazione $\mu - \lambda$ in diverse condizioni	48
5.2	Modello longitudinale di un veicolo	48
5.3	Diagramma a blocchi con stimatore di coppia	51
5.4	Modello per lo studio del controllo di trazione	52
5.5	Simulazione con e senza controllo di trazione inserito ($\mu = 0,2$)	53
5.6	Simulazione con e senza controllo di trazione inserito ($\mu = 0,8$)	54
6.1	Veicoli elettrici immatricolati nel 2022	58

Lista delle Tabelle

2.1	Caratteristiche della connessione	6
4.1	Sequenza di commutazione dei Mosfet in funzione della posizione	36

Lista degli acronimi

BMS	Sistema di controllo delle batterie - <i>Battery Management System</i>
EV	Veicolo completamente elettrico - <i>Electric Vehicle</i>
HEV	Veicolo ibrido - <i>Hybrid Electric Vehicle</i>
ADC	Convertitore analogico-digitale - <i>Analog to Digital Converter</i>
SOC	Stato di carica - <i>State Of Charge</i>
BLDC	Motori elettrici a magneti permanenti in corrente continua - <i>Brushless DC Motor</i>
PMSM	Motori sincroni a magneti permanenti - <i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
emf	Forza elettromotrice
back emf	Forza contro-elettromotrice o forza elettromotrice indotta - <i>Back Electromotive Force</i>
mmf	Forza magnetomotrice - <i>Magnetomotive Force</i>
ZCD	<i>Zero Crossing Detection</i>
ZCP	<i>Zero Crossing Point</i>
PWM	Modulazione a larghezza d'impulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
DC	<i>Duty-cycle</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
DNN	<i>Deep Neural Network</i>

LISTA DELLE TABELLE

SVM *Space Vector Modulation*



Introduzione

Il settore dei trasporti, in Europa, è causa di circa un quarto delle emissioni di gas serra del continente, oltre a contribuire in modo significativo all'inquinamento atmosferico e acustico, con gravi implicazioni per la salute e il benessere pubblico [1]. Queste emissioni hanno anche un grande impatto negativo sulla qualità dell'aria in molte città, dove si superano le soglie massime stabilite dall'Organizzazione Mondiale della Sanità. Per questo motivo l'Unione Europea si impegna da anni per sviluppare un'economia che favorisca un sistema di trasporto rinnovabile e decarbonizzato, aumentando l'efficienza delle risorse e quindi riducendo le emissioni di gas serra [20]. Questi obiettivi sono fondamentali per realizzare la transizione verso un'economia a basso tenore di carbonio, competitiva e rispettosa dell'ambiente, come stabilito nel settimo Programma d'Azione Ambientale dell'UE (2013).

Negli ultimi anni sono state introdotte nuove tecnologie per quanto riguarda la mobilità sostenibile e innovativa in ambito automotive. Queste tecnologie sono molteplici e sfruttano la presenza di uno o più motori elettrici e un pacco batteria, infatti le diverse implementazioni possono variare a seconda del costruttore del veicolo.

Possiamo distinguere principalmente due categorie di veicoli, quelli completamente elettrici e quelli alimentati da un motore a combustione interna con un supporto più o meno consistente di un motore elettrico ed una batteria.

- **Veicoli elettrici (EV)**

I veicoli elettrici a batteria sono alimentati esclusivamente da un motore elettrico e devono essere ricaricati tramite una presa di corrente (Figura

1.1). Sono generalmente molto efficienti infatti convertendo circa l'80% dell'energia della batteria in movimento, e non producono emissioni di scarico, migliorando la qualità dell'aria. I benefici ambientali sono massimi quando tutta la filiera di produzione è efficiente e quando l'elettricità proviene da fonti rinnovabili. I veicoli elettrici hanno un'autonomia di percorrenza limitata e tempi di ricarica che variano molto a seconda della potenza massima supportata dal sistema e dalla colonnina di ricarica. Per esempio Tesla dichiara che nei loro veicoli è possibile ricaricare l'equivalente di massimo 275km di autonomia in soli 15 minuti utilizzando la loro rete Supercharger [26].

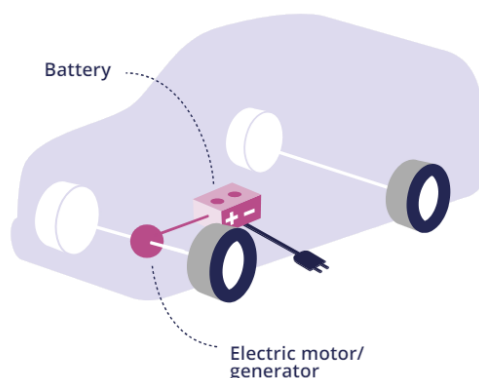


Figura 1.1: Veicolo completamente elettrico

- **Veicoli ibridi (HEV)**

In questa categoria possiamo identificare principalmente tre tipologie di vetture, le Mild Hybrid, le Full Hybrid ed infine le Plug-in Hybrid (PHEV) (Figura 1.2).

Le tecnologie Mild e Full Hybrid combinano un motore a combustione interna con un motore elettrico che assiste la marcia durante le fasi di accelerazione, in questo modo è ottenere una riduzione dei consumi. Le prime hanno generalmente una batteria e un motore molto piccoli (generalmente a 48V) che non permettono spostamenti in sola modalità elettrica. La batteria non si carica attraverso la rete, ma tramite la sola frenata rigenerativa. Le Full Hybrid invece sono dotate di una batteria e di un motore con capacità e potenze più elevate che ne permettono l'avanzamento in combinazione al motore termico che però per brevi tratti può anche rimanere spento. Il veicolo si ricarica sempre in fase di decelerazione oppure sfruttando il motore termico come generatore, anche durante la marcia.

I veicoli ibridi plug-in combinano un motore elettrico e uno a combustione interna, utilizzabili insieme o separatamente. La batteria può essere caricata dalla rete elettrica e il motore a combustione interviene soltanto quando è necessaria maggiore potenza oppure la batteria è scarica. L'autonomia elettrica è inferiore rispetto ai soli veicoli elettrici poiché la batteria ha una dimensione molto inferiore. L'impatto ambientale dei questi veicoli dipende molto dalla modalità di utilizzo: in modalità elettrica non emettono gas

di scarico, ma quando si usa solo il motore a combustione possono avere consumi ed emissioni simili o superiori a quelli dei veicoli convenzionali.

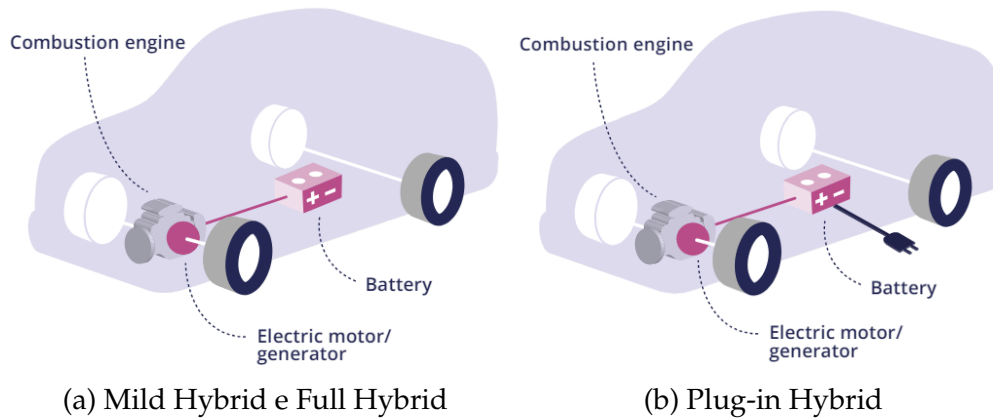


Figura 1.2: Veicolo ibrido

Queste diverse tecnologie possiedono tutte una struttura molto simile per quanto riguarda la componente puramente elettrica. I principali sistemi che permettono a queste auto di muoversi comprendono, uno o più motori elettrici, di diverse tecnologie, disposti sull'asse delle ruote oppure integrati all'interno del cambio, un sistema di controllo del motore, che quindi permette di gestire l'erogazione della potenza necessaria per il movimento ed infine un accumulatore di energia elettrica, ovvero la batteria, che garantisce l'alimentazione a tutti i sistemi.

2

Batterie e BMS

Le batterie sono diventate ormai una componente fondamentale di qualsiasi dispositivo con cui interagiamo, in particolare l'introduzione delle batterie agli ioni di litio (*lithium-ion*) si è rivelata fondamentale all'interno del mercato per lo sviluppo di nuove tecnologie. In particolare nell'ambito automotive hanno giocato sicuramente un ruolo molto importante in quanto garantiscono una densità energetica elevata ed una capacità di carica e scarica superiore rispetto alle precedenti tecnologie (*lead-acid* e *NiCd*)[29].

Le batterie a litio, a causa della loro natura intrinseca, hanno bisogno di un continuo monitoraggio che ne garantisca un corretto funzionamento sia dal punto di vista energetico che dal punto di vista della sicurezza. Questa funzione è svolta da dispositivi chiamati BMS (*Battery Management System*) i quali permettono gestire i parametri base che caratterizzano le celle, come la tensione, la corrente e la temperatura. In oltre fanno uso di algoritmi in grado di determinare lo stato di carica della singola cella (e quindi l'energia ancora disponibile)[15].

2.1 STRUTTURA DI UNA BATTERIA

I veicoli, che essi siano completamente elettrici (EV) oppure ibridi (HEV), hanno la necessità di essere alimentati tramite delle batterie. Le batterie quindi vengono categorizzate secondo diverse caratteristiche, come: quantità di energia immagazzinata, potenza erogabile, range di tensione e corrente massima di funzionamento. Per raggiungere queste specifiche è quasi sempre necessario

2.1. STRUTTURA DI UNA BATTERIA

combinare molte celle insieme, secondo connessioni serie e parallelo, questo metodo fornisce quindi una grande modularità al sistema. In Figura 2.1 vengono mostrate alcune delle configurazioni di base che possono essere formate tramite la connessione di diverse celle.

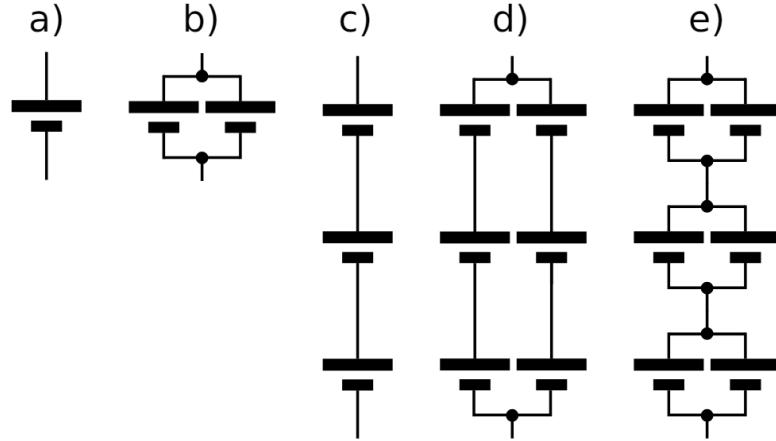


Figura 2.1: Tipologie di connessione: (a) singola cella, (b) doppia cella in parallelo, (c) serie di tre celle, (d) parallelo di doppia serie di tre celle, (e) tripla serie di doppia cella in parallelo

In generale, per aumentare la tensione totale del pacco batteria, è necessario disporre le celle secondo connessioni in serie, mentre per aumentarne la capacità bisogna disporre le celle secondo connessioni in parallelo. Le diverse configurazioni garantiscono più o meno controllo sulla singola cella (vedi Tabella 2.1). Solitamente per indicare le connessioni serie e parallelo di un pacco batterie viene utilizzata la dicitura $N_s N_p$ dove N_s è il numero di batterie in serie, ripetute per N_p volte, disposte in parallelo, con un totale di $N_s \times N_p$ celle.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)
Tensione	V_{cell}	V_{cell}	$3 \cdot V_{cell}$	$3 \cdot V_{cell}$	$3 \cdot V_{cell}$
Capacità	Q_{cell}	$2 \cdot Q_{cell}$	Q_{cell}	$2 \cdot Q_{cell}$	$2 \cdot Q_{cell}$
Punti di misura	1	1	3	6	3

Tabella 2.1: Caratteristiche della connessione

Per esempio, la batteria di una Tesla Model-S (P85) è costituita da 7104 celle (di tipologia 18650) divise tramite 16 moduli (Figura 2.2), con una disposizione $96s74p$. Ciò significa che ogni modulo è costituito un insieme di $6s74p$ celle, dove la tensione nominale totale del pacco batteria è di 355V [15].

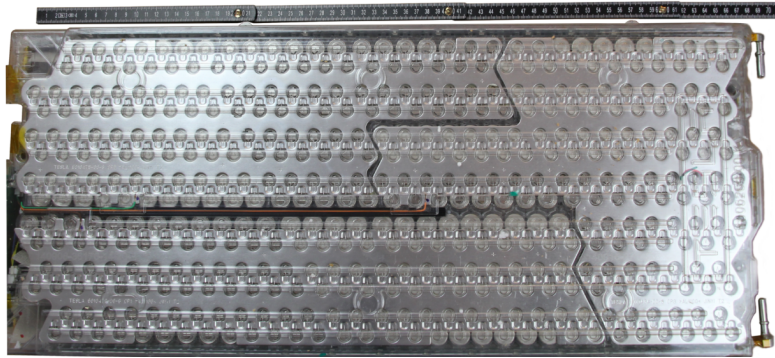


Figura 2.2: 1 di 16 moduli di batterie

2.1.1 PARAMETRI DI UN CELLA

Nel tempo, sono stati stabiliti diversi formati di celle per le batterie agli ioni di litio, ognuno con proprietà tecniche differenti. I tre formati principali sono il formato *pouch*, il formato cilindrico e il formato *prismatic*. Ogni formato presenta vantaggi e svantaggi specifici e il loro impiego varia molto a seconda delle aree di applicazione [8].



Figura 2.3: Formati principali delle celle agli ioni di litio

In ambito automotive, le più comuni sono quelle di formato cilindrico e possono essere di diverse dimensioni a seconda delle specifiche elettriche che le caratterizzano. In Figura 2.4 vengono mostrate tre tipologie di celle prodotte da Panasonic.

2.2. BMS



Figura 2.4: Celle: 18650, 2170 e 4680

Le principali grandezze elettriche che definiscono le specifiche di una cella sono le seguenti.

- **Tensione nominale:** dipende dalla tecnologia con cui viene realizzata e solitamente, nel caso di celle agli ioni di litio, è di $3,7V$.
- **Capacità** rappresenta la quantità di carica elettrica che può erogare la batteria prima di scaricarsi. Viene espressa come l'intensità di corrente che può erogare per un'ora e si misura in Ah .
- **Energia:** corrisponde all'energia contenuta nella cella e viene espressa come la quantità di potenza erogabile in un'ora e si misura in Wh .

2.2 BMS

Il BMS è un sistema molto complesso le cui caratteristiche e prestazioni variano molto a seconda dell'applicazione per cui viene progettato, dal numero di celle che compongono la batteria, dalla configurazione delle celle e dalla potenza massima. In generale le componenti di maggior rilevanza permettono:

- la misura dei parametri fisici delle celle, come tensione, corrente e temperatura;
- di controllare lo stato di funzionamento, la carica residua e il bilanciamento delle celle;
- di garantire la sicurezza nell'erogazione della potenza, nella gestione dei guasti e anche nell'isolamento galvanico.

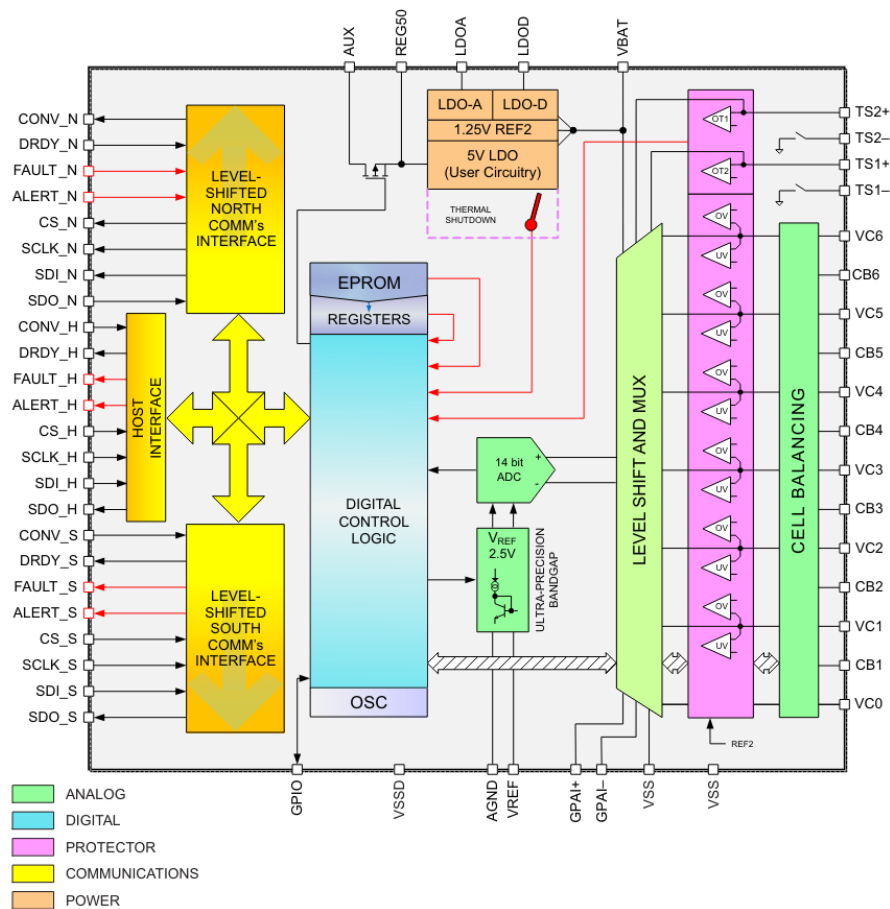


Figura 2.5: Schema a blocchi di un BMS (BQ76PL536A)

2.2.1 MISURA DI TENSIONE

Le celle al litio in fase di carica e scarica, per la loro natura, diminuiscono e aumentano la tensione ai loro capi: questo fenomeno va tenuto costantemente monitorato in quanto deve rimanere entro un range ben preciso che è strettamente dipende dalla tecnologia delle celle impiegate.

Nel caso dell'utilizzo di batterie a litio, è assolutamente necessario posizionare un controllo differenziale di tensione ai capi di ogni serie di celle. Questo tipo di misura viene svolta tramite degli ADC (*Analog to Digital Converter*) con una frequenza scelta in relazione alle costanti di tempo che caratterizzano la risposta del cambiamento di tensione delle celle. In aggiunta ai convertitori, nella maggior parte dei BMS, sono presenti anche una serie di comparatori in grado di percepire sovratensione e sottotensione in modo parallelo e indipendente dal sistema principale. Questa doppia misura garantisce un sistema ridondante con

2.2. BMS

una maggiore affidabilità e sicurezza.

2.2.2 MISURA DI CORRENTE

La corrente è un parametro di estrema rilevanza, utile a garantire il corretto funzionamento di tutto il sistema di celle. Generalmente possiamo suddividere i dispositivi utilizzati per la misura di corrente secondo due tipologie, quelli non isolati e quelli isolati galvanicamente. Nella prima tipologia possiamo distinguere principalmente la misura tramite una resistenza di shunt (posta in serie alla linea nella quale si vuole misurare il valore di corrente) che permette, tramite una misura differenziale di tensione, di derivare una misura di corrente. Vengono utilizzate resistenze di precisione e di valore molto piccolo per limitare al massimo le perdite per effetto Joule, inoltre devono anche essere poco suscettibili ai cambiamenti di temperatura. La misura di corrente è anche molto dipendente dalla banda e dall'accuratezza della misura di tensione che solitamente viene effettuata tramite ADC con precisione molto elevata. Il metodo più comune che permette l'isolamento galvanico consiste nell'impiego di sensori ad effetto hall, questi sfruttano il campo magnetico prodotto dalle cariche in movimento, permettono di misurare la corrente che scorre attraverso il conduttore nel quale sono applicati. A differenza delle resistenze di shunt non introducono una resistenza all'interno del circuito e non hanno bisogno di un ulteriore isolamento elettrico verso la parte di segnale. Indipendentemente dal tipo di dispositivo utilizzato per la misura della corrente è importante disporre un sensore per ogni serie di celle per poter avere un maggior controllo del loro stato di funzionamento.

2.2.3 STATO DI CARICA

Conoscere lo stato di carica (SOC) delle celle è assolutamente necessario per non danneggiare la chimica delle batterie e per preservarne le caratteristiche fisiche, oltre che per questioni di sicurezza, in quanto una assenza o un errore di controllo potrebbe provocare nel peggiore dei casi una detonazione delle celle [10]. Per di più in un veicolo EV o HEV è importante conoscere la carica residua della batteria per riuscire poi a stimare l'autonomia rimanente al veicolo.

Valutare la quantità di energia rimasta all'interno di una singola cella non è un compito affatto semplice, per questo vengono impiegati appositi algoritmi

di predizione. I parametri necessari per effettuare un stima sono la misura di corrente e di tensione ai capi della cella. La misura di tensione permette, attraverso una funzione ricavata sperimentalmente, di stimare la percentuale di carica residua, tuttavia la misura è strettamente dipendente dalle caratteristiche del convertitore analogico-digitale. Come possiamo vedere in Figura 2.6 un convertitore avente un'accuratezza di 1mV garantisce un errore dello 0,2% in un caso e del 5,9% in un altro, per questo la sola conoscenza della tensione non è sufficiente.

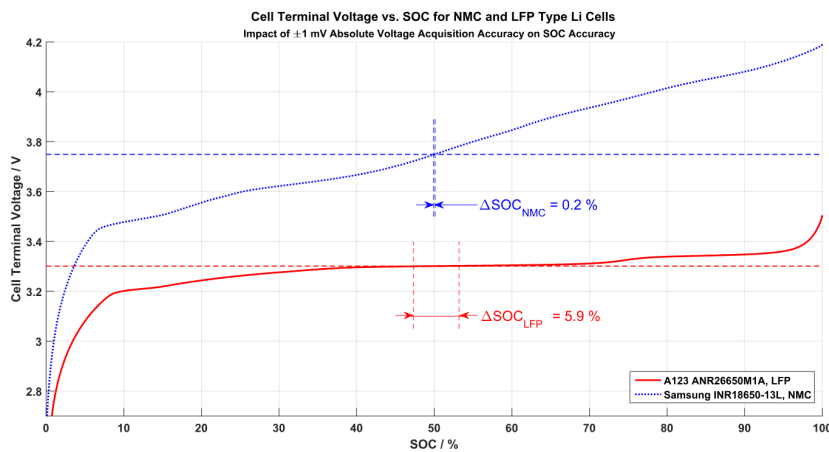


Figura 2.6: Curve dello stato di carica

La misura della corrente invece avviene tramite un sistema integratore che una volta calibrato permette la misura della quantità di carica in uscita dalla cella. Questo metodo però risulta parecchio critico in quanto i sensori di corrente sono affetti da non idealità (come tutti i sensori) che sfalsano le misure, in aggiunta potrebbero non avere una sufficiente precisione e una banda adeguata. Per ridurre o comunque limitare le criticità introdotte dai diversi sistemi di misura vengono spesso utilizzati dei modelli in grado di avvicinarsi il più possibile ad un valore corretto [18].

2.2.4 CONTROLLO DELLA TEMPERATURA

La temperatura è uno dei parametri fondamentali da tenere in considerazione durante la progettazione di un pacco batteria. È influenzata principalmente, oltre che dalla tecnologia delle batterie, dalla disposizione delle stesse, dai materiali utilizzati e dalla quantità di celle presenti. I requisiti di temperatura, generalmente vengono stilati in base alle tre fasi in cui si può trovare la batteria,

2.2. BMS

che sono la carica, la scarica e lo stato di inattività o conservazione. Quando si ha a che fare con una grande quantità di celle e soprattutto con potenze elevate (sia in fase di carica che di scarica) vengono predisposti dei sistemi di raffreddamento (generalmente a liquido) in grado di mantenere la temperatura della batteria in un range ideale. Questa soluzione permette di avere una continuità nel tempo delle prestazioni, aumentando la longevità delle celle e allo stesso tempo migliorare l'efficienza del veicolo.

2.2.5 BILANCIAMENTO

Quando numerose celle vengono connesse tra loro, essendo in condizioni di non idealità, possono verificarsi degli squilibri dovuti alle diverse tensioni assunte dalle celle. Questi squilibri possono creare delle correnti che, oltre a dissiparsi e creare perdite di potenza, possono danneggiare l'integrità delle celle stesse. Le principali cause scatenanti sono dovute alla diversa distribuzione della temperatura tra le celle e alla differenza durante le fasi di produzione, che può portare ad avere valori differenti dei parametri interni. Nonostante si utilizzino le stesse celle, si nota che la resistenza interna di una può essere di valore diverso da quella di un'altra, inoltre, dopo essere state sottoposte a diversi cicli di carica, la proprietà di accumulo dell'energia può variare. Per far fronte a questo problema vengono introdotti dei sistemi di bilanciamento.

- **Sistemi passivi:** permettono, tramite delle resistenze poste in parallelo alle celle, di dissipare corrente e quindi diminuire la tensione, con una conseguente diminuzione dello stato di carica.
- **Sistemi attivi:** utilizzano circuiti in grado di ridistribuire la carica tra le diverse celle, riducendo le perdite.

2.2.6 ASPETTI LEGATI ALLA SICUREZZA

La necessità dell'introduzione di un sistema BMS è quella di poter gestire al meglio la potenza e di minimizzare i rischi associati all'utilizzo di batterie a litio. Le batterie che solitamente sono presenti nei veicoli elettrici sono caratterizzate da tensioni molto alte, questo crea diversi problemi che devono essere ben tenuti in considerazione durante la progettazione. Per questioni di sicurezza, la batteria deve essere ben isolata sia elettricamente che strutturalmente per fare

in modo che non ci siano contatti involontari tra le parti ad alta tensione e si possano ridurre al minimo eventuali danneggiamenti delle celle che potrebbero essere fonte di un incendio [25].

In caso di necessità, il BMS deve essere in grado di interrompere la potenza erogata dalla batteria munendosi di più dispositivi, tra cui possiamo trovare una serie di contattori ma anche di fusibili per aumentare ulteriormente la sicurezza. Il sistema che controlla la temperatura deve essere ben collaudato e i sensori devono essere correttamente posizionati affinché non ci siano punti scoperti che potrebbero trovarsi fuori dalle specifiche. È utile anche che il BMS sia implementato con specifici algoritmi in grado di gestire correttamente il bilanciamento delle celle e la verifica dei cortocircuiti interni.

3

Motore elettrico

I convenzionali motori elettrici in corrente continua (*Brushed DC Motor*) funzionano mediante l'utilizzo di spazzole che ne caratterizzano il funzionamento stesso e che, come si intuisce dal nome, senza di esse non potrebbe perciò funzionare [6].

La motivazione principale che giustifica la loro popolarità, da cui ne deriva il basso costo, è il fatto che possono essere utilizzati direttamente con un generatore di tensione continua. Questo accade per il fatto che il campo magnetico variabile nel tempo (essenziale per il funzionamento) viene generato dalla continua alternanza di corrente elettrica fornita dal generatore tramite il contatto tra spazzole e rotore. Tuttavia, la presenza dell'attrito meccanico dovuto ad un elemento mobile come le spazzole, ne riduce la vita utile di funzionamento e soprattutto ne aumenta notevolmente la manutenzione. Inoltre questa tipologia di motore non permette di avere un controllo preciso e puntuale sulla velocità e sulla coppia.

Con il passare degli anni, grazie al continuo sviluppo della tecnologia e all'aumentare della richiesta in svariati campi di applicazione, ha preso piede una nuova tipologia di motore senza spazzole a magneti permanenti. Questo motore è diventato così "popolare" grazie a numerosi vantaggi che lo caratterizzano: come l'alta efficienza, un fattore di potenza molto alto, dei costi bassi di manutenzione e soprattutto una maggior durevolezza nel tempo [24]. Tutte queste caratteristiche appena elencate sono dovute principalmente all'assenza di parti meccaniche che interagiscono tra loro durante il movimento, ciò implica che la funzione che prima era demandata alle spazzole (ovvero la creazione di un capo

3.1. STRUTTURA ELEMENTARE

magnetico variabile nel tempo) ora è necessariamente delocalizzata al di fuori del motore, introducendo necessariamente l'utilizzo di un sistema di controllo, che verrà approfondito al Capitolo 4.

I motori a magneti permanenti si distinguono in due tipi, i BLDC (*Brushless DC Motor*) e i PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*), entrambi vengono utilizzati in diversi campi di applicazione, a partire dalla mobilità elettrica come treni, veicoli e veivoli, in ambito industriale (nei robot), ma anche nel settore medicale ed aerospaziale [23].

Esistono però altre tipologie di motori senza spazzole, come i motori step-per e i motori a induzione che tuttavia non verranno approfonditi in questo documento.

3.1 STRUTTURA ELEMENTARE

Lo statore è costituito da tre avvolgimenti primari di rame, ricoperti da un guaina di materiale dielettrico, che sono avvolti attorno all carcassa dello statore. Il criterio utilizzato nel posizionamento degli avvolgimenti è tale da garantire una distribuzione equilibrata dei conduttori e quindi minimizzare le perdite dal punto di vista elettrico [12].

3.2 MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

I motori a magneti permanenti sono classificati sulla base della tecnica di controllo con cui vengono alimentati, che può essere sinusoidale o trapezoidale. Tali tecniche si differiscono per:

- tipologia di corrente di alimentazione fornita dal circuito di controllo;
- forza contro-elettromotrice (back emf) indotta nelle fasi che dipende dalla disposizione degli avvolgimenti statorici e dalla disposizione/forma dei magneti rotorici.

3.2.1 DISPOSIZIONE DEI MAGNETI ROTORICI

I motori a magneti permanenti possono essere classificati principalmente sulla base della disposizione e della forma dei magneti presenti sul rotore. Le

configurazioni principali che possono assumere i magneti sono classificate in base alla direzione del flusso, come descritto in Figura 3.1.

- **Radiale:** quando il flusso si trova disposto in modo ortogonale all'asse del rotore.
- **Assiale:** quando il flusso si trova nella stessa direzione dell'asse del rotore.

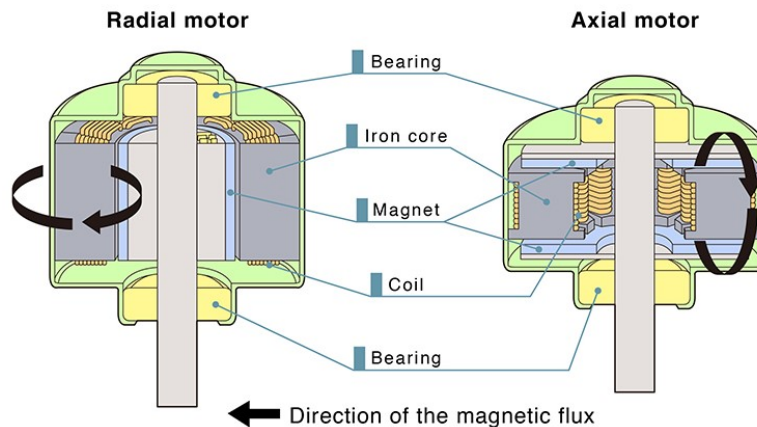


Figura 3.1: Differenza tra disposizione assiale e radiale dei magneti permanenti nel rotore di un BLDC

La prima tipologia è anche la più comunemente utilizzata, tuttavia negli anni stanno prendendo piede anche i motori a flusso assiale soprattutto nelle applicazioni ad alta potenza, grazie alla loro capacità di avere una densità di potenza ed una accelerazione molto elevata [12].

3.2.2 PMSM

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Per produrre una coppia elettromagnetica in grado di produrre lavoro, è necessario che sia presente un flusso magnetico creato dal rotore e una forza magnetomotrice (mmf) dello statore, che siano entrambi stazionari tra loro e con uno sfasamento non nullo.

Il flusso nel rotore è dovuto alla presenza di magneti permanenti posti radialmente secondo il perimetro interno della struttura, mentre le correnti nei circuiti di avvolgimento dello statore sono utilizzate per la generazione della forza magnetomotrice (mmf).

La mmf rotante dello statore è il risultato dell'iniezione di un insieme di correnti, tramite un sistema polifase, sfasate tra loro dello stesso ammontare di

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

sfasamento che c'è tra gli avvolgimenti. Ad esempio, una macchina trifase con tre avvolgimenti sfasati nello spazio di 120° nei quali vengono iniettate delle correnti sfasate anch'esse di 120° produce un campo magnetico rotante costante in modulo che viaggia alla stessa velocità angolare delle correnti.

DISPOSIZIONE DELLE FASI

Questo tipo di motore sfrutta una distribuzione sinusoidale della mmf, per questo è necessario realizzare una distribuzione sinusoidale degli avvolgimenti di statore. Possiamo distinguere due tipi di avvolgimenti, quelli concentrici e quelli distribuiti.

- **Avvolgimenti concentrici:**

In questa configurazione, come si intuisce dal nome, gli avvolgimenti sono disposti in modo distribuito, affinché la bobina segua il percorso 11'22'33' (esce da 1 ed entra in 1', poi rientra in 2...ecc), con riferimento a Figura 3.2.¹

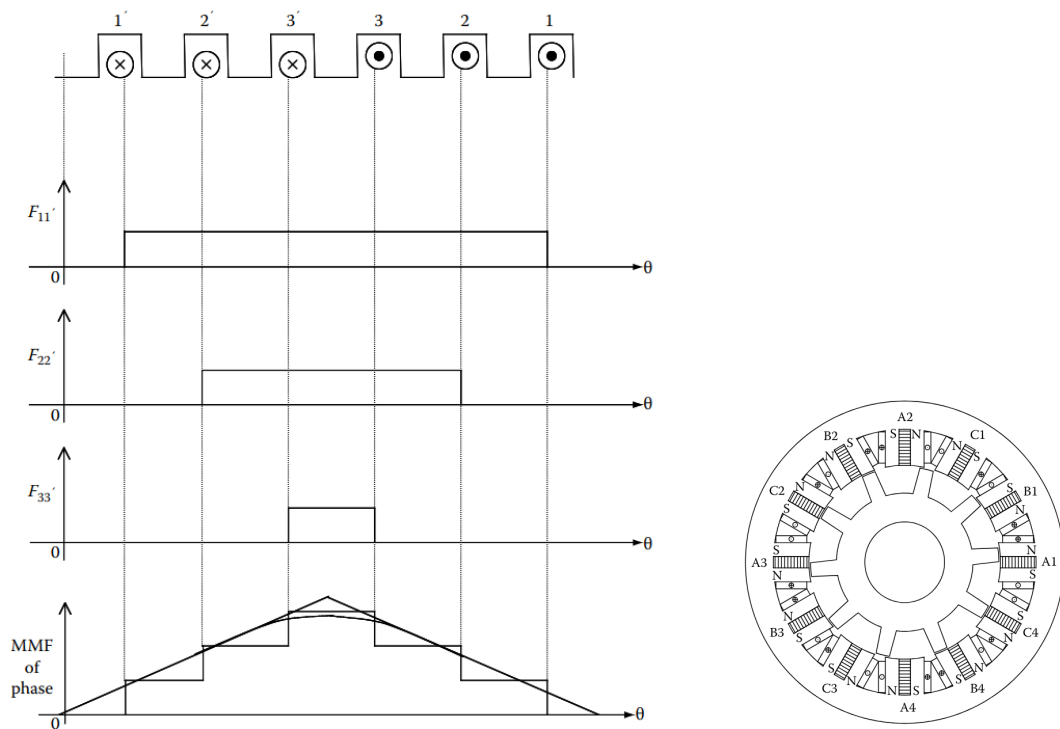


Figura 3.2: Avvolgimenti concentrici in un PMSM

¹Per illustrare il verso dei vettori nello spazio si utilizza il simbolo \odot per indicare vettori normali al foglio con verso uscente da esso e il simbolo \otimes per indicare vettori normali al foglio con verso uscente.

Notiamo che la mmf risultante non è altro che la somma delle singole mmf ($F_{11'}$, $F_{22'}$, $F_{33'}$) e che se si diminuiscono gli spazi tra un conduttore e quello adiacente e si aumentano il numero di avvolgimenti attorno alle cave allora la curva risultante sarà sempre più vicina ad assomigliare ad una mezza sinusoide.

- **Avvolgimenti distribuiti:** L'obiettivo in questa tecnica di distribuzione è analogo al precedente, ovvero la creazione di una distribuzione di mmf più simile possibile ad una semionda di sinusoide. Il percorso dell'avvolgimento descritto in Figura 3.3 segue il percorso 11'22'33'44'55'.

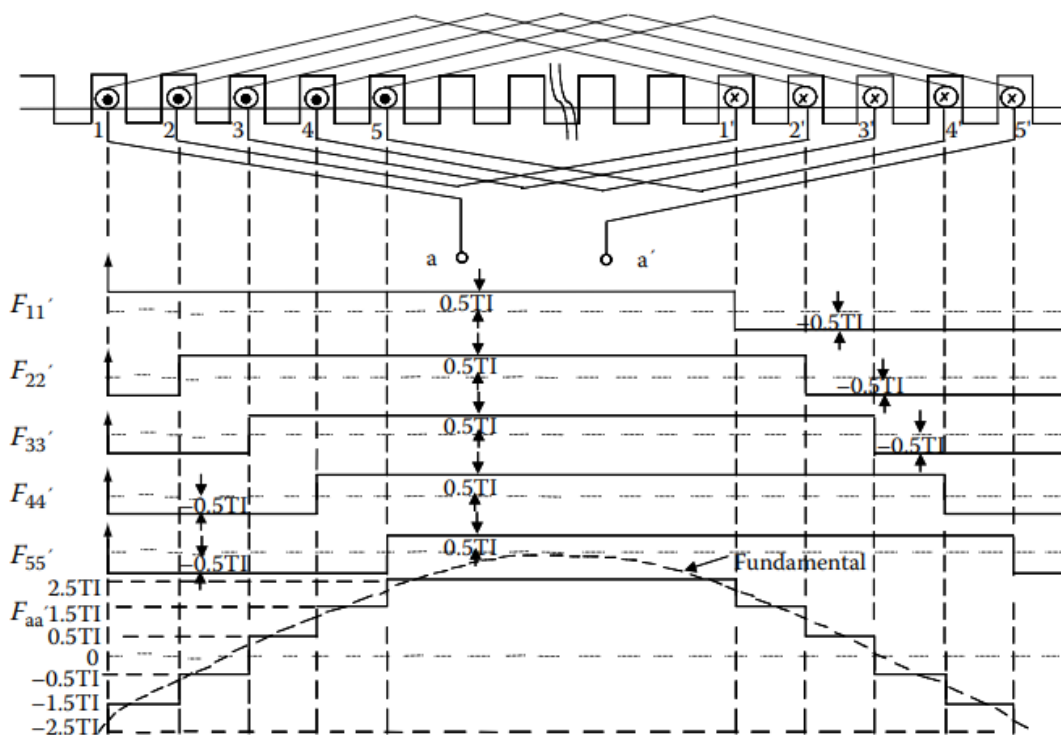
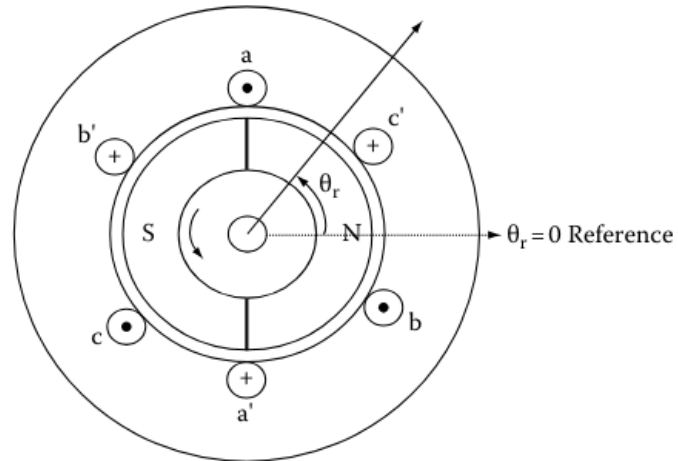


Figura 3.3: Avvolgimenti distribuiti in un PMSM

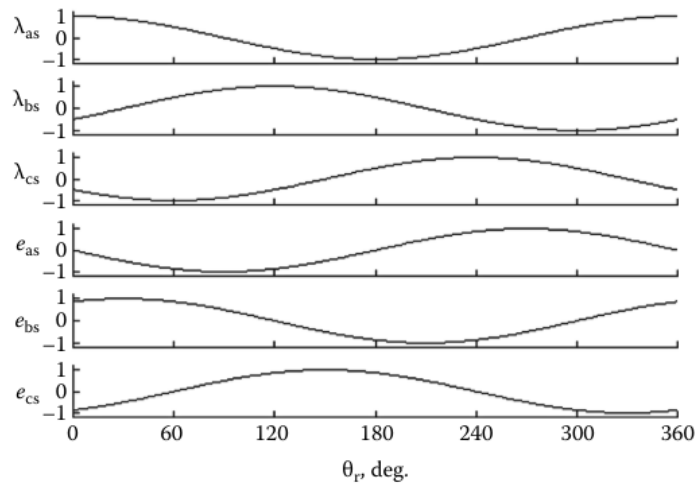
Entrambe le configurazioni sono valide ma comunque hanno dei rispettivi vantaggi e svantaggi. I vantaggi che porta la prima sono il fatto che è semplice da realizzare e quindi anche poco costosa, mentre la seconda garantisce un utilizzo più efficace del volume disponibile con maggiori avvolgimenti attorno alle cave. Gli svantaggi sono che nel primo caso si ha uno scarso utilizzo del conduttore con un conseguente aumento del peso del motore e nel secondo che la necessità di fare tanto percorso, da una cava alla successiva ne aumenta la lunghezza e quindi anche la resistività.

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

Per esempio, un motore trifase con un avvolgimento per ogni fase e un rotore costituito da due poli è rappresentato in Figura 3.4, dove in 3.4a viene illustrata la struttura semplificata e in 3.4b le forme d'onda ideali.



(a) Semplice motore trifase



(b) Forme d'onda

Figura 3.4: Motore trifase a singolo avvolgimento con rotore a due poli

Con λ si fa riferimento al flusso concatenato del campo magnetico, proveniente dai magneti del rotore, mentre con e si identifica la forza contro-elettromotrice (mmf). Si nota che le forme d'onda si assomigliano e che la forza contro-elettromotrice risulta sfasata di 90° in anticipo rispetto al flusso concatenato.

FORZA ELETTROMOTRICE INDOTTA

Quando il rotore si muove, gli avvolgimenti di statore percepiscono un cambiamento del flusso concatenato dovuto al movimento dei magneti, questa variazione di flusso induce una forza elettromotrice indotta (dalla legge di Faraday).

$$\mathcal{E}_i = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (3.1)$$

La forma d'onda della forza elettromotrice è dipendente da quella del flusso concatenato, che è proporzionale al numero di avvolgimenti (N) che concatena:

$$\lambda = N\phi_B \quad (3.2)$$

Il flusso è strettamente influenzato da diversi fattori, in primo luogo dalla natura dei magneti, quindi dalla densità magnetica e dalla configurazione dello statore e in secondo luogo dalla vicinanza tra magneti e avvolgimenti: ridurre questo gap permette di concatenare più flusso e quindi avere inferiori perdite.

Se la velocità di rotazione viene espressa in radianti al secondo (ω_r) e il flusso ha un andamento sinusoidale allora può essere espresso come:

$$\phi_B = \phi_m \sin(\omega_r t) \quad (3.3)$$

Unendo la (3.1), (3.2) e (3.3) si ottiene:

$$\mathcal{E}_i = -\frac{d\lambda}{dt} = -N\frac{d\phi_B}{dt} = -N\phi_m\omega_r \cos(\omega_r t) = -2\pi N\phi_m f_r \cos(\omega_r t) \quad (3.4)$$

dove f_r rappresenta la frequenza della forza magnetomotrice che corrisponde alla velocità di rotazione.

L'equazione (3.4) fornisce il concetto di base dietro il controllo del motore. Assumendo ϕ_m e N costanti, si vede come la forza contro-elettromotrice sia influenzata dalla frequenza di rotazione, perciò la frequenza con cui vengono eccitate le bobine di statore controlla la velocità della macchina. Per ottenere una tensione sinusoidale è importante avere una distribuzione sinusoidale del flusso

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

tra rotore e statore distribuendo opportunamente i magneti e gli avvolgimenti. Bisogna anche tenere in considerazione che in condizioni reali il flusso contiene diverse componenti armoniche che distorcono la forma d'onda principale, questo fenomeno influisce sulle perdite del motore ed è necessario tenerlo in considerazione in fase di progettazione.

FORZA MAGNETOMOTRICE

Considerando, come fatto fin ora, un avvolgimento delle fasi di tipo sinusoidale, bilanciato nello spazio, si ottiene uno sfasamento di tipo elettrico sulle fasi pari a 120° . Eccitando le tre fasi con una alimentazione trifase (con componenti sfasate di 120°) con stessa frequenza (ω_s) e valore di picco (I_m) si ha [12]:

$$\begin{aligned}i_{as} &= I_m \sin(\omega_s t) \\i_{bs} &= I_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\i_{cs} &= I_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{3.5}$$

Dove i_{as} corrisponde alla corrente sulla fase identificata dalla lettera a , i_{bs} alla fase b e i_{cs} alla fase c .

Se con T_{ph} si rappresenta il numero effettivo di avvolgimenti della fase, considerando gli effetti della distribuzione e della distorsione, quindi la forza magnetomotrice di ogni singola fase è espressa come [12]:

$$\begin{aligned}F_{as} &= \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin(\theta) \sin(\omega_s t) \\F_{bs} &= \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\F_{cs} &= \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{3.6}$$

Queste equazioni prendono in considerazione il caso di un motore con un numero di poli P .

Le mmf possono essere anche decomposte secondo due componenti, una che gira con un senso di rotazione orario e l'altra che gira invece con verso di rotazione antiorario. Utilizzando le formule di prostaferesi si ottiene:

$$\begin{aligned}
 F_{as} &= \frac{T_{ph}I_m}{P} \sin(\theta) \sin(\omega_s t) \\
 &= \frac{T_{ph}I_m}{2P} \cos(\theta - \omega_s t) - \cos(\theta + \omega_s t) \\
 F_{bs} &= \frac{T_{ph}I_m}{P} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &= \frac{T_{ph}I_m}{2P} \cos(\theta - \omega_s t) - \cos\left(\theta + \omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \\
 F_{cs} &= \frac{T_{ph}I_m}{P} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &= \frac{T_{ph}I_m}{2P} \cos(\theta - \omega_s t) - \cos\left(\theta + \omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

La direzione e il verso delle forze magnetomotrici dovute alla distribuzione delle tre fasi sono mostrate in Figura 3.5. Quindi la mmf risultante, derivante dal contributo delle singole mmf, è espressa come [12]:

$$F = F_{as} + F_{bs} + F_{cs} = \frac{3}{2} \frac{T_{ph}I_m}{P} \cos(\theta - \omega_s t) \tag{3.8}$$

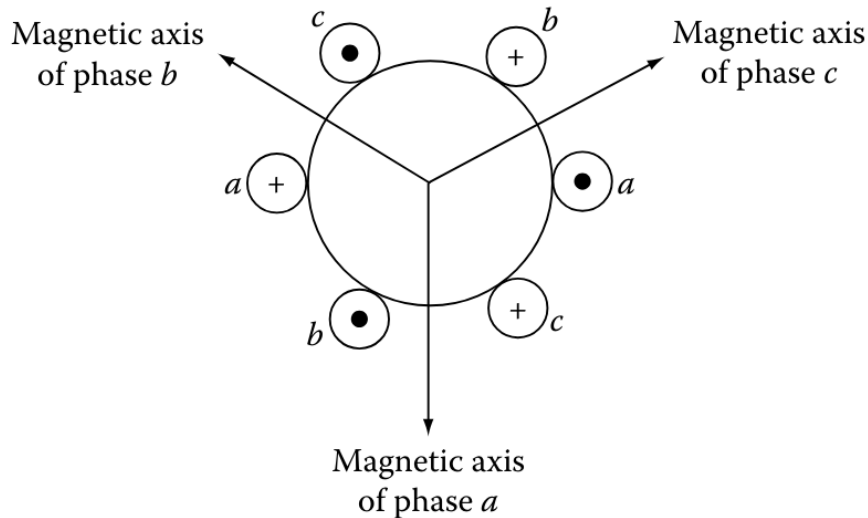


Figura 3.5: Rappresentazione assi magnetici

La (3.8) permette di trarre importanti conclusioni sull'andamento della mmf. L'ampiezza dell'onda è controllata, oltre che dai parametri che dipendono esclu-

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

sivamente dalla progettazione della macchina, dalla corrente iniettata nelle fasi. La velocità del campo magnetico rotante è controllata dalla velocità angolare, che è funzione delle correnti di statore (rappresenta in Figura 3.6).

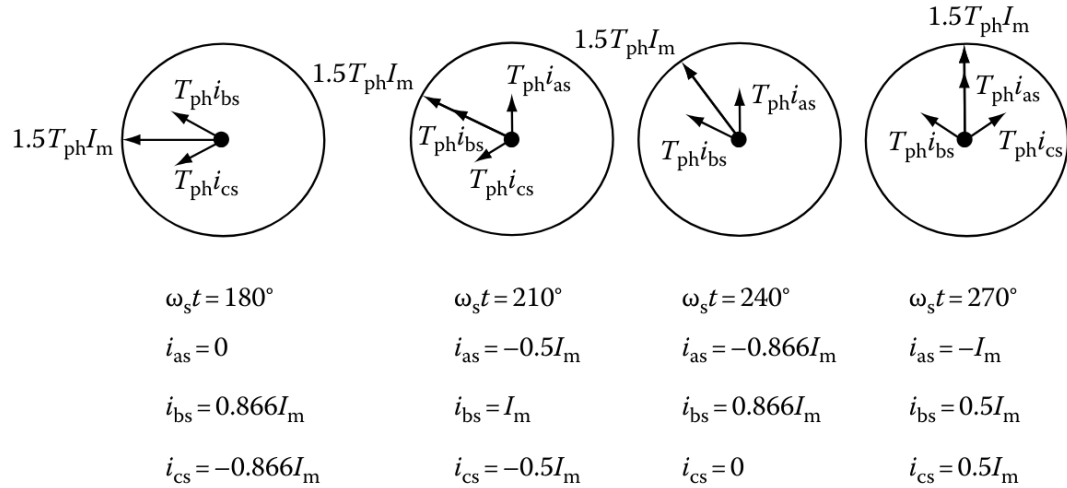


Figura 3.6: Rappresentazione campo magnetico rotante

3.2.3 BLDC

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Questa tipologia di motore è simile a quella trattata precedentemente e perciò rimangono valide le premesse già affrontate, ovvero: la presenza di un campo magnetico sul rotore dovuto alla distribuzione di magneti permanenti e la presenza di n-fasi che formano degli avvolgimenti disposti secondo un opportuno criterio lungo la carcassa di statore (come rappresentato in Figura 3.7).

Nei motori BLDC gli avvolgimenti dei conduttori dello statore sono concentrati in uno o due slot per polo magnetico (riferito ai magneti di rotore) per ogni fase, con la conseguenza che la forza magnetomotrice e la forza contro-elettromotrice sono di tipo rettangolare, o meglio, trapezoidale. A differenza del PMSM la distribuzione delle fasi nello spazio è di tipo discreto e non più sinusoidale, questa tecnica garantisce una maggior semplicità del motore stesso e del pilotaggio, ma anche nella produzione della macchina.

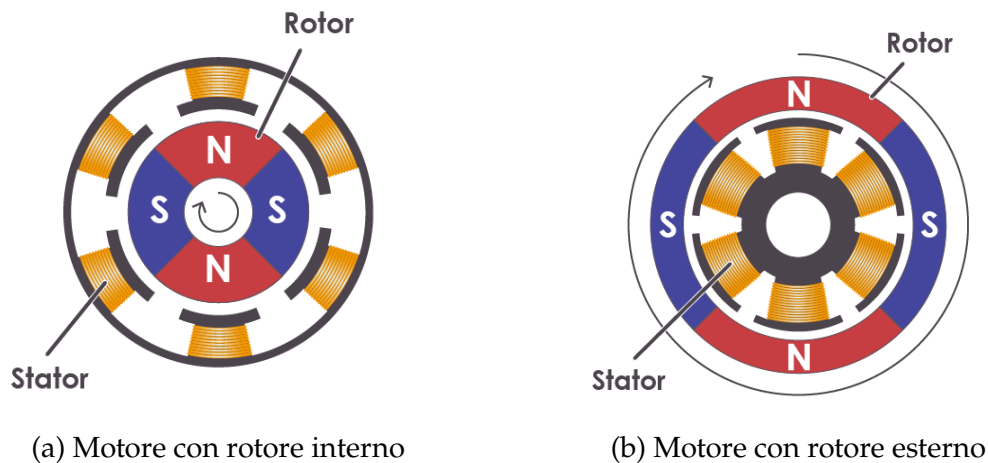


Figura 3.7: Struttura motore BLDC

FORZA ELETTROMOTRICE INDOTTA

La forma d'onda della forza contro-elettromotrice (dovuta ai magneti dello statore) ha un'ampiezza costante per la durata di 120° elettrici, sia nel mezzo periodo positivo che nel mezzo periodo negativo. Affinché si possa creare una mmf uniforme tra le fasi è ancora una volta necessario che le diverse correnti, iniettate nelle fasi dello statore, abbiano una fasatura di 120° una dall'altra (come mostrato in Figura 3.8). È utile ricordare, siccome le correnti non possono assumere andamenti a gradino (quindi non possono cambiare istantaneamente), che normalmente si verificano fenomeni di sovralongazione e ripple, che vanno necessariamente tenuti in considerazione dal dispositivo di controllo i.e inverter. Questo metodo di alimentazione quindi permette di avere una potenza erogata uniforme e distribuita per tutte le fasi.

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

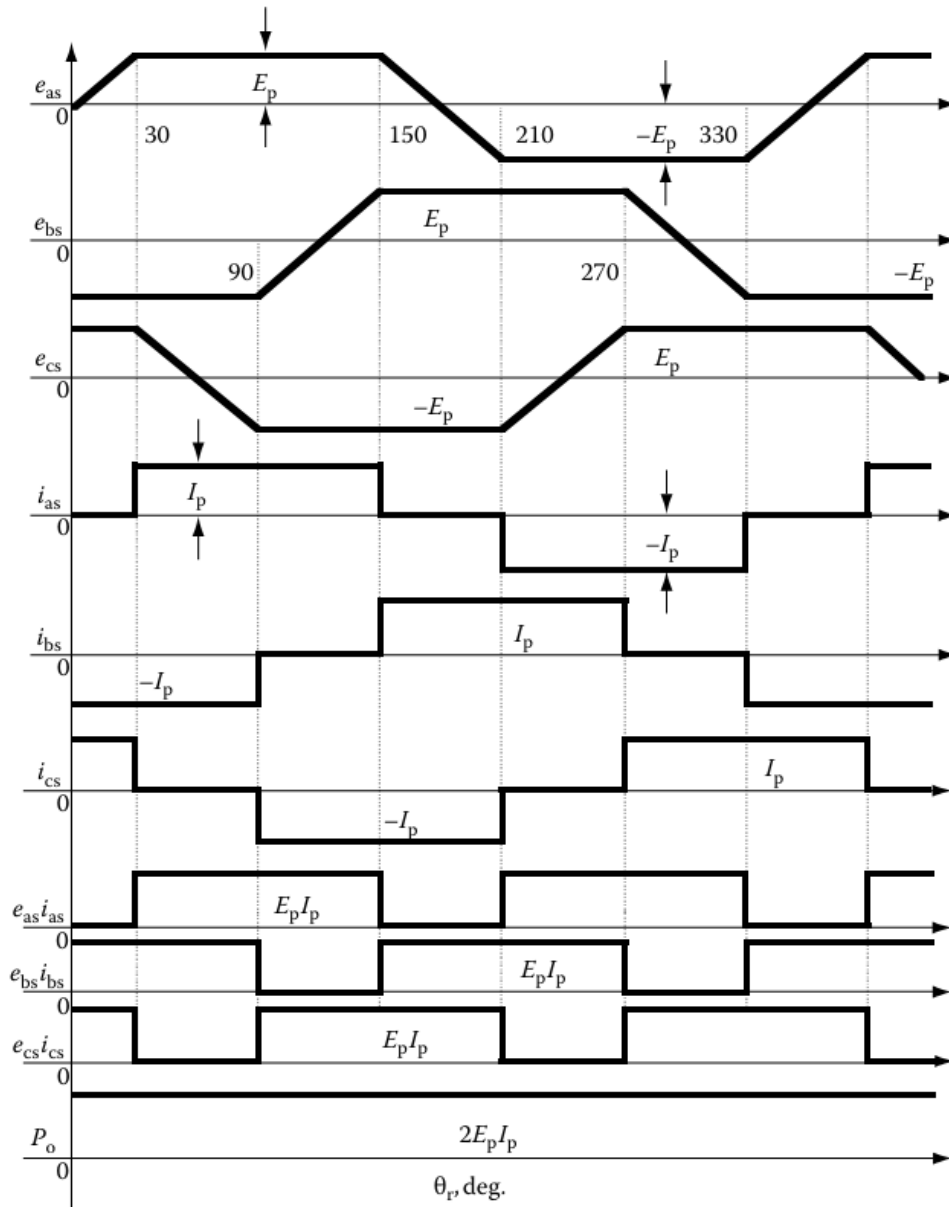


Figura 3.8: Forme d'onda **ideali** di un BLDC trifase

Dove e_{as}, e_{bs}, e_{cs} sono le back emf e i_{as}, i_{bs}, i_{cs} rappresentano le correnti che percorrono le tre fasi di alimentazione della macchina.

MODELLO DI STATO

Il modello di stato assume una grande importanza per lo studio e l'analisi dei sistemi, in quanto permette di caratterizzarli secondo leggi fisiche note [6].

In questo caso, il sistema posto in analisi è il motore BLDC, schematizzato in Figura 3.9:

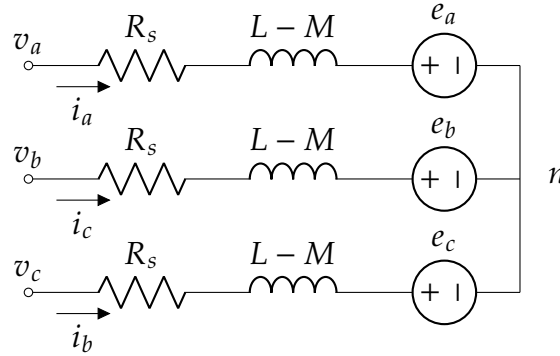


Figura 3.9: Rappresentazione circuito equivalente di un BLDC

Ogni singola linea è caratterizzata dalla propria resistenza (R_s) e dall'induttanza (L_s) che tiene in considerazione della componente induttiva (L) dovuta alla creazione degli avvolgimenti (che dipende dal numero di rivoluzioni e dalla forma) e della mutua induttanza (M) che invece è dovuta all'interazione tra le diverse fasi. In oltre, la presenza della forza contro-elettromotrice indotta, viene rappresentata tramite un generatore (e).

1. Equazioni elettriche

É ragionevole considerare che i diversi parametri che caratterizzano ogni linea siano i medesimi per tutte e tre le fasi, in quanto misurano la stessa lunghezza e si trovano disposte in modo omogeneo nello spazio [6].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Dove (v_a), (v_b), (v_c) e (i_a), (i_b), (i_c) rappresentano rispettivamente, le tensioni (rispetto al potenziale nel punto n) e le correnti in ognuna delle fasi.

2. Equazioni del moto

Per caratterizzare il comportamento dinamico del motore è utile ricavare le equazioni che legano le diverse grandezze elettriche con quelle fisiche del motore.

La coppia elettrica (T_E) generata dal motore è espressa come [6]:

$$T_E = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \implies T_L = T_E - J \frac{d\omega_m}{dt} - B\omega_m \quad (3.10)$$

3.2. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

Dove (T_L) rappresenta la coppia trasferita al carico, (J) l'inerzia legata al rotore, (B) il coefficiente di attrito viscoso dovuto alle parti meccaniche in movimento e in fine (ω_m) la velocità angolare del rotore. La velocità angolare meccanica del rotore è strettamente legata alla velocità angolare elettrica (ω_e) con cui vengono controllate le correnti d'ingresso.

$$\omega_m = k_\omega \omega_e \quad (3.11)$$

Dove (k_ω) dipende dal numero di poli del motore e da come sono distribuiti gli avvolgimenti statorici, in questa occasione il coefficiente risulta unitario, quindi le due velocità coincidono.

Siccome si sta parlando di un motore BLDC, le back emf (e_a, e_b, e_c) possiedono una forma trapezoidale e quindi possono essere espresse nel modo seguente (notiamo il fatto che si trovano sfasate di 120° elettrici).

$$\begin{aligned} e_a &= f_e(\theta_e) \lambda \omega_e \\ e_b &= f_e(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \lambda \omega_e \\ e_c &= f_e(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \lambda \omega_e \end{aligned} \quad (3.12)$$

Con (λ) rappresentante il flusso concatenato. La funzione $f_e(\theta)$ è periodica di periodo 2π ed è definita a tratti nel seguente modo:

$$f_e(\theta) = \begin{cases} \frac{6}{\pi} \theta & 0 < \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{5\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi} \theta + 6 & \frac{5\pi}{6} < \theta \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6} < \theta \leq \frac{11\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi} \theta - 12 & \frac{11\pi}{6} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.13)$$

La forma d'onda di 3.13 può essere visualizzata in Figura 3.8.

Quindi, la coppia elettrica generata dal motore può essere riscritta come la somma dei tre contributi provenienti dalle diverse fasi.

$$T_E = T_a + T_b + T_c \quad (3.14)$$

$$T_a = \frac{e_a i_a}{\omega_m}, T_b = \frac{e_b i_b}{\omega_m}, T_c = \frac{e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.15)$$

Mettendo insieme 3.12, 3.14 e 3.15 si dimostra che:

$$T_E = k_\omega \lambda f_e(\theta_e) i_a + k_\omega \lambda f_e(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_b + k_\omega \lambda f_e(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) i_c \quad (3.16)$$

Ponendo:

$$\begin{aligned} X_a(\theta_e) &= k_\omega \lambda f_e(\theta_e) \\ X_b(\theta_e) &= k_\omega \lambda f_e(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ X_c(\theta_e) &= k_\omega \lambda f_e(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Si ottiene:

$$T_E = X_a(\theta_e) i_a + X_b(\theta_e) i_b + X_c(\theta_e) i_c \quad (3.18)$$

Da questo si conclude che la coppia generata dal motore elettrico è:

- proporzionale all'intensità delle correnti iniettate;
- funzione della posizione relativa del rotore rispetto allo statore;
- proporzionale a (λ) , quindi all'intensità del campo magnetico generato dai magneti permanenti e dal numero di avvolgimenti delle fasi.

4

Controllo e azionamento di un motore BLDC

Un motore BLDC è una macchina il cui funzionamento richiede la continua commutazione delle fasi presenti nello statore, per garantire un'erogazione efficace ed omogenea della coppia nel tempo. Per poter controllare questo tipo di motore è assolutamente necessario conoscere l'esatta posizione del rotore rispetto allo statore in modo tale da poter poi controllare le correnti di alimentazione.

In questo capitolo vengono trattate alcune tecniche di controllo e di azionamento di un motore BLDC trifase, in particolare verrà fatto un maggior approfondimento sul funzionamento tramite sensori.

4.1 CONTROLLO DELLA POSIZIONE DEL ROTORE

4.1.1 SENSORI DI POSIZIONE

Il controllo tramite sensori di posizione è molto diffuso e sfruttato, grazie alla grande precisione che essi garantiscono. I dispositivi più comunemente utilizzati sono i sensori ad effetto hall, i VR (*electromagnetic variable reluctance sensors*) e gli accelerometri. I sensori ad effetto hall sono quelli che hanno riscosso maggior successo, dovuto al minor ingombro e al fatto che non presentano alcune parti meccaniche in movimento, le quali, a lungo andare, potrebbero creare problemi e quindi compromettere il controllo del motore[21].

4.1. CONTROLLO DELLA POSIZIONE DEL ROTORE

SENSORI AD EFFETTO HALL

Questo tipo di sensori permettono di misurare il flusso del campo magnetico, convertendolo in un segnale elettrico, che opportunamente trattato permette di stabilire grazie ai magneti rotorici la posizione del rotore stesso. I sensori ad effetto hall sono solitamente tre e vengono posizionati all'interno della carcassa del rotore, in modo tale da trovarsi tra un avvolgimento statorico e il rotore. Per permettere un controllo efficace, è necessario che si trovino posizionati nel mezzo tra due fasi, oppure uno per ogni fase del motore, come in Figura 4.1, dove il primo sensore (*HALL#1*) è posto sull'avvolgimento riferito alla fase A, il secondo (*HALL#2*) sull'avvolgimento della fase B e il terzo (*HALL#3*) sulla fase C.

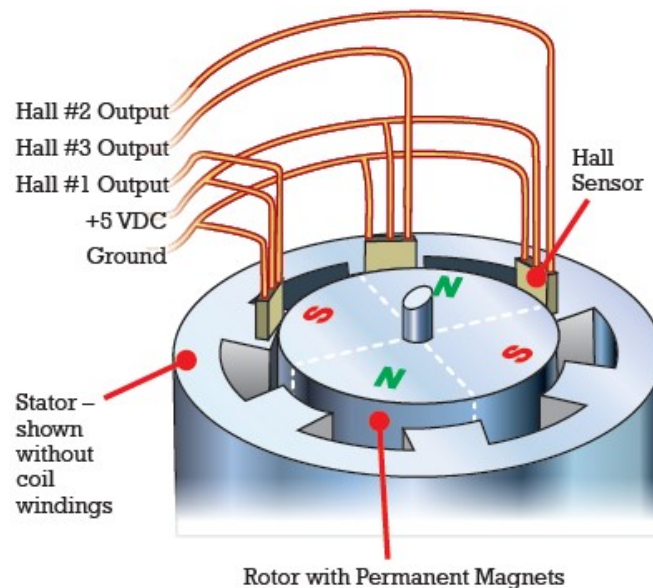


Figura 4.1: Disposizione sensori ad effetto hall in un BLDC

I sensori forniscono "solamente" un segnale di tipo binario, corrispondente alla presenza o all'assenza di un campo magnetico secondo la direzione radiale rispetto al loro posizionamento. Gli impulsi generati servono appunto per controllare l'attivazione e la disattivazione delle correnti iniettate nelle fasi. In Figura 4.2 vengono mostrati i segnali dei sensori (H_a , H_b , H_c), dove possiamo vedere che rimangono ad un valore alto per 180° con una fasatura di 60° uno dall'altro [4].

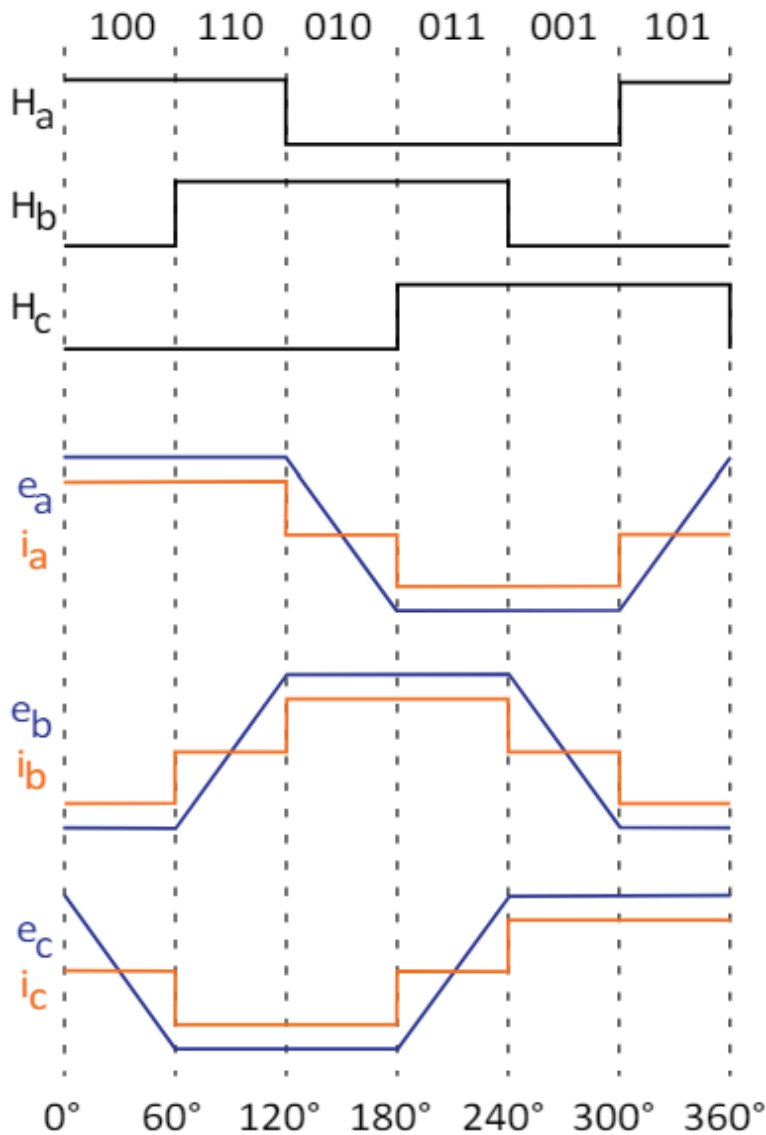


Figura 4.2: Forme d'onda dei sensori ad effetto hall, back emf e corrente

4.1.2 CONTROLLO SENSORLESS

L'utilizzo di sensori, a volte, può creare diverse problematiche e può rendere il sistema soggetto a guasti o malfunzionamenti oltre che a complicare la costruzione della macchina stessa. Il metodo più semplice ed anche il più utilizzato è lo ZCD (*Zero Crossing Detection*) e consiste nel misurare la forza elettromotrice indotta, nella fase che non si trova in stato di conduzione, e quindi valutare lo stato della posizione del rotore rispetto allo statore.

ZCD

L'approccio utilizzato da questo metodo consiste nel rilevare la back emf, il cui andamento conosciamo essere in funzione della posizione tra i magneti permanenti e le fasi dello statore. In un motore BLDC vengono eccitate sempre due fasi alla volta, questo implica che una di esse, a turno, ogni 60° elettrici, si trova disalimentata. La forza elettromotrice indotta nella fase non eccitata viene quindi rilevata per valutare la posizione della fase stessa rispetto ad un magnete permanente che si trova in vicinanza, che è complice dell'induzione della back emf.

Supponendo di avere la fase B e C che si trovino in conduzione e di voler misurare la back emf sulla fase A, si misura V_{abbc} come la differenza tra V_{ab} e V_{bc} [22]. In modo equivalente le tensioni di riferimento per le fasi B e C sono rispettivamente V_{bccca} e V_{caab} . In Figura 4.3 vengono rappresentate le tensioni di riferimento sovrapposte alle tensioni indotte (E_a, E_b, E_c). È facile notare che le curve si intersecano nei punti a potenziale zero, detti ZCP (Zero Crossing Point), con pendenza una opposta all'altra.

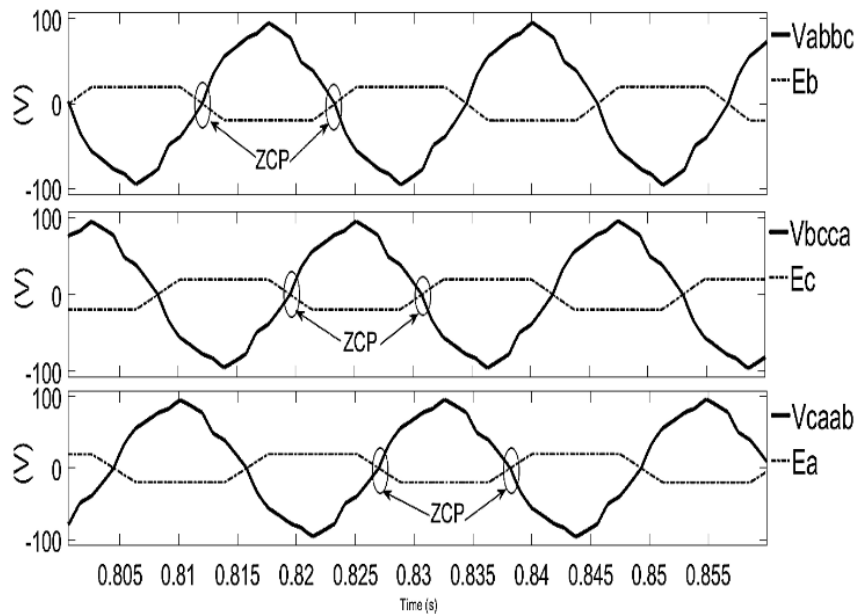


Figura 4.3: Tensioni di riferimento con punti di attraversamento

Dai segnali di riferimento, prelevati dalle fasi, è possibile derivare i controlli necessari equivalenti a quelli utilizzati per il funzionamento tramite sensori ad effetto hall [22].

4.2 AZIONAMENTO

Il motore BLDC, avendo bisogno di un continuo controllo delle fasi di statore, come anticipato nei capitoli precedenti, ha la necessità di essere controllato tramite un inverter. L'inverter è un dispositivo di potenza che permette di trasformare una corrente continua in ingresso, in tre diverse correnti in uscita, con le caratteristiche adatte a controllare un motore trifase. Nel caso preso in esame, le tre correnti in uscita, sono caratterizzate da un andamento periodico nel tempo e risultano sfasate di 120° l'una con l'altra. In Figura 4.4 è rappresentato lo schema circuitale di un inverter trifase composto da sei Mosfet che condividono la stessa sorgente di alimentazione (V_{dc}) che in molti casi viene fornita direttamente dalla batteria.

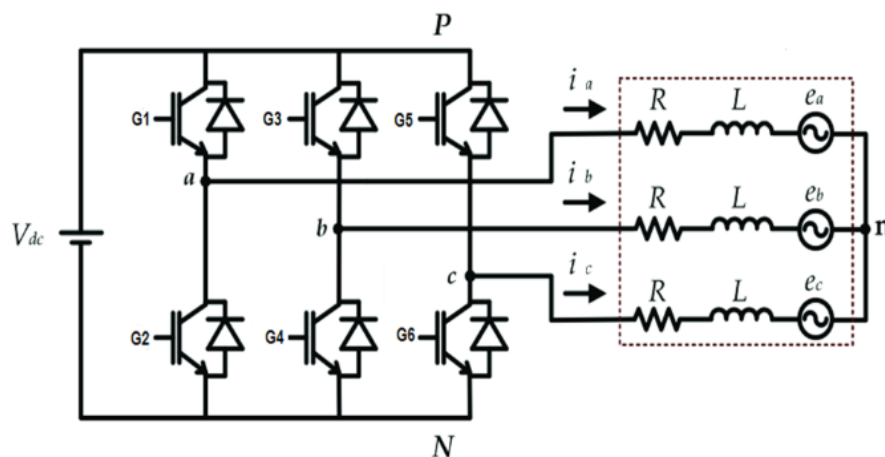


Figura 4.4: Inverter trifase a 6 Mosfet

Possiamo notare che i Mosfet sono disposti a coppie di due (una per ogni fase da alimentare), dove ogni conduttore di fase è connesso tra il terminale di source del Mosfet superiore e il terminale di drain di quello inferiore.

Questa tipologia di configurazione permette quindi di controllare separatamente il verso delle correnti (i_a , i_b , i_c) che possono assumere verso positivo o negativo a seconda di come vengono commutati i Mosfet.

Per poter controllare in modo efficace i diversi terminali di gate vengono utilizzati dei dispositivi chiamati Gate Driver, i quali permettono di convertire i segnali provenienti dalla logica di controllo in adeguati segnali con maggior potenza.

4.2. AZIONAMENTO

4.2.1 COMMUTAZIONE A SEI FASI

Il metodo di azionamento più semplice, che si trova alla base del controllo di un motore BLDC, può essere effettuato alimentando solamente due fasi alla volta e lasciando la terza in assenza di corrente. La sequenza che stabilisce la conduzione può essere schematizzata in sei fasi, come descritto in Tabella 4.1.

GRADI	H1	H2	H3	FASE			G1	G2	G3	G4	G5	G6
				A	B	C						
0-60	1	0	0	+	-	OFF	1	0	0	1	0	0
60-120	1	1	0	+	OFF	-	1	0	0	0	0	1
120-180	0	1	0	OFF	+	-	0	0	1	0	0	1
180-240	0	1	1	-	+	OFF	0	1	1	0	0	0
240-300	0	0	1	-	OFF	+	0	1	0	0	1	0
300-360	1	0	1	OFF	-	+	0	0	0	1	1	0

Tabella 4.1: Sequenza di commutazione dei Mosfet in funzione della posizione

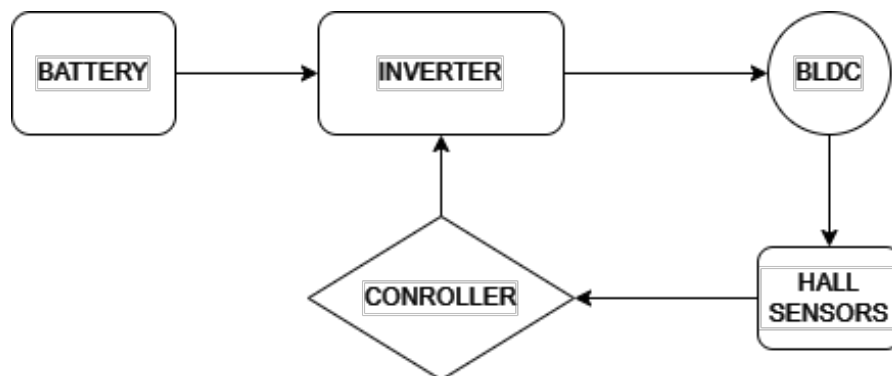


Figura 4.5: schema inverter trifase a 6 Mosfet

Notiamo che le diverse fasi di conduzione sono controllate dalla posizione del rotore e quindi dai segnali dei sensori ad effetto hall.

Questo sistema di funzionamento è molto utilizzato, poiché semplice da realizzare, soprattutto in applicazioni dove non è necessario un controllo molto preciso della posizione e della coppia del motore. Avendo sei fasi distinte di conduzione, si ottiene una coppia con un andamento non lineare ma ondulatorio (come in Figura 4.6), dovuto al fatto che la coppia è massima quando il campo magnetico dei magneti permanenti è ortogonale al campo magnetico generato dallo statore.

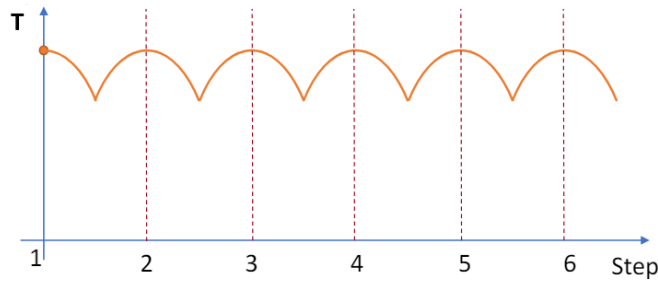


Figura 4.6: Coppia in funzione dei passi di commutazione

Inoltre la tensione fornita alle fasi di alimentazione (A, B, C) è sempre quella della batteria, quindi (V_{dc}) e non può essere variata.

4.2.2 PWM

La modulazione a larghezza d'impulso (*Pulse Width Modulation*) è un sistema che permette di variare l'andamento medio di una tensione in ingresso, agendo sul valore di un solo parametro, chiamato duty cycle (DC). Questa metodologia di modulazione, consiste nel generare impulsi di larghezza variabile a frequenza fissata. Lo schema principale di un modulatore PWM, rappresentato in Figura 4.7, consiste in un comparatore che confronta un segnale di riferimento, chiamato modulante (m), con un segnale triangolare a frequenza fissata ($f_s = \frac{1}{T_s}$) e valore massimo (W_{max}), denominato portante [13].

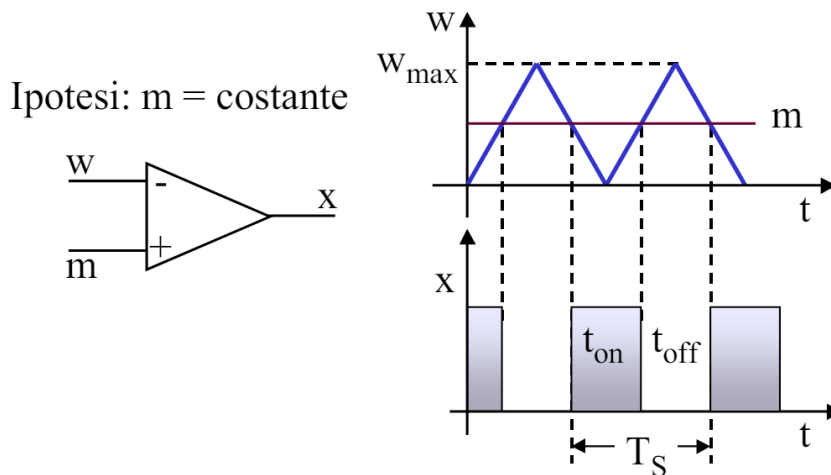


Figura 4.7: Modulatore PWM

Sotto l'ipotesi che il segnale modulante rimanga costante per un tempo superiore a quello del periodo dell'onda portante, il valore del duty cycle (δ), che

4.2. AZIONAMENTO

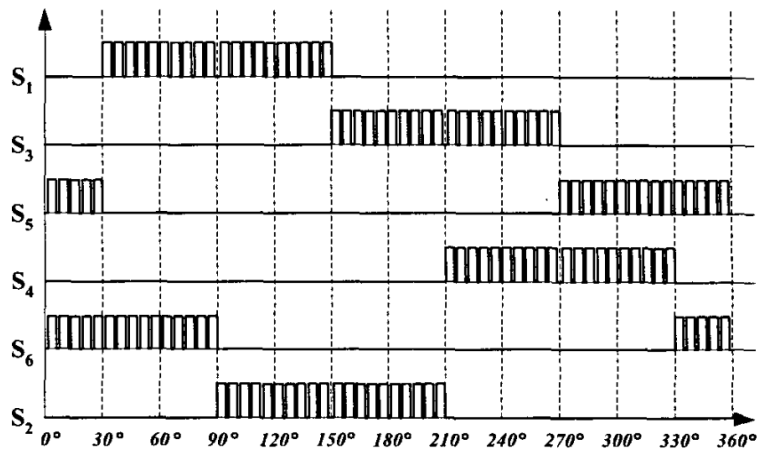
equivale al valore medio del segnale (X) in uscita dal comparatore, è descritto dalla seguente relazione:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{m}{W_{max}} \quad (4.1)$$

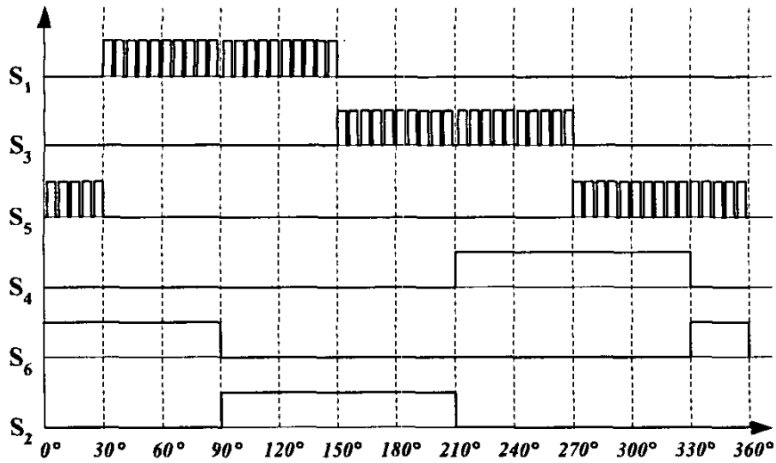
Quindi il valore di duty cycle è direttamente legato al valore della modulante mediante una relazione di proporzionalità.

Questa tecnica di modulazione può essere introdotta anche per il controllo dei transistor Mosfet nel caso di un inverter trifase, come quello descritto nel Capitolo 4.2. Quindi, il segnale che prima aveva il compito di controllare lo stato di accensione e spegnimento dei Mosfet, che poteva essere solo alto o solo basso, all'interno di una singola fase di switching, viene sostituito con una forma d'onda PWM. Siccome, per ogni fase di switching la corrente scorre soltanto in due fasi del motore, possiamo quindi ridurre lo studio a soltanto una parte del circuito, costituita da quattro Mosfet (introducendo un circuito equivalente chiamato *H-Bridge*), in quanto i restanti due rimangono inutilizzati.

Possiamo distinguere due metodi principali di commutazione: quella bipolare, dove all'interno di una singola sequenza viene invertita l'alimentazione alle fasi del motore, e quella unipolare, dove invece le fasi vengono alimentate soltanto con una tensione positiva, seguendo gli andamenti del segnale PWM, come in Figura 4.8 [11].



(a) Commutazione bipolare



(b) Commutazione unipolare

Figura 4.8: Segnali di switching con PWM

4.2. AZIONAMENTO

• Switching bipolare (Hard)

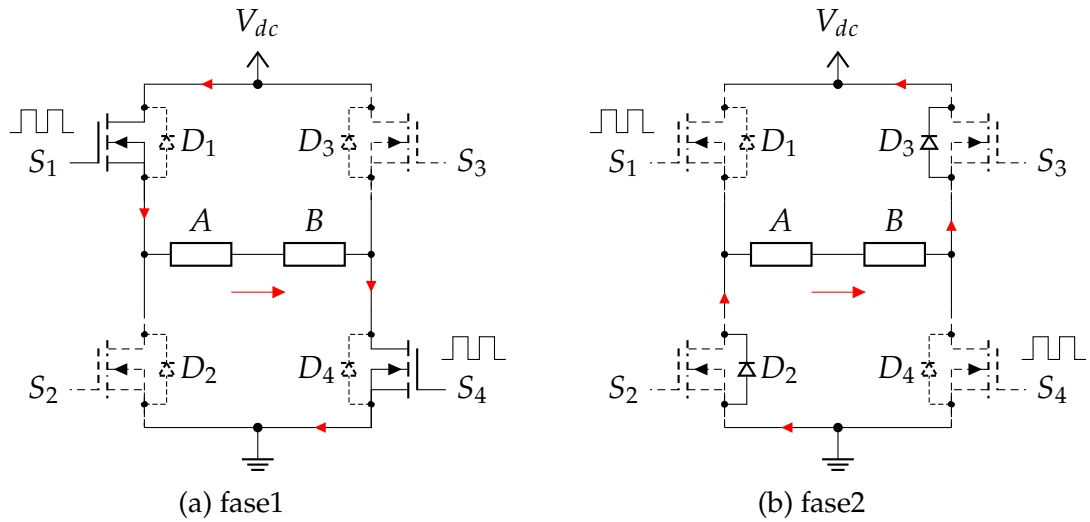


Figura 4.9: Schema Hard switching

Nella prima fase di commutazione, durante il (t_{on}), il Mosfet (S1) e (S4) si trovano in conduzione, quindi la corrente si muove lungo il percorso rosso indicato dalle frecce. Durante il (t_{off}), quando (S1) e (S4) si spengono, la corrente tende a scorrere ancora e quindi ha la necessità di richiudersi tramite i diodi di ricircolo (D2) e (D3). Quindi la tensione applicata al carico (ovvero le fasi del motore) risulta:

$$V_L = -V_{dc} - 2V_{d(on)} \quad (4.2)$$

In questo modo si ottiene un ripple di corrente molto elevato che rende il motore poco efficiente ed in oltre non permette un controllo efficace dei parametri di velocità e coppia [27].

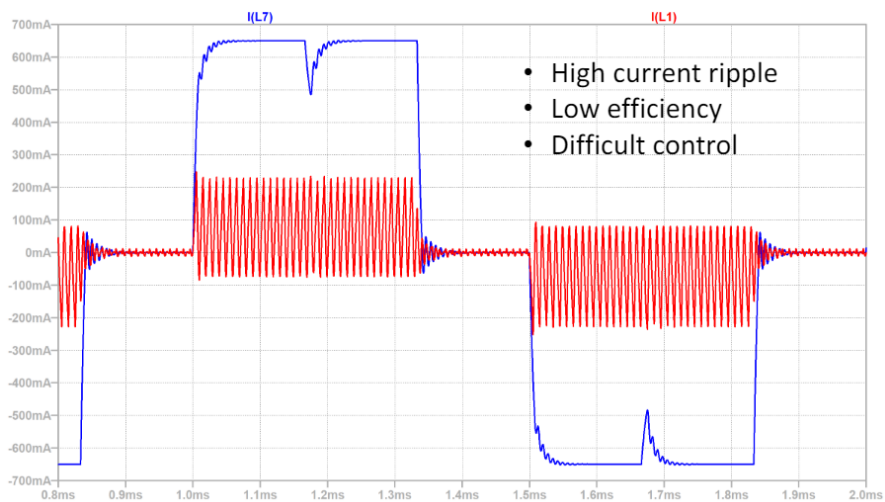


Figura 4.10: Forme d'onda: Hard switching

• **Switching unipolare (Soft)**

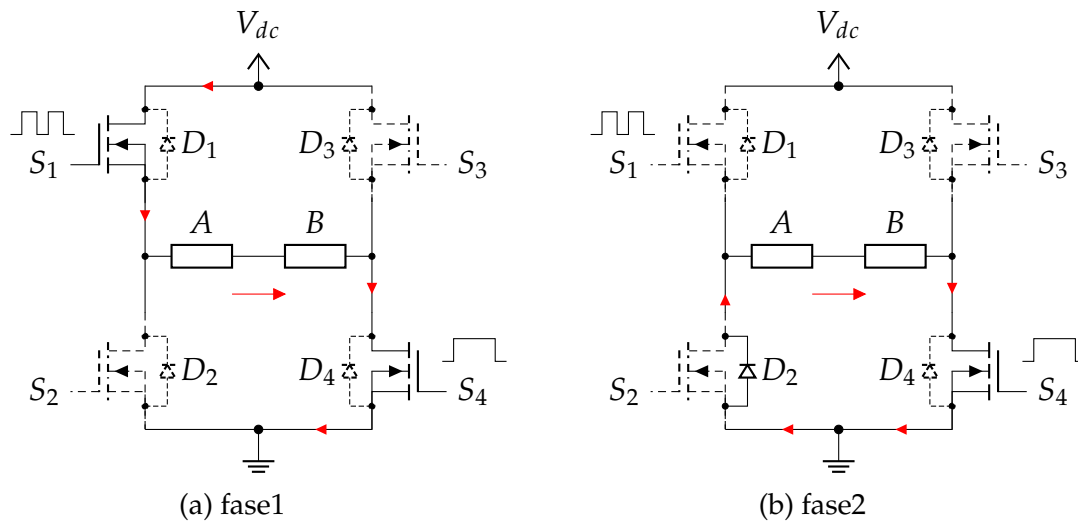


Figura 4.11: Schema Soft switching

Il funzionamento di tipo Soft, come si intuisce dal nome, permette uno switching tra il periodo di (T_{on}) e (T_{off}) meno "brusco" rispetto a quello trattato in precedenza. Infatti durante il periodo on, sono attivi entrambi i transistor (S_1) e (S_4), mentre nel periodo off, si spegne soltanto (S_1) e (S_4) rimane attivo. La corrente tenderà quindi a richiudersi passando per (S_4) e sul diodo di ricircolo (D_3), portando la tensione sul carico:

$$V_L = -V_{ds(on)} - V_{d(on)} \quad (4.3)$$

In questo modo si avrà un ripple di corrente inferiore a quello precedente [27].

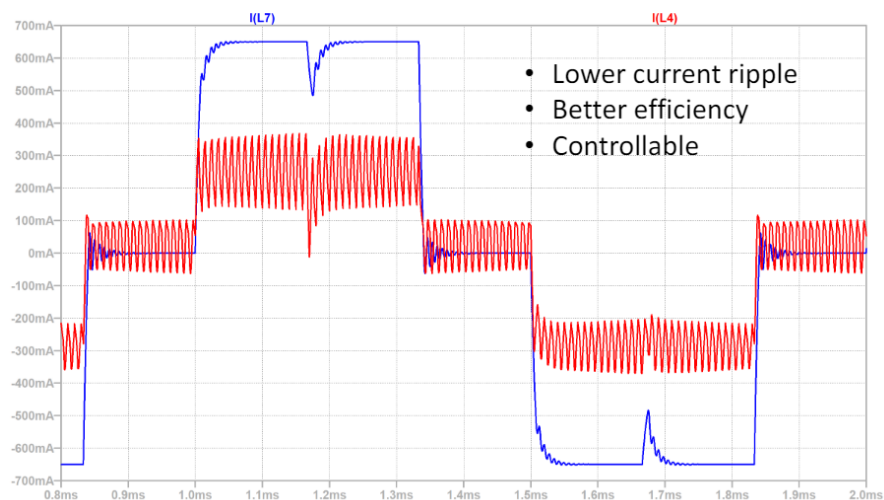


Figura 4.12: Forme d'onda: Soft switching

4.2.3 FIELD ORIENTED CONTROL

Una delle strategie più comuni di controllo è denominata FOC (*Field Oriented Control*) e permette di gestire l'alimentazione di un BLDC mediante l'utilizzo di un sistema vettoriale. Questo sistema viene derivato direttamente dalla rappresentazione vettoriale elettrica delle tre fasi (Figura 4.14), nelle quali vengono iniettate le correnti di alimentazione. Per maggior semplicità di trattazione, si considerano i vettori (A, B, C) delle forze magnetomotrici come i vettori delle correnti. Nell'approccio a singola commutazione, trattato nel Capitolo 4.2.1, il vettore della mmf risultante, assume sei posizioni discrete all'interno del piano, pari il numero delle sequenze di commutazione, questo non permette un'erogazione stabile della coppia e della potenza.

La modulazione vettoriale, invece, permette di controllare il vettore rotante della mmf tramite un controllo continuo e simultaneo delle fasi di alimentazione, utilizzando tre riferimenti di tensioni sinusoidali, sfasate di 120° tra loro. Queste tensioni fungono da modulanti, dirette a tre modulatori PWM, che sono connessi ai terminali di gate dei Mosfet, come mostrato in Figura 4.13.

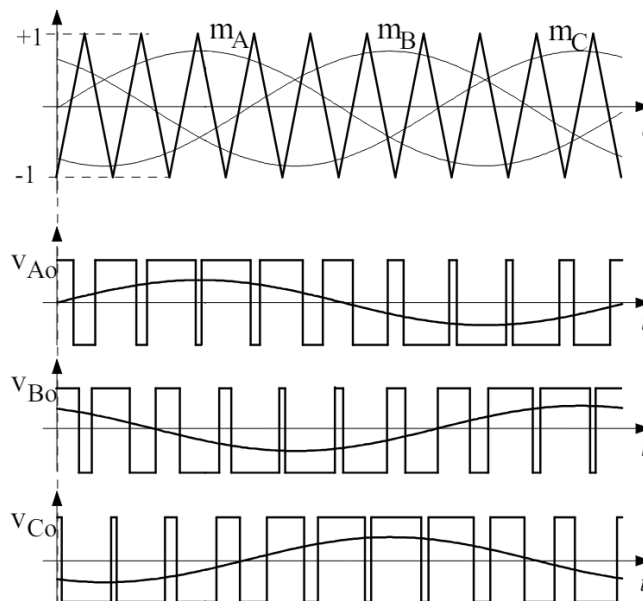


Figura 4.13: PWM con modulanti (m) sinusoidali

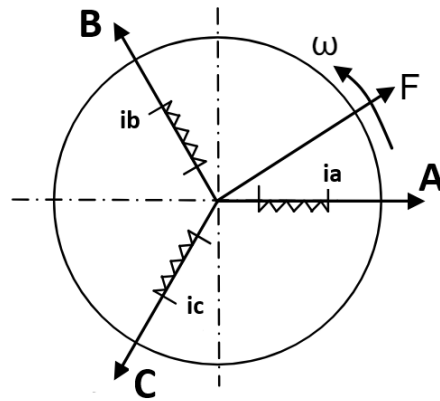


Figura 4.14: Piano rappresentante il piano delle correnti

Per gestire il vettore rotante rappresentante la mmf, vengono quindi introdotte due trasformate, quella di Clarke e quella di Park, che aiutano nella semplificazione dei calcoli matematici [13].

TRASFORMATA DI CLARKE

La trasformata di Clarke permette di passare da un sistema di riferimento trifase a un sistema di riferimento ortogonale a in dimensioni.

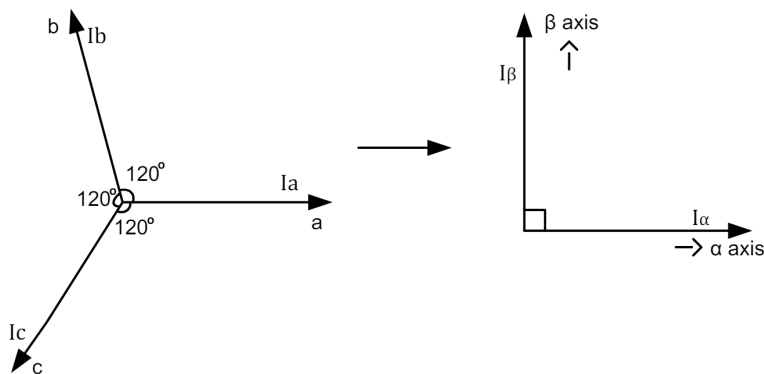


Figura 4.15: Trasformata di Clarke

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.2. AZIONAMENTO

Dove la matrice ($T_{\alpha\beta\gamma}$) rappresenta un cambio di sistema di riferimento da quello abc a quello $\alpha\beta\gamma$. Il coefficiente $\sqrt{\frac{2}{3}}$ viene introdotto per rendere il nuovo sistema di riferimento ortonormale e ciò garantisce alcune proprietà [13]:

- la matrice inversa è equivalente alla matrice trasposta, quindi $T_{\alpha\beta\gamma}^{-1} = T_{\alpha\beta\gamma}^T$;
- il calcolo delle potenze elettriche rimane invariato.

Dalla 4.4 si nota che la componente (i_γ) è proporzionale alla somma delle tre componenti (i_a, i_b, i_c) al netto di un coefficiente $\frac{1}{\sqrt{3}}$. Nel caso in esame si ha che la somma algebrica delle tre correnti è sempre nulla, di conseguenza lo è sempre anche la componente (i_γ). Quindi trascurando la terza componente la trasformazione lineare diventa la seguente.

$$\vec{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Si ottiene quindi che il vettore ($\vec{i}_{\alpha\beta}$) che giace sul piano $\alpha\beta$, rappresenta il vettore risultante della mmf generata dalle correnti (i_a, i_b, i_c).

TRASFORMATA DI PARK

La trasformata di Park consiste in una trasformazione lineare che applicata ad un sistema ne permette la rotazione di un angolo (θ), secondo un nuovo sistema di riferimento ortogonale. Applicando quindi una rotazione al sistema ($\alpha\beta$) trattato in precedenza, si ottiene [19]:

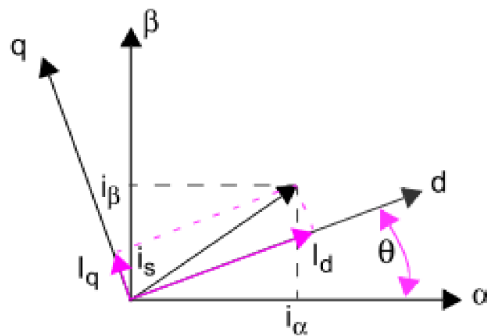


Figura 4.16: Trasformata di Park

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = R_{dq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

In questo modo è possibile mappare dei vettori rotanti (i_α, i_β) in due vettori costanti, nel piano (dq), avente ampiezza costante.

Supponendo di avere una terna equilibrata di correnti:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega t + \phi) \\ I_0 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \phi) \\ I_0 \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi + \phi) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La trasformazione lineare mediante l'applicazione della trasformata di Clarke e Park risulta:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = R_{dq} T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega t + \phi) \\ I_0 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \phi) \\ I_0 \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi + \phi) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_0 \cos(\phi) \\ I_0 \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Questo risultato, applicato ad un motore BLDC, permette di concludere che, introducendo un'alimentazione di tipo sinusoidale con sfasamento di 120° tra gli avvolgimenti, è possibile generare un campo di forza magnetomotrice di modulo costante e rotante nel tempo [27].

Nella modulazione FOC si vuole ottenere un vettore rotante rappresentante la fmm (associato al vettore i_d) che si trovi sempre perpendicolare al campo magnetico generato dai magneti permanenti (associato al vettore i_q), come descritto in Figura 4.17. Questo metodo consente quindi di poter generare il massimo della coppia possibile.

4.2. AZIONAMENTO

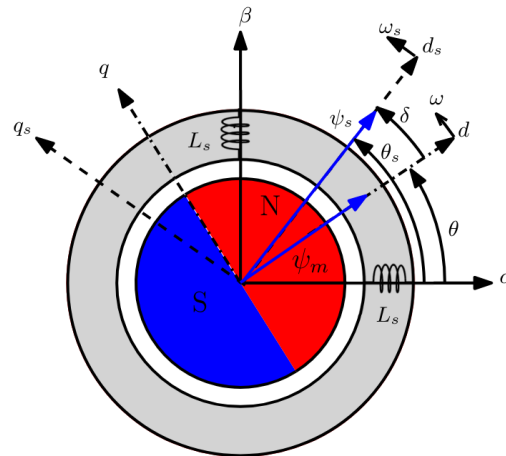


Figura 4.17: Piano di riferimento

Seguendo queste specifiche è possibile implementare un sistema di controllo di tipo FOC, rappresentato in Figura 4.18. La posizione e la velocità del rotore possono essere prelevate tramite dei sensori, oppure possono essere derivate dal rilevamento dalle back emf. Il controllo è svolto tramite un sistema retroazionato che misura le correnti in ingresso al motore e ne fa una trasformazione tramite le trasformate di Clarke e Park, al fine di compararle con i valori di riferimento. L'errore dovuto alla differenza tra il valore misurato e il riferimento si trova in ingresso ad un controllore proporzionale-integrale (PI), la cui uscita subisce invece una trasformazione inversa. I valori in uscita dall'antitrasformata di Clarke vengono poi utilizzati come modulanti per generare il segnale PWM che si occupa dello switching dei Mosfet [7].

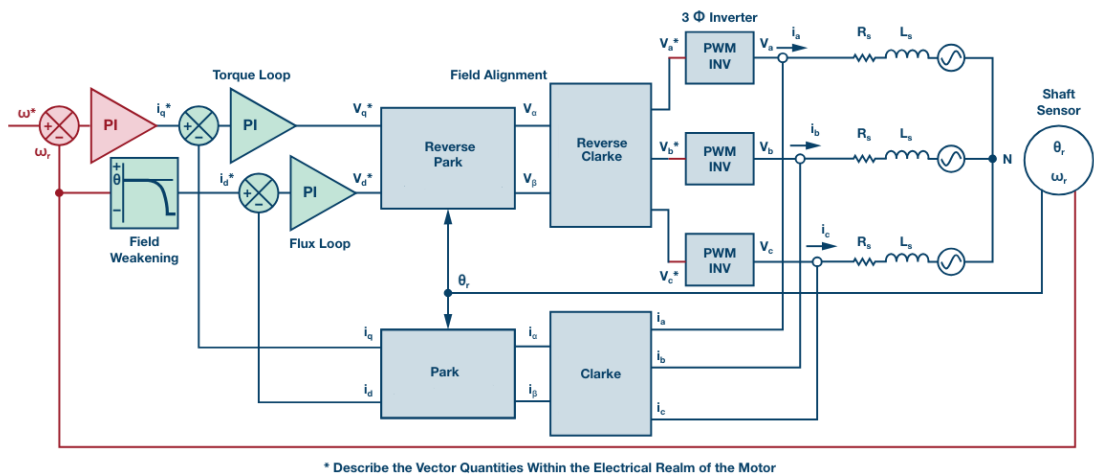


Figura 4.18: FOC: schema a blocchi

5

Controllo di trazione

5.1 CARATTERISTICHE DI CONTATTO TRA RUOTA E TERRENO

Il movimento di veicolo è permesso grazie alla coppia motrice generata alle ruote per mezzo del motore elettrico. Per poter avanzare, le forze generate per compiere il movimento devono necessariamente essere maggiori di quelle resistenti. Per questo, risulta molto importante che la coppia erogata dal motore e trasmessa agli pneumatici sia trasferita nel modo più efficace possibile sul terreno.

L'adesione delle ruote (definita tramite un coefficiente d'attrito μ) è influenzata dal peso del veicolo, dal materiale e dalla struttura degli pneumatici, dalle condizioni delle strade e dal tempo atmosferico. Quando il coefficiente d'attrito è basso e la coppia generata dal motore è maggiore del limite massimo garantito, la ruota incomincerà a slittare, causando problemi non solo legati al movimento del veicolo ma anche alla sicurezza dello stesso [9]. Viene perciò introdotto un parametro, chiamato *slip ratio* (λ), utile per mettere in relazione la velocità della ruota con quella del veicolo [17]:

$$\lambda = \frac{V_\omega - V}{V_\omega} = \frac{r\omega - V}{r\omega} \quad (\text{Accelerazione}) \quad (5.1)$$

$$\lambda = \frac{V - V_\omega}{V} = \frac{V - r\omega}{V} \quad (\text{Frenata}) \quad (5.2)$$

Dove (r) e (ω) sono rispettivamente il raggio effettivo e la velocità angolare

5.2. DINAMICA DI UN VEICOLO

della ruota, mentre (V) corrisponde alla velocità del veicolo.

Si dimostra sperimentalmente che il coefficiente d'attrito (μ) è funzione di (λ), delle condizioni atmosferiche e dell'asfalto ed ha un andamento simile a quello mostrato in Figura 5.1.

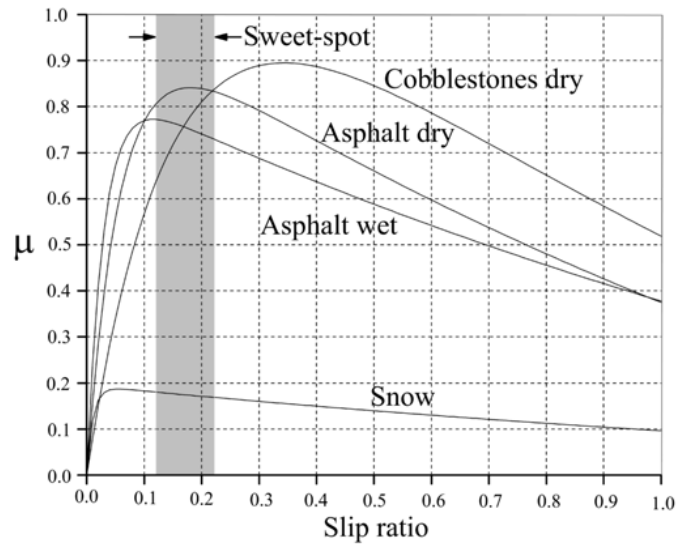


Figura 5.1: Relazione $\mu - \lambda$ in diverse condizioni

5.2 DINAMICA DI UN VEICOLO

La dinamica di un veicolo può essere analizzata, in prima approssimazione, secondo un modello longitudinale che ne descrive la velocità e l'accelerazione secondo una sola direzione [14].

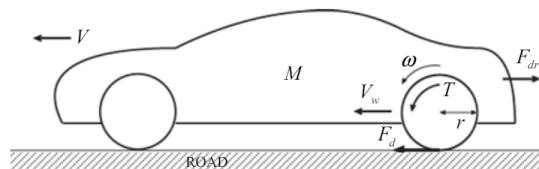


Figura 5.2: Modello longitudinale di un veicolo

Le equazioni che descrivono una dinamica di questo genere sono:

$$\begin{aligned}
 j_{\omega} \frac{d\omega}{dt} &= T - rF_d \\
 m \frac{dV}{dt} &= F_d - F_{dr} \\
 V_{\omega} &= r\omega \\
 F_d(\lambda) &= \mu N
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Dove (T) è la coppia di trazione, (j_{ω}) è l'inerzia della ruota, (ω) è la velocità angolare e (r) è il raggio efficace della ruota. (m) e (V) rappresentano rispettivamente massa e velocità del veicolo e (F_{dr}) la forza resistente generica, che può essere associata a qualsiasi elemento che si oppone al moto del mezzo. In fine (μ) è il coefficiente di attrito dello pneumatico col terreno e (N) è la forza peso che agisce sulla ruota [14].

L'equazione che governa la coppia erogata dal motore elettrico (già trattata nella Sezione 3.2.3) è la seguente:

$$T_E = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \tag{5.4}$$

5.3 STIMA DELLA COPPIA DI CARICO

In condizioni normali (F_d) assume un valore inferiore rispetto alla forza d'attrito massima che può essere impressa sulla ruota, per cui (F_d) diventa maggiore all'aumentare della coppia (T). Tuttavia, in presenza di uno *slip ratio* (λ) non nullo, (F_d) eguaglia la massima forza d'attrito che quindi non può più aumentare con (T). In presenza di slip la differenza tra la velocità della ruota e quella del veicolo inizia ad aumentare sempre di più, per cui l'accelerazione della ruota risulterà maggiore di quella del veicolo. In assenza di slip invece la differenza tra le due accelerazioni tende ad essere quasi nulla. La condizione che garantisce che non si verifichi il fenomeno dello slittamento è quella per cui le due accelerazioni (quella della ruota e quella del veicolo) siano il più possibile simili. In molti casi l'accelerazione del veicolo può essere trattata come la massima accelerazione che può essere associata al mezzo prima che si verifichi lo slittamento [28].

5.3. STIMA DELLA COPPIA DI CARICO

Dal momento in cui la coppia necessaria per movimentare un veicolo varia molto a seconda del coefficiente d'attrito, risulta un parametro che rimane ignoto ma necessario per la costruzione di un modello per il controllo anti slittamento.

Esistono diversi approcci utili per stimare il coefficiente di attrito (μ) e quindi la coppia massima che può erogare il motore elettrico. Negli ultimi anni sono stati studiati sistemi basati sui filtri di kalman e inoltre, con la continua ricerca in ambito informatico, sono stati proposti anche diversi sistemi basati su una DNN (*Deep Neural Network*) [5][16]. In seguito verrà proposto un ulteriore modello, trattato in letteratura [14].

Facendo riferimento alla 5.4, può essere scritta in forma differenziale nel seguente modo:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B_m}{J}\omega_m + \frac{1}{J}(T_E - T_L) \quad (5.5)$$

Abbiamo che (ω_m) e (T_E) sono note, in quanto possono essere calcolate, mentre (T_L) risulta una variabile sconosciuta. Possiamo ora descrivere il comportamento tramite un sistema lineare.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu + Fw \quad (5.6)$$

$$y = Cx \quad (5.7)$$

$$A = \left[-\frac{B_m}{J} \right], \quad B = \left[\frac{1}{J} \right], \quad F = \left[-\frac{1}{J} \right] \quad (5.8)$$

$$C = [1], \quad x = [\omega_m], \quad u = [T_E], \quad w = [T_L] \quad (5.9)$$

In questo modo (T_L) viene trattato come un disturbo di cui non si conosce la natura. In questo caso il disturbo può essere associato ad un andamento simile a quello di un gradino o di una funzione trigonometrica, per cui può essere modellato tramite equazioni differenziali [14]. Si introduce quindi un modello di stato aumentato che permette di stimare il valore della coppia di carico:

$$\frac{d\hat{x}_a}{dt} = A_a \hat{x}_a + B_a u + K(y - \hat{y}) \quad (5.10)$$

$$(5.11)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} [T_E] + \begin{bmatrix} L_p \\ L_i \end{bmatrix} [\omega_m - \hat{\omega}_m] \quad (5.12)$$

Con:

$$K = \begin{bmatrix} L_p \\ L_i \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

dove (L_p) e (L_i) rappresentano rispettivamente un termine proporzionale e integrale. Scegliendo quindi correttamente (K) si ottiene un sistema stabile in grado di stimare la coppia di carico. In Figura 5.3 viene mostrato il diagramma a blocchi dei sistemi 5.6 e 5.12.

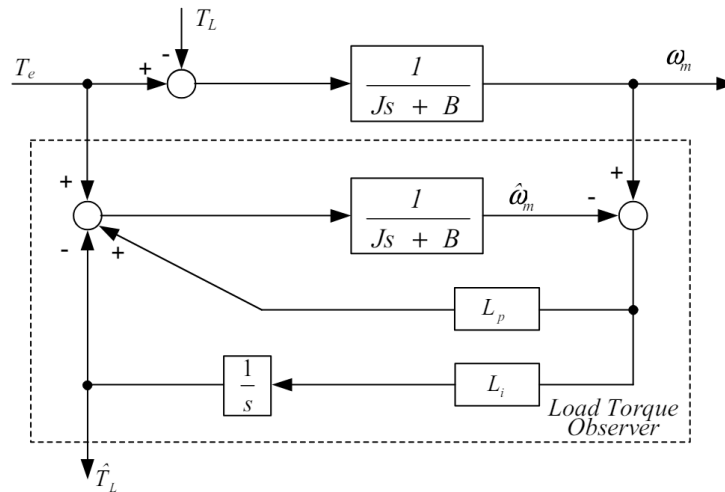


Figura 5.3: Diagramma a blocchi con stimatore di coppia

5.4 RISULTATI DELLA SIMULAZIONE

Una volta ricavato il modello che descrive il funzionamento del sistema da controllare, in grado di stimare anche la coppia di carico, è possibile applicarlo

5.4. RISULTATI DELLA SIMULAZIONE

ad un sistema di controllo diretto della coppia di un motore elettrico, come quello trattato nella Sezione 4.2.3. In [14] viene proposto un controllo simile, il cui schema viene rappresentato in Figura 5.4.

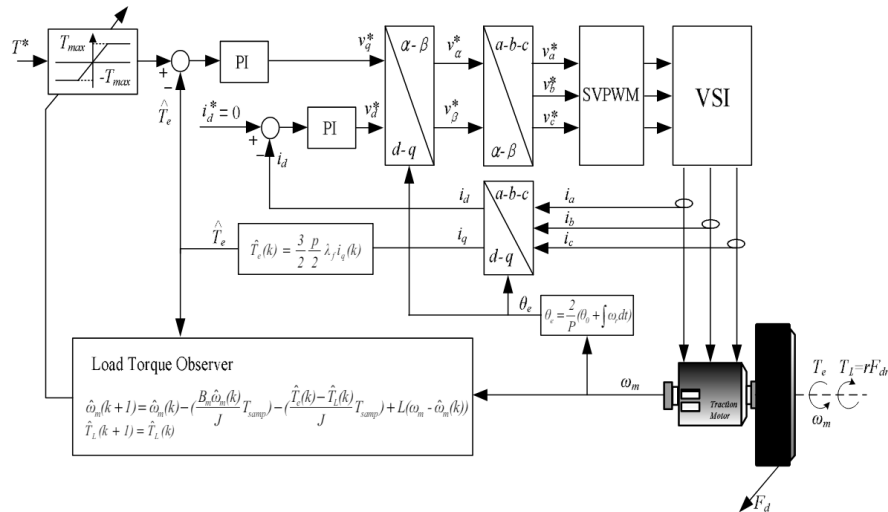
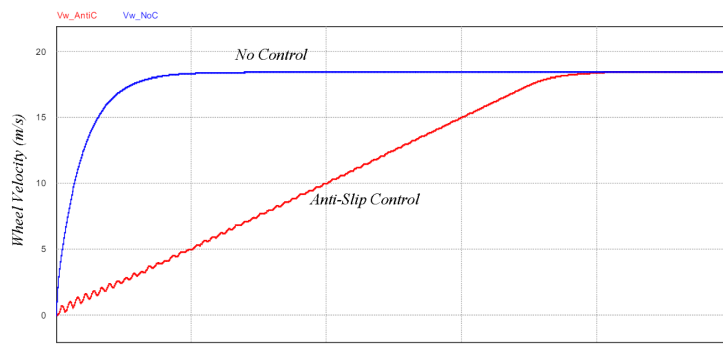


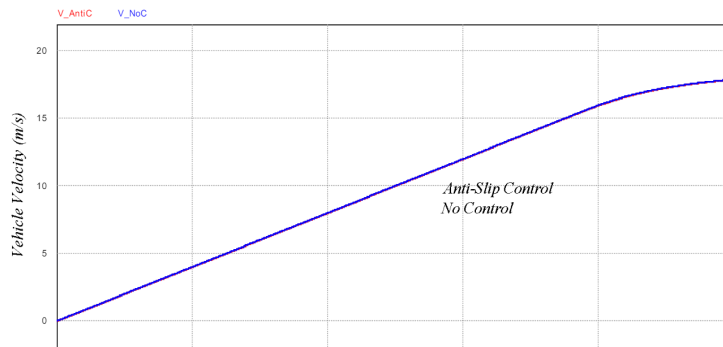
Figura 5.4: Modello per lo studio del controllo di trazione

L'inverter che pilota il motore è controllato seguendo la logica di una modulazione vettoriale detta anche SVM (*Space Vector Modulation*). Il blocco chiamato *Load Torque Observer*, trattato nel capitolo precedente, permette di stimare la coppia resistente del carico, mentre viene utilizzato un sensore per misurare la velocità della ruota (in alternativa poteva essere utilizzato il segnale proveniente dalle back emf [17]).

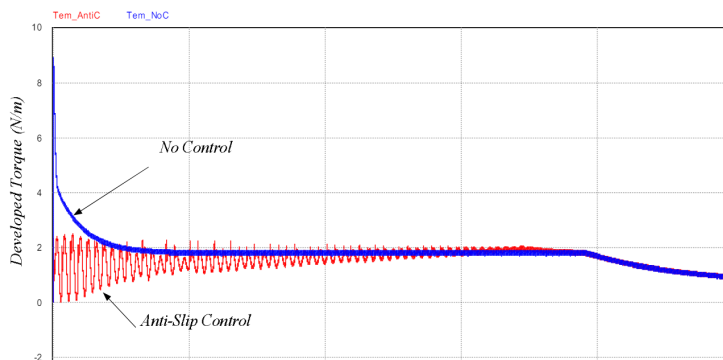
Sono state effettuate due prove di simulazione distinte per due diverse condizioni di coefficiente di attrito. Nel primo caso viene considerato $\mu = 0,2$ (valore molto basso) che rappresenta una strada con presenza di ghiaccio e nel secondo caso viene simulato $\mu = 0,8$ che può essere associato ad un asfalto asciutto.



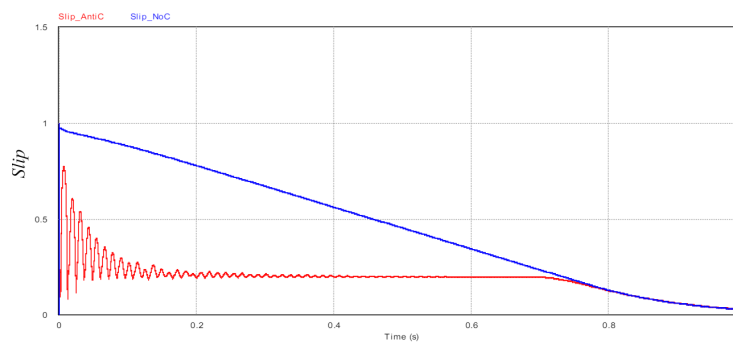
(a) Velocità ruota (V_{ω})



(b) Velocità veicolo (V)



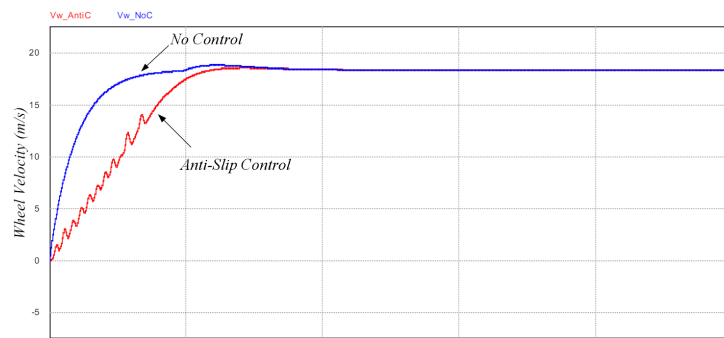
(c) Coppia erogata (T_E)



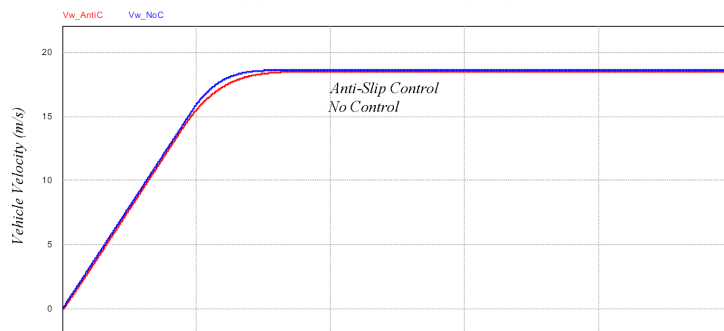
(d) Coefficiente di slittamento (λ)

Figura 5.5: Simulazione con e senza controllo di trazione inserito ($\mu = 0,2$)

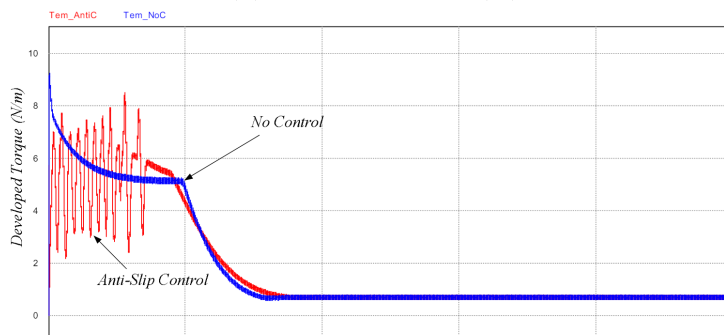
5.4. RISULTATI DELLA SIMULAZIONE



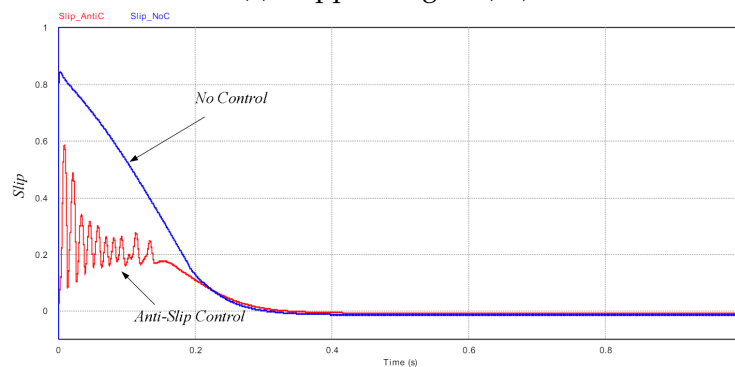
(a) Velocità ruota (V_{ω})



(b) Velocità veicolo (V)



(c) Coppia erogata (T_E)



(d) Coefficiente di slittamento (λ)

Figura 5.6: Simulazione con e senza controllo di trazione inserito ($\mu = 0,8$)

I grafici in Figura 5.5, quindi in presenza di una strada ghiacciata, mostrano come la presenza del controllo di trazione diminuisca notevolmente la velocità della ruota mantenendo però la velocità del veicolo invariata, questo permette di avere una riduzione considerevole del consumo di potenza da parte del motore e quindi garantisce un'efficienza maggiore dell'intero sistema. Non è da trascurare il fatto che lo slittamento della ruota, in condizioni reali di marcia, riduce la maneggevolezza e quindi la sicurezza del veicolo a causa delle forze trasversali che ne modificano il movimento. In Figura 5.6 notiamo ancora una volta che la velocità della ruota, in presenza di controllo, è inferiore se comparata in assenza di limitazioni, nonostante la velocità del veicolo rimanga pressoché invariata. Inoltre possiamo vedere che il coefficiente di slittamento (λ) viene tenuto sotto controllo ed è sempre inferiore nel caso in cui il motore ha un erogazione controllata della coppia.



Conclusioni

La continua necessità di riduzione dell'inquinamento ha portato, da parte della politica europea e non solo, alla creazione di leggi che limitano in modo sempre più stringente le emissioni legate ai singoli veicoli. Le aziende automobilistiche sono tenute a rispettare una determinata soglia massima di emissioni di CO₂ per chilometro, calcolate sulla media ponderata dei tutti i veicoli venduti e dall'azienda. Questa soglia, negli anni, è stata diminuita sempre di più fino all'introduzione della normativa EURO 7 che entrerà in vigore il primo di luglio 2025 e che introduce nuove limitazioni, tra cui quelle legate alla riduzione della quantità di agenti inquinanti rilasciati dai freni e dagli pneumatici.

I veicoli elettrici, che includono quelli completamente elettrici (EV) e quelli ibridi plug-in (PHEV) si stanno gradualmente facendo spazio all'interno del mercato europeo. Nel tempo c'è stato un aumento di immatricolazioni di auto elettriche, passando da 600 nel 2010 a circa 1,74 milioni unità nel 2021, rappresentando il 18% delle nuove registrazioni. Questo andamento ha continuato ad aumentare anche nel corso del 2022, dove quasi il 22% delle macchine immatricolate erano elettriche, più precisamente distribuite per il 12,2% in EV e il 9,4% in PHEV. Nonostante ciò, le sole macchine elettriche (EV) rappresentano soltanto l'1,2% del totale delle macchine in Europa. Secondo l'Agenzia Europea per l'ambiente è richiesta un'ulteriore e continua crescita nella vendita di auto elettriche ai fini del raggiungimento degli obiettivi per la riduzione delle emissioni previsti per il 2050 [2].

In Figura 6.1 vengono mostrati i dati riguardanti le immatricolazioni di nuovi veicoli elettrici (EV e PHEV) nell'anno 2022, nel territorio Europeo.

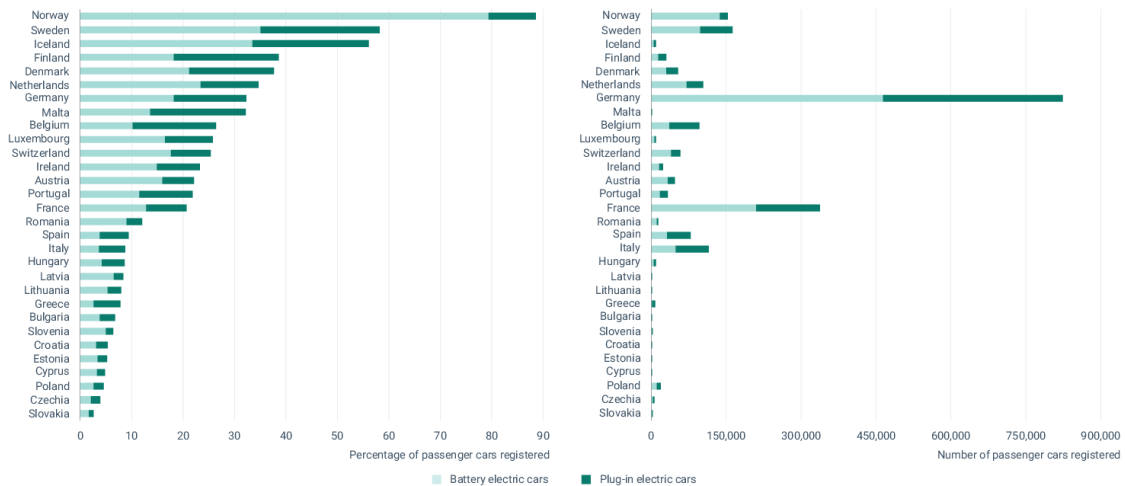


Figura 6.1: Veicoli elettrici immatricolati nel 2022

Possiamo notare che in Italia le vendite di questi tipi di auto siano molto bassi rispetto agli altri paesi, questo è dovuto a diverse motivazioni che cercherò di analizzare. I costi necessari per l'acquisto di un veicolo elettrico sono molto più alti rispetto ad un equivalente modello a combustione interna, infatti si stima che questa differenza sia di circa 10.000 Euro [3]. Il problema legato all'autonomia è forse quello più critico rispetto a questa tipologia di veicoli, infatti generalmente, le auto più economiche, possiedono in media un'autonomia che va "solamente" dai 200km ai 300km con una singola carica, mentre le auto più performanti e quindi anche più costose arrivano anche a 600km. Questo problema, in molti casi, è dovuto ad un fattore psicologico più che pratico o legato alle necessità, in quanto la maggior parte delle persone non hanno bisogno di percorrere molti chilometri durante la giornata. Quindi la causa principale che porta a non scegliere di acquistare un veicolo elettrico è quello della reperibilità delle colonnine di ricarica e dei tempi legati alla ricarica stessa. Sicuramente la strategia migliore sarebbe quella di poter ricaricare all'interno del proprio box auto attraverso una wall-box, magari anche supportata da un accumulo di energia (composto da batterie) per esempio connesso ad un sistema fotovoltaico. In condizioni realistiche però questa strategia è molto poco attuabile per la maggior parte delle persone, di conseguenza obbligherebbe a caricare la propria auto in una colonnina pubblica, con tutti i problemi conseguenti, come il costo dell'energia elettrica e il tempo della ricarica. Per ridurre il tempo di ricarica è possibile utilizzare un sistema di ricarica veloce, che tuttavia a lungo andare andrebbe ad usurare precocemente la chimica delle batterie e quindi l'utilizzo è consigliato soltanto durante i viaggi lunghi. Questi problemi porteranno inevitabilmente ad uno

sviluppo di nuove tecnologie che cercheranno di assecondare le necessità dei consumatori e non solo quelle ambientali, seppur di grande importanza. Esiste anche una reale problematica dovuta all'infrastruttura di rete elettrica del nostro paese (come in molti paesi in Euorpa), che in molti casi non era stata progettata in modo da sostenere un elevato assorbimento di energia dovuta alla richiesta dei veicoli elettrici. Una colonnina di ricarica veloce permette di erogare una potenza fino a 300/350kw che corrisponderebbe ad un consumo massimo istantaneo di 100 unità familiari (aventi un contratto da 3kw di potenza massima). Questo ci fa capire che non basta soltanto investire sulla singola vettura elettrica ma quanto investire sulla tecnologia legata alla produzione e al trasporto di energia. In questi anni si sta affermando sempre di più il concetto di smart grid, ovvero una rete distribuita intelligente, formata da più sistemi decentralizzati in grado di essere autosostenibili energeticamente. Questi sistemi possono essere visti come delle comunità divise in quartieri che riescono a provvedere al proprio fabbisogno energetico e, se necessario, anche a quello della rete, nel modo più efficiente possibile.

Riferimenti

- [1] European Environment Agency. «Electric vehicles». In: 2018. URL: <https://www.eea.europa.eu/en/topics/in-depth/electric-vehicles?activeAccordion=4268d9b2-6e3b-409b-8b2a-b624c120090d>.
- [2] European Environment Agency. «New registrations of electric vehicles in Europe». In: 2023. URL: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/indicators/new-registrations-of-electric-vehicles#ref--sId2>.
- [3] Euro Consumatori. In: 2023. URL: <https://www.euroconsumatori.eu/articolo/2107-differenze-costi-auto-elettrica-auto-motore>.
- [4] Stijn Derammelaere et al. «A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies». In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2016, pp. 1–5.
- [5] Changle Du, Wen Ding e Dexu Lv. «A Model Predictive Torque Control Method of Switched Reluctance Motor based on Deep Neural Network Torque Estimator and Torque Error Pulse Modulation». In: *2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2023, pp. 936–940. DOI: 10.1109/ICEMS59686.2023.10344767.
- [6] Hossam T. Al-Fiky et al. «Speed Control Modeling for In-Wheel Permanent Magnet Brushless DC Motors for Electric Vehicles». In: *2019 24th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*. 2019, pp. 438–443. DOI: 10.1109/MMAR.2019.8864664.
- [7] Charles Frick. «Brushless DC Motors Introduction for Next-Generation Missile Actuation Systems Outline». In: *2018 Analog Devices*. 2018. URL: <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/brushless-dc-motors-introduction-for-next-generation-missile-actuation-systems-outline.html?ATM=1>.

RIFERIMENTI

- [8] Johannes Full et al. «Comparing Technical Criteria of Various Lithium-Ion Battery Cell Formats for Deriving Respective Market Potentials». In: *2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)*. 2020, pp. 1–6. DOI: 10.1109/EPEC48502.2020.9320122.
- [9] Qiang Gu e Xiusheng Cheng. «Study on optimal slip ratio identification and traction control for electric vehicle». In: *2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*. 2011, pp. 738–742. DOI: 10.1109/MEC.2011.6025570.
- [10] Feng Jiang et al. «Failure and Microstructure Characteristics of Lithium Batteries under Different Overcharging Voltage Conditions». In: *2019 9th International Conference on Fire Science and Fire Protection Engineering (ICFSFPE)*. 2019, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ICFSFPE48751.2019.9055881.
- [11] Tae-Sung Kim, Sung-Chan Ahn e Dong-Seok Hyun. «A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors». In: *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*. Vol. 2. 2001, 1521–1526 vol.2. DOI: 10.1109/IECON.2001.976016.
- [12] Ramu Krishnan. *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press, 2017.
- [13] G.Spiazzi L.Malesani P.Mattavelli. «Dispense del Corso di Elettronica Industriale (Unipd)». In: 2017/18.
- [14] Jin-Kyu Lee, Ji-Won Kim e Byoung-gun Park. «Fast Anti-Slip Traction Control for Electric Vehicles Based on Direct Torque Control with Load Torque Observer of Traction Motor». In: *2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*. 2021, pp. 321–326. DOI: 10.1109/ITEC51675.2021.9490107.
- [15] Markus Lelie et al. «Battery Management System Hardware Concepts: An Overview». In: *Applied Sciences* 8.4 (2018). ISSN: 2076-3417. DOI: 10.3390/app8040534. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/4/534>.
- [16] Yaqiang Li et al. «A Torque Observer for IPMSM Drives Based on Deep Neural Network». In: *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. 2019, pp. 1530–1535. DOI: 10.1109/ICIEA.2019.8834195.

- [17] X. Liu et al. «Optimal traction control for EV utilizing fast torque response of electric motor». In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. 2005, 6 pp.-. DOI: 10.1109/IECON.2005.1569319.
- [18] Poluri Sri mannarayana, Aritro Dey e Jayati Dey. «State of Charge Estimation of Lithium-Ion Battery Using State Augmented Cubature Kalman Filter in Presence of Uncharacterized Coloured Noise». In: *2020 IEEE-HYDCON*. 2020, pp. 1–6. DOI: 10.1109/HYDCON48903.2020.9242680.
- [19] Microsemi. «Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation». In: 2018. URL: https://ww1.microchip.com/downloads/aemdocuments/documents/fpga/ProductDocuments/UserGuides/sf2_mc_park_invpark_clarke_invclarke_transforms_ug.pdf.
- [20] 2016 Publications Office of the European Union. «Electric vehicles in Europe EEA Report | No 20/2016». In: 2018. DOI: 10.2800/100230. URL: <https://www.eea.europa.eu/publications/electric-vehicles-in-europe>.
- [21] Sheshadri Shekhar Rauth e Banshidhari Samanta. «Comparative Analysis of IM/BLDC/PMSM Drives for Electric Vehicle Traction Applications Using ANN-Based FOC». In: *2020 IEEE 17th India Council International Conference (INDICON)*. 2020, pp. 1–8. DOI: 10.1109/INDICON49873.2020.9342237.
- [22] Biswajit Saha e Bhim Singh. «An Economical Approach for Solar PV-Battery Based E-Rickshaw with Regenerative Braking using Sensorless BLDC Motor Drive». In: *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. 2020, pp. 1–6. DOI: 10.1109/PEDES49360.2020.9379766.
- [23] Sunam Saha et al. «A Scheme for Torque Ripple Minimization in BLDC Drive Using Two-Inductor Boost Converter». In: *2022 IEEE International Conference of Electron Devices Society Kolkata Chapter (EDKCON)*. 2022, pp. 1–6. DOI: 10.1109/EDKCON56221.2022.10032907.
- [24] S. Sakunthala, R. Kiranmayi e P. Nagaraju Mandadi. «A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives». In: *2017 International Conference on Energy, Communication, Data*

RIFERIMENTI

- Analytics and Soft Computing (ICECDS)*. 2017, pp. 537–540. doi: 10.1109/ICECDS.2017.8390224.
- [25] William Taylor, Gokul Krithivasan e Jody J. Nelson. «System safety and ISO 26262 compliance for automotive lithium-ion batteries». In: *2012 IEEE Symposium on Product Compliance Engineering Proceedings*. 2012, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISPCE.2012.6398297.
- [26] Tesla. In: 2024. URL: https://www.tesla.com/it_it/supercharger.
- [27] Nicola Trivellin. «Dispense del Corso di Automotive & Domotic (Unipd)». In: 2022/23.
- [28] Dejun Yin e Yoichi Hori. «A novel traction control of EV based on maximum effective torque estimation». In: *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2008, pp. 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2008.4677424.
- [29] Weidong Zhuang, Shigang Lu e Huaquan Lu. «Progress in materials for lithium-ion power batteries». In: *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*. 2014, pp. 1–2. doi: 10.1109/IGBSG.2014.6835262.