

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

-Sede di Forlì-

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA MECCANICA

Classe LM-33

TESI DI LAUREA

In Azionamenti Elettrici LM

***Studio di un azionamento brushless
di tipo predittivo per la trazione
in un veicolo elettrico ibrido***

CANDIDATO

Andrea Rotondi

RELATORE

Prof. Angelo Tani

Anno accademico 2013/2014

Sessione III

*A tutti coloro che mi sostengono
in questo momento difficile*

...e tanti auguri babbo

Indice

Introduzione	XI
Capitolo 1 – Veicoli elettrici: stato dell’arte	1
1.1. Introduzione	1
1.2. Passato, presente e futuro dei veicoli elettrici	3
1.2.1. Passato	3
1.2.2. Presente	4
1.2.3. Sviluppi futuri	4
1.3. Stato Attuale	6
1.4. Filosofia ingegneristica e sviluppo dei veicoli elettrici	10
1.4.1. Concetto di veicolo elettrico	10
1.4.2. Filosofia ingegneristica del veicolo elettrico	10
1.4.3. Punti chiave della tecnologia dei veicoli elettrici	13
1.5. Configurazioni dei veicoli elettrici	16
1.6. Configurazioni dei veicoli ibridi	21
1.6.1. Ibrido serie	22
1.6.2. Ibrido parallelo	24
1.6.3. Ibrido serie-parallelo	25
1.6.4. Ibrido complesso	26
1.6.5. Ibrido bimodale	28
1.6.6. Ibrido pesante	28
1.6.7. Ibrido plug-in	28
1.6.8. Veicolo a idrogeno (cella a combustibile)	29
1.6.9. Controllo del flusso di potenza	31
1.6.10. Sistema avanzato per il controllo della performance di un veicolo ibrido	33

1.7.	Propulsione elettrica	36
1.7.1.	Considerazioni Generali	36
1.7.2.	Motori di trazione ad induzione controllati vettorialmente	39
1.7.3.	Motore di trazione a magneti permanenti brushless	41
1.7.4.	Motore di trazione “switched reluctance”	42
1.8.	Sorgenti di energia	42
1.8.1.	Considerazioni Generali	42
1.8.2.	Tipi di batterie convenzionali	43
1.8.3.	Supercondensatori	46
1.8.4.	Celle a combustibile	48
 Capitolo 2 – Descrizione del sistema		51
2.1.	Introduzione	51
2.2.	Motore a combustione interna	52
2.2.1.	Generalità sui motori alternativi	52
2.2.2.	Ciclo Otto	54
2.3.	Macchine sincrone	58
2.3.1.	Introduzione	58
2.3.2.	Macchine sincrone isotrope con avvolgimento di eccitazione	58
2.3.3.	Macchine sincrone isotrope con magneti permanenti (macchine brushless)	64
2.3.4.	Vettori di spazio	65
2.3.4.1.	Generalità	65
2.3.4.2.	Sistema di tre grandezze sinusoidali simmetriche	69
2.3.4.3.	Variabili d’asse α - β (d-q)	71
2.3.5.	Modello matematico delle macchine sincrone isotrope	75

2.3.6.	Prestazioni limite dei motori brushless	96
2.4.	Raddrizzatore a ponte non controllato trifase	102
2.5.	Inverter trifase	104
2.6.	Dinamica del veicolo	108
 Capitolo 3 – Controllo predittivo		111
3.1.	Introduzione	111
3.2.	Controllo predittivo di corrente	111
3.2.1.	Generalità	111
3.2.2.	Teoria del controllo predittivo di corrente	112
3.3.	Compensazione del ritardo	116
 Capitolo 4 – Modello del veicolo		121
4.1.	Introduzione	121
4.2.	Motore a combustione interna	121
4.2.1.	Introduzione	121
4.2.2.	Analisi e Fisica	121
4.2.3.	Relazioni fondamentali	122
4.2.3.1.	Farfalla	122
4.2.3.2.	Collettore di aspirazione	123
4.2.3.3.	Portata in massa aspirata	123
4.2.3.4.	Fase di compressione	124
4.2.3.5.	Generazione di coppia e accelerazione	124
4.2.4.	Modellizzazione	125
4.2.4.1.	Blocco completo	125
4.2.4.2.	Sottosistema farfalla e collettore	125
4.2.4.3.	Sottosistema aspirazione e compressione	127
4.2.4.4.	Sottosistema combustione e generazione di coppia	129

4.3.	Generatore Brushless	130
4.4.	Raddrizzatore a ponte non controllato trifase	131
4.5.	Batterie	132
4.6.	Controllo predittivo di corrente	132
4.6.1.	Introduzione	132
4.6.2.	Tecnica di deflussaggio	132
4.6.2.1.	Generalità	132
4.6.2.2.	Caso $\omega > \omega_3$ per $I_{sq}>0$	137
4.6.2.3.	Caso $\omega_2 < \omega < \omega_3$ per $I_{sq}>0$	137
4.6.2.4.	Caso $\omega_1 < \omega < \omega_2$ per $I_{sq}>0$	138
4.6.2.5.	Caso $\omega < \omega_1$ per $I_{sq}>0$	139
4.7.	Inverter trifase	140
4.8.	Motore brushless	141
4.9.	Dinamica del veicolo	142
4.10.	Veicolo elettrico ibrido serie	143
 Capitolo 5 – Simulazioni		145
5.1.	Introduzione	145
5.2.	Parametri del modello	145
5.3.	Funzionamento del gruppo ICE-GEN	147
5.4.	Accelerazione “a tutto gas”	150
5.5.	Compensazione del ritardo di calcolo	156
5.6.	Accelerazione “a tutto gas” con frenata a recupero di energia	157
5.7.	Dinamica della risposta di coppia	162
5.8.	Accelerazione “a tutto gas” su pendenza del 20%	167
5.9.	Influenza dei parametri di macchina sull’algoritmo di controllo	169

Conclusioni	171
Appendice A	173
Appendice B	179
Bibliografia	185
Sitografia	187
Ringraziamenti	189

INTRODUZIONE

I continui sviluppi nella società odierna e le moderne tecnologie mettono a disposizione la possibilità di condurre una vita agiata. Al contempo, una grande crisi economica a livello planetario ha investito la popolazione mondiale, limitando l'acquisto di beni di consumo non strettamente necessari. In questo periodo chi può permettersi di fare acquisti cerca di farlo in modo intelligente, cercando di risparmiare il più possibile ricercando comunque una qualità elevata. Nel campo dell'automotive, negli ultimi anni, gli sviluppi sono stati consistenti. Infatti sono state introdotte sul mercato molte novità, tra le quali vetture con propulsione elettrica. Lo sviluppo massivo di questa tecnologia è dovuta al fatto che il prezzo del greggio è in continuo aumento e, inoltre, i limiti di emissioni dannose legate all'impatto ambientale dei veicoli spinti da motore a combustione interna sono ogni anno sempre più stringenti. Per questa serie di motivi, l'introduzione della propulsione elettrica sta via via andando quantomeno ad affiancare la propulsione termica cercando, in un prevedibile futuro, di superarla e renderla obsoleta. Nonostante le grandi prestazioni che possono fornire i motori elettrici, il problema principale risulta essere l'accumulo di energia a bordo, che non permette di ottenere ancora autonomie elevate. Oltretutto i tempi di ricarica risultano ancora troppo lunghi per permettere un rabbocco di energia con brevi soste. Per questo si è stati costretti a passare per una categoria di veicoli definiti ibridi, dotati sia di motore termico che di motore elettrico. La trazione avviene a seconda del tipo di veicolo ibrido, ma sicuramente questa classe cerca il sostegno della tecnologia elettrica per avere elevate autonomie e limitare i consumi. Il controllo del motore termico durante il moto è oramai studiato da moltissimi anni, mentre il controllo di un motore elettrico è tuttora in fase di continua ricerca e sviluppo. Infatti, con l'introduzione di

tecniche vettoriali, si sono ottenuti notevoli miglioramenti a livello di qualità di utilizzo del motore elettrico stesso. In particolare, l'introduzione di un nuovo metodo di controllo che prende il nome di "Controllo Predittivo" cerca di ottimizzare ulteriormente la propulsione elettrica. L'approccio di tipo predittivo può essere utilizzato con diverse modalità. Oggetto di studio in questa tesi è il controllo predittivo implementato per la regolazione di correnti di statore di un motore brushless. Nel Capitolo 1 è presentato uno stato dell'arte di carattere generale, che spazia dalle tipologie di vetture elettriche alle batterie utilizzate a bordo, passando dai vari tipi di propulsori elettrici verosimilmente utilizzabili. Nel Capitolo 2 viene descritto, a livello teorico, il sistema utilizzato nelle simulazioni, prestando particolare attenzione alla macchina sincrona brushless a magneti permanenti ed al suo controllo vettoriale oltre che alla tecnica per un corretto deflussaggio. Nel Capitolo 3 è descritto il controllo predittivo di corrente utilizzato nelle simulazioni, con particolare riguardo alla compensazione del ritardo di calcolo necessario per ottimizzare ulteriormente il controllo del motore di trazione elettrico. Nel Capitolo 4 è descritta la modellizzazione del veicolo elettrico ibrido in ambiente Simulink di Matlab, rimandando alle Appendici A e B per la eventuale consultazione dei codici implementati. Infine, nel Capitolo 5, sono presentati i risultati ottenuti con vari tipi di prove per verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo di controllo proposto.

Capitolo 1

VEICOLI ELETTRICI: STATO DELL'ARTE

1.1 Introduzione

Il veicolo elettrico (Electric Vehicle – EV) è una tipologia di automobile spinta da una propulsione di tipo elettrico. In questa classe di veicoli possiamo distinguere quelli muniti di batteria (Battery Electric Vehicles – BEVs), quelli ibridi (Hybrid Electric Vehicles – HEVs) e quelli dotati di cella a combustibile (Fuel Cell Electric Vehicles – FCEVs). Al giorno d'oggi questi veicoli sono in differenti fasi di sviluppo, fronteggiano differenti obiettivi e richiedono differenti strategie.

Per comprendere meglio quali sono gli obiettivi e i punti deboli di queste categorie si può osservare la Tabella I. Si può notare che il problema principale dei veicoli elettrici dotati di batteria riguarda le batterie stesse e quindi sono prevalentemente adatti a piccoli veicoli che coprono brevi distanze, con richiesta di velocità ridotte e la necessità di batterie di piccole dimensioni. I veicoli ibridi possono meglio assolvere le esigenze degli utenti a discapito del prezzo. I veicoli ad idrogeno hanno un grande potenziale a lungo termine ma la tecnologia attuale non è ancora in grado di sostenere un inserimento massivo di questa classe nel mercato a causa del costo del carburante (idrogeno) e del suo sistema di distribuzione.

Nel prossimo futuro si è stimato che la popolazione globale aumenterà fino a 10 miliardi e il numero dei veicoli arriverà a 2.5 miliardi. Se tutti

questi veicoli fossero movimentati da un motore a combustione interna da dove si potrà estrarre tutto il petrolio necessario? Dove verranno disseminate tutte le emissioni? Il cielo sarà permanentemente grigio? Le tristi riposte a queste domande costringono la popolazione a fare uno sforzo per avere nel XXI secolo dei mezzi di trasporto sempre meno inquinanti.

Types of EVs	Battery EVs	Hybrid EVs	Fuel Cell EVs
Propulsion	<ul style="list-style-type: none"> • Electric motor drives 	<ul style="list-style-type: none"> • Electric motor drives • Internal combustion engines 	<ul style="list-style-type: none"> • Electric motor drives
Energy system	<ul style="list-style-type: none"> • Battery • Ultracapacitor 	<ul style="list-style-type: none"> • Battery • Ultracapacitor • ICE generating unit 	<ul style="list-style-type: none"> • Fuel cells • Need battery / ultracapacitor to enhance power density for starting.
Energy source & infrastructure	<ul style="list-style-type: none"> • Electric grid charging facilities 	<ul style="list-style-type: none"> • Gasoline stations • Electric grid charging facilities (for Plug In Hybrid) 	<ul style="list-style-type: none"> • Hydrogen • Hydrogen production and transportation infrastructure
Characteristics	<ul style="list-style-type: none"> • Zero emission • High energy efficiency • Independence on crude oils • Relatively short range • High initial cost • Commercially available 	<ul style="list-style-type: none"> • Very low emission • Higher fuel economy as compared with ICE vehicles • Long driving range • Dependence on crude oil (for non Plug In Hybrid) • Higher cost as compared with ICE vehicles • The increase in fuel economy and reduce in emission depending on the power level of motor and battery as well as driving cycle. • Commercially available 	<ul style="list-style-type: none"> • Zero emission or ultra low emission • High energy efficiency • Independence on crude oil (if not using gasoline to produce hydrogen) • Satisfied driving range • High cost • Under development
Major issues	<ul style="list-style-type: none"> • Battery and battery management • Charging facilities • Cost 	<ul style="list-style-type: none"> • Multiple energy sources control, optimization and management. • Battery sizing and management 	<ul style="list-style-type: none"> • Fuel cell cost, cycle life and reliability • Hydrogen infrastructure

TABELLA 1 – Caratteristiche dei BEV, HEV e FCEV [1].

I veicoli elettrici rispondono perfettamente a queste esigenze. Infatti, per quanto riguarda gli obiettivi in termini ambientali, i veicoli elettrici sono a zero emissioni. Nonostante sia importante tener conto delle centrali elettriche necessarie per rifornire tali vetture, l'uso dei veicoli elettrici ridurrebbe notevolmente l'inquinamento dell'aria. Dal punto di vista energetico, i veicoli elettrici possono offrire un'energia sicura, globale e bilanciata, efficiente ed ecosostenibile, così come l'utilizzo dei vari tipi di energie rinnovabili.

1.2 Passato, presente e futuro dei veicoli elettrici

1.2.1 Passato

Il veicolo elettrico è stato inventato nel 1834. Durante l'ultima decade del XIX secolo, qualche costruttore produsse veicoli elettrici in America, Inghilterra e Francia. A causa delle limitazioni associate alle batterie e al rapido sviluppo dei veicoli movimentati da motori a combustione interna (Internal Combustion Engine Vehicles – ICEVs), i veicoli elettrici scomparvero dalla scena attorno al 1930. Nei primi anni '70, alcuni paesi, costretti dalla crisi energetica, iniziarono a interessarsi nuovamente ai veicoli elettrici. In questo periodo la domanda principale alla quale si doveva rispondere era: “Può un veicolo elettrico svolgere un lavoro efficiente nella società moderna?”. Gli sviluppi negli anni di questa classe di veicoli hanno permesso di rispondere positivamente a questa domanda. Sempre attorno agli anni '70, i veicoli elettrici erano in fase di ricerca e sviluppo e molti di questi erano conversioni di veicoli tradizionali. Oggi la maggior parte di costruttori offrono veicoli elettrici a prezzi relativamente accessibili e, contrariamente al passato, in gran parte non sono conversioni di autovetture convenzionali ma veicoli appositamente progettati.

A sua volta, il concetto di veicolo ibrido è vecchio almeno come quello di automobile. Il primo obiettivo in realtà non fu quello di diminuire il consumo di carburante ma, alla pari del veicolo elettrico, incrementare le performance dell'automobile, nello specifico del motore termico. I primi veicoli ibridi risalgono a poco prima del 1900. Per esempio, mostrato al salone di Parigi nel 1899, Henry Pieper presentò un ibrido parallelo spinto da un propulsore diesel raffreddato ad aria assistito da un motore elettrico e batterie al piombo. Sempre Pieper presentò, nello stesso anno, un ibrido serie derivato da un veicolo puro elettrico commercialmente costruito da Vandovelli e Priestly. Fino agli anni '90, i veicoli ibridi furono prodotti solamente a livello di prototipi o al massimo in misura

estremamente limitata a causa del focalizzarsi dei ricercatori sui veicoli puro-elettrici. Dagli anni '90 invece il concetto di veicolo ibrido diventò di forte interesse quando divenne chiaro che il veicolo elettrico non poteva realizzare l'obiettivo di risparmiare energia.

1.2.2 Presente

Nel presente, la forza che spinge maggiormente lo sviluppo dei veicoli elettrici è legata alla questione ambientale, piuttosto che il precedente obiettivo di risparmio energetico. A causa di ciò, ora si va cercando una risposta alla domanda: "Può un veicolo elettrico essere conveniente?". I principali fattori che possono renderlo tale sono l'autonomia e i costi. Per una maggiore autonomia, lo sviluppo di accumulatori di energia come batterie al Nickel-idruri metallici (NI-MH), batterie allo Zinco/aria e batterie agli ioni di Litio (Li-Ion) è in corso d'opera. Tuttavia, dato che sia l'energia specifica che la densità di energia delle batterie sono più basse rispetto a quelle dei combustibili fossili, lo sviluppo delle celle a combustibile ha subito una brusca accelerazione.

Nel frattempo anche la commercializzazione dei veicoli ibridi è salita rapidamente. I veicoli ibridi essenzialmente migliorano l'autonomia e le performance dei veicoli elettrici a discapito di una elevata complessità e di un costo maggiore a causa dell'aggiunta del motore termico e di altri accessori. Per diminuire i costi sono stati fatti numerosi sforzi per migliorare la parte elettrica del veicolo, come il motore elettrico, i convertitori di potenza, i controlli elettronici, la gestione delle unità energetiche, i caricabatteria, le batterie stesse e altri accessori ausiliari, al pari dell'integrazione di tutti i componenti e della loro ottimizzazione.

1.2.3 Sviluppi futuri

Per quanto riguarda gli sviluppi risulta utile osservare un po' di letteratura. Nei veicoli elettrici i motori ad induzione (Induction Motor – IM) e i motori a magneti permanenti (Permanent Magnet – PM) sono

quelli che prevalgono, i motori alimentati a corrente continua (Direct Current - DC) sono in calo mentre i motori "Switched Reluctance" (SR) sono in una fase di stallo. Per quanto concerne le varie sorgenti di energia, per i veicoli elettrici si prendono in considerazione le batterie al piombo (Lead-Acid – LA), a base di nickel (Nickel-Based – NB), a base di litio (Lithium-Based – LB), celle a combustibile (FCs) e condensatori/volani (Capacitors/Flywheels – CFs). Queste ultime tre tipologie (LB, FC e CF), risultano sempre più invitanti, mentre le prime due (LA e NB) sono sempre e continuamente sviluppate e migliorate. Riferendosi al veicolo in generale, si osserva come la conversione di una vettura tradizionale in elettrica non attragga come l'acquisto di una vettura "nata" elettrica e come i veicoli ibridi riscuotano sempre maggiore interesse. È da osservare infine che la tecnologia elettrica è giunta alla fase della commercializzazione.

Nelle prossime decadi, come già anticipato, i veicoli elettrici e i veicoli ibridi saranno commercializzati massivamente e avranno i loro settori di mercato. I veicoli elettrici saranno ben accetti da diverse parti di mercato, cioè dagli utenti per il trasporto pubblico, nei luoghi dove l'energia elettrica è a basso costo e dove per circolare in particolari zone sono richieste emissioni nulle. I veicoli ibridi avranno una parte di mercato per quegli utenti che desiderano avere grandi autonomie. Ultimo, ma non meno importante, è il costo delle rispettive tipologie di propulsione. La commercializzazione dei veicoli a idrogeno, dotati di cella a combustibile, avverrà nelle decadi successive e risulta che abbiano il potenziale per poter fornire la stessa autonomia e la stessa performance delle automobili contemporanee spinte da un motore termico, ma attualmente sono ancora alle prime fasi di sviluppo.

Riassumendo, la propulsione elettrica e le batterie continueranno ad essere le tecnologie chiave alle quali bisognerà rivolgere maggiore attenzione, i veicoli elettrici e quelli ibridi potranno coesistere, mentre energia, ambiente e economia dovranno essere i punti cruciali per la

commercializzazione del veicolo elettrico. La Figura 1.1 mostra i previsti trend di sviluppo [1] dei veicoli elettrici e dei veicoli ibridi. Può essere notato come alcune tecnologie di base possono essere condivise tra le varie propulsioni. L'ultimo obiettivo da perseguire nel XXI secolo è l'uso di una energia pulita, efficiente e intelligente per realizzare un sistema di trasporto sostenibile.

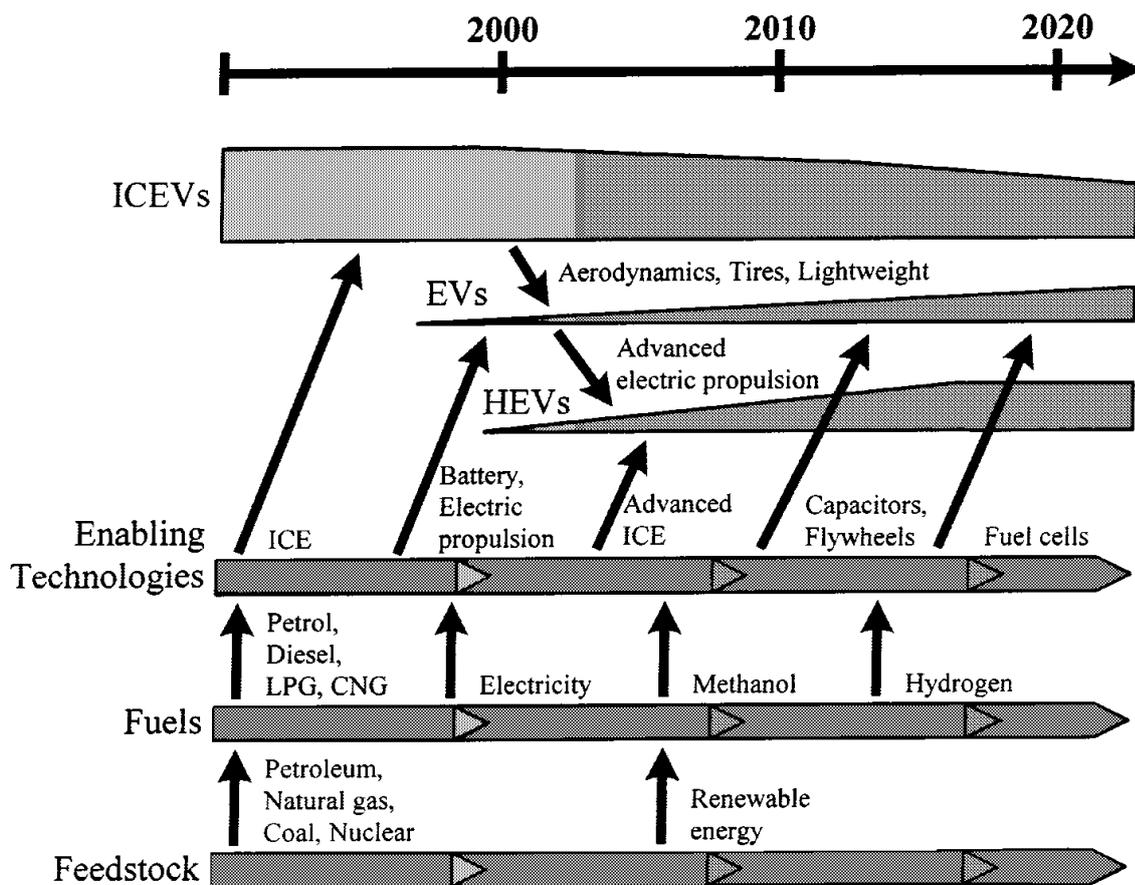


Fig. 1.1: Trend di sviluppo dei veicoli elettrici e dei veicoli ibridi [1].

1.3 Stato attuale

Dopo molti anni di sviluppo, le tecnologie dei veicoli elettrici stanno diventando mature. Molte tecnologie avanzate sono utilizzate per

estendere l'autonomia e ridurre i costi. Per esempio, a livello di propulsione, l'uso di avanzati motori a induzione o motori brushless per migliorare il sistema di propulsione elettrica, l'utilizzo di batterie al piombo regolate da valvole (valve-regulated lead-acid – VRLA), NI-MH, agli ioni di Litio, celle a combustibile e supercondensatori per migliorare le sorgenti energetiche. Altri miglioramenti possono essere ottenuti attraverso l'applicazione di una scocca leggera ma di materiale rigido di elevata tecnologia, con un basso coefficiente di penetrazione del veicolo per migliorare l'aerodinamica, con la riduzione dell'attrito di rotolamento delle gomme per migliorare le prestazioni anche a bassa e media velocità, così come l'adozione di avanzate cariche batterie, di servosterzo, di sedili riscaldati, il tutto per incrementare i pacchetti ausiliari dei veicoli elettrici.

Per quanto riguarda i veicoli ibridi, i maggiori costruttori di auto ne hanno sviluppato diverse tipologie. In accordo al livello di potenza elettrica e alla funzione del motore elettrico, i veicoli ibridi possono essere classificati nelle seguenti categorie:

- 1) **Micro ibrido:** la tipica potenza del motore elettrico per un veicolo micro ibrido è circa 2.5 KW a 12 V. Questo è essenzialmente l'integrazione di starter e alternatore nel convenzionale veicolo dotato di motore a combustione interna. La funzione principale del motore elettrico è lo start&stop. Nella guida in città, dove fermate e ripartenze sono frequenti, l'energia risparmiata può raggiungere circa il 5-10%. Il costo di un micro ibrido è solo percentualmente di poco maggiore rispetto a un veicolo convenzionale, poiché il motore elettrico è piccolo e la struttura è semplice.
- 2) **Medio ibrido:** la tipica potenza del motore elettrico per un veicolo medio ibrido è circa 10-20 KW a 100-200 V. In questo caso, il motore elettrico è direttamente accoppiato al motore termico. L'elevato rapporto del diametro sulla lunghezza del motore permette al motore stesso di avere un inerzia elevata, paragonabile

all'originale volano del motore termico che quindi, a sua volta, può essere rimosso. Il motore elettrico può essere inserito nella propulsione come un'architettura di ibrido parallelo. Nella guida in città tipicamente si può risparmiare energia per il 20-30%, ma il costo aumenta a sua volta del 20-30%.

- 3) **Ibrido completo:** la tipica potenza del motore elettrico per un veicolo ibrido completo è circa 50 KW a 200-300 V. Normalmente, è presente un motore elettrico, un generatore e un motore termico che adottano l'architettura di serie-parallelo o ibrido complesso. Con l'aiuto dei dispositivi per la ripartizione della potenza come un rotismo epicicloidale, il flusso di potenza fra motore termico, motore elettrico, generatore e batterie è flessibile, con lo scopo di ottenere un'ottima performance di guida alla massima efficienza in termini di energia e con le minime emissioni. La propulsione può anche essere eseguita o solo con il motore elettrico per partenze e fermate, o solo con il motore termico per viaggiare a velocità di crociera ogniqualevolta il motore stesso è nella regione di ottimo utilizzo. Nel caso in cui sia necessaria una improvvisa accelerazione oppure quando si è in condizioni di guida normali quando la potenza richiesta per la propulsione è inferiore rispetto al range di potenza ottimo per il motore termico, si può utilizzare una combinazione dei due motori. In quest'ultimo caso, il motore guida il generatore per caricare la batteria, il motore termico fornirà più potenza di quella richiesta per la propulsione che lo riporterà nella regione di ottimo utilizzo. Tipicamente, un ibrido completo nella guida in città può risparmiare energia per circa il 30-50% mentre il costo aumenta di circa il 30-40%. I veicoli ibridi completi possono essere a loro volta suddivisi in ibridi sinergici e ibridi di potenza. Gli ibridi sinergici trovano un compromesso tra la performance di guida, l'efficienza dell'energia e la riduzione delle emissioni. In questa sottocategoria, il motore termico è

sottodimensionato confrontato con i veicoli tradizionali. Gli ibridi di potenza puntano invece ad avere una migliore performance di guida, quindi il motore non è sottodimensionato e, con la associazione di un motore elettrico, il veicolo avrà una migliore performance di guida a confronto dei veicoli convenzionali.

In accordo con i metodi di rifornimento dell'energia, i veicoli ibridi possono essere suddivisi in altre due categorie:

- 1) Rifornimento in stazione di servizio: il veicolo è rifornito con il combustibile (combustibili fossili, benzina, diesel, GPL, idrogeno, biocombustibili).
- 2) Ibrido Plug-In: il veicolo è ricaricato dalla rete elettrica.

Nella tabella II vengono confrontati i veicoli elettrici e tutte le tipologie di veicolo ibrido sopra elencate.

Functions	Micro & Micro-Mild hybrid	Mild Hybrid	Full Hybrid	Plug in hybrid (PHEV)	EV
Start/Stop	√	√	√	√	√
Regenerate braking	√ (micro-mild only)	√	√	√	√
Additional electric power for few seconds	√ (micro-mild only)	√	√	√	√
Electric power for mild distance (city)	--	--	√	√	√
Electric power for long distance & recharge on grid	--	--	--	√	√
Energy Savings	5-10% (upto 25% in city traffic)	10-25%	25-40%	50-100%	100%
Electric Power	1.5-10KW	5-20KW	30-75KW	70-100KW	30-100KW

TABELLA II – Confronto tra veicolo elettrico, veicolo micro ibrido, medio ibrido, ibrido completo e ibrido Plug-in [3].

1.4 Filosofia ingegneristica e sviluppo dei veicoli elettrici

1.4.1 Concetto di veicolo elettrico

Nonostante il veicolo elettrico risalga a prima del XX secolo, il moderno veicolo elettrico è completamente diverso dal “classico”. Non è solo un mezzo di trasporto ma anche un nuovo tipo di equipaggiamento elettrico. Il moderno veicolo elettrico può essere riassunto come segue:

- 1) Il veicolo elettrico è un veicolo stradale basato su una moderna propulsione elettrica che consiste in un motore elettrico, un convertitore di potenza e una sorgente di energia e può avere differenti caratteristiche.
- 2) Il veicolo elettrico non è solo un'automobile, ma un nuovo sistema per la società, che realizza un mezzo di trasporto su strada pulito ed efficiente.

In maniera analoga agli orologi elettronici al quarzo che differiscono nell'architettura rispetto agli orologi meccanici a molla, così l'architettura dei veicoli elettrici ha le proprie caratteristiche che possono differire da quelle delle tradizionali autovetture motorizzate da un motore termico. In breve, appaiono molto simili, ma i loro principi sono molto diversi.

1.4.2 Filosofia ingegneristica del veicolo elettrico

La filosofia ingegneristica del veicolo elettrico è essenzialmente l'integrazione tra l'ingegneria automobilistica e l'ingegneria elettrica. Per ottenere buone performance e costi accessibili per i veicoli elettrici, i sistemi di integrazione e di ottimizzazione sono i primi da prendere in considerazione. Poiché le caratteristiche di un propulsore elettrico sono fundamentalmente differenti da quelle di un propulsore termico, è essenziale che ci sia un nuovo approccio di progettazione per l'ingegneria del veicolo elettrico. Oltretutto, avanzate sorgenti di

energia e un utilizzo intelligente dell'energia stessa sono chiavi fondamentali per permettere ai veicoli elettrici di competere con i veicoli dotati di motore a combustione interna. Ovviamente, il costo generale effettivo è un fattore fondamentale per la commercializzazione dei veicoli elettrici.

Il nuovo approccio di progettazione dei veicoli elettrici moderni deve includere lo stato dell'arte della tecnologia dell'ingegneria automobilistica, chimica, elettrica ed elettronica, adottare un design unico, particolarmente adatto per i veicoli elettrici, e sviluppare speciali tecniche di produzione apposite per questi veicoli. Ogni sforzo deve essere fatto per ottimizzare l'utilizzo dell'energia dei veicoli elettrici. Per una corretta progettazione di un veicolo elettrico bisogna tener conto della seguenti considerazioni:

- 1) Identificare il settore di mercato.
- 2) Determinare le specifiche tecniche compreso il ciclo di utilizzo.
- 3) Determinare le infrastrutture necessarie includendo il riciclaggio delle batterie.
- 4) Determinare la configurazione generale del sistema (configurazione BEV, HEV o FCEV).
- 5) Determinare la struttura meccanica.
- 6) Determinare la sorgente di energia – generazione o immagazzinamento, singolo o ibrido.
- 7) Determinare il sistema di propulsione – motore elettrico, convertitore e tipo di trasmissione, motore singolo o multiplo, con cambio o senza cambio, i metodi di montaggio, e il motore a combustione interna nel caso di veicolo ibrido.
- 8) Determinare le specifiche della propulsione elettrica (potenza, coppia, velocità) e la sorgente di energia (capacità, tensione, corrente) in accordo con i vari cicli di guida; per esempio, in alcuni casi si dovrà viaggiare a bassa velocità e ad alta coppia, in altri ad alta velocità e bassa coppia.

- 9) Adottare una centralina intelligente.
- 10) Analizzare le interazioni dei sottosistemi dei veicoli elettrici utilizzando la matrice della casa della qualità come mostrato in Figura 1.2, quindi comprendere i gradi di interazione che influiscono su costo, performance e sicurezza.
- 11) Ottimizzare l'efficienza della motorizzazione in accordo con la modalità di guida selezionata e le condizioni operative.
- 12) Ottimizzare il sistema in generale utilizzando simulazioni al computer.

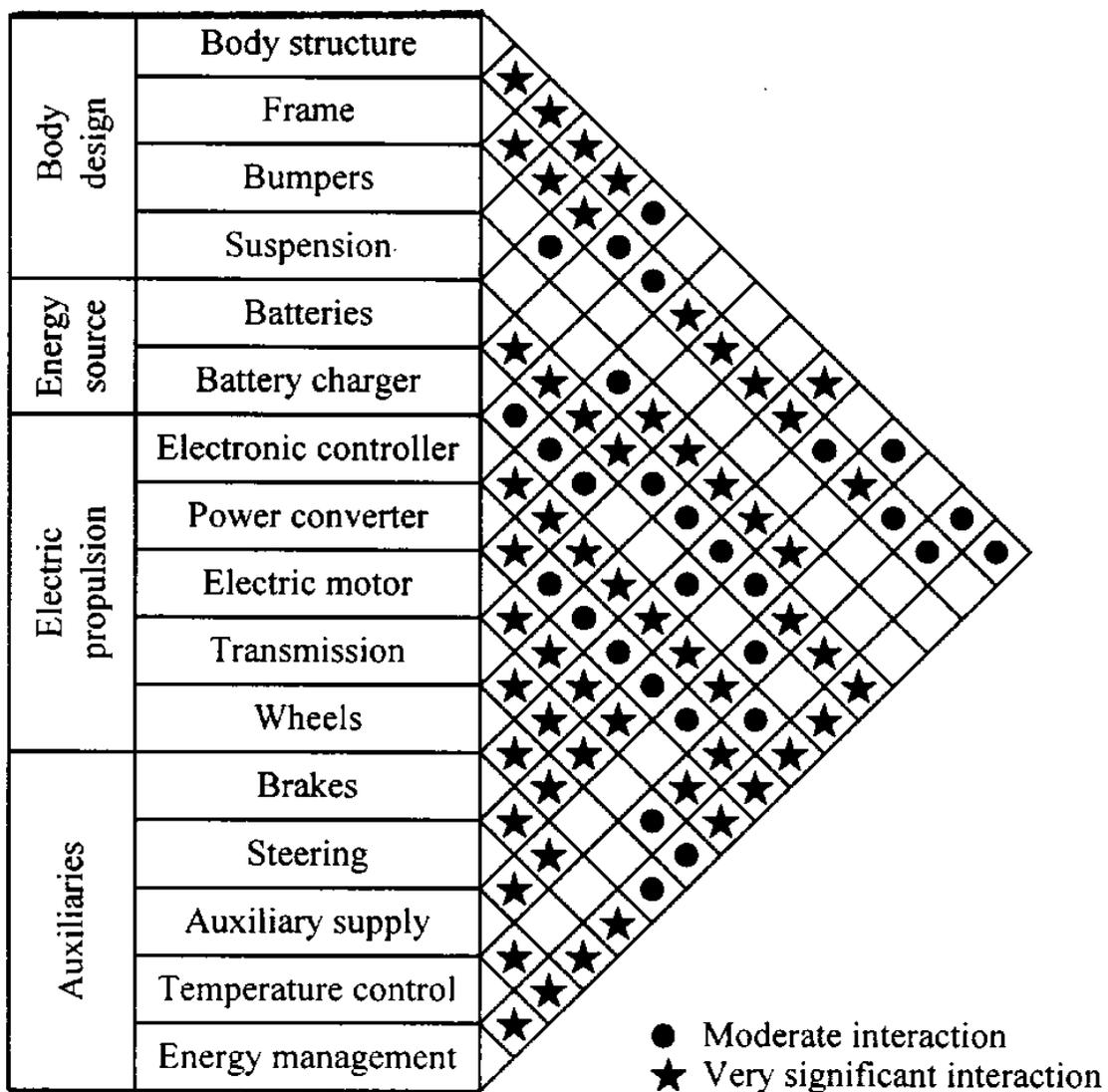


Fig. 1.2: Interazioni tra i sottosistemi di un veicolo elettrico [1].

1.4.3 Punti chiave della tecnologia dei veicoli elettrici

I punti chiave della tecnologia dei veicoli elettrici includono la tecnologia per l'automotive, la tecnologia elettrica, la tecnologia elettronica, la tecnologia dell'informazione e la tecnologia chimica. Sebbene la sorgente energetica sia l'area di interesse cruciale, la progettazione della struttura, la propulsione elettrica, la gestione dell'energia e l'ottimizzazione del sistema sono in ugual modo importanti. Infatti, l'integrazione di tutte queste aree sono la chiave del successo.

1) *Progettazione della struttura*: ci sono due approcci base per produrre i veicoli elettrici – la conversione o la progettazione ex-novo. Per i veicoli elettrici che derivano dalla conversione di veicoli tradizionali, il motore termico e l'equipaggiamento associato dell'automobile esistente sono sostituiti dal motore elettrico, dal convertitore di potenza e dalle batterie. Questo approccio è relativamente economico per un piccolo volume di produzione in quanto si utilizzano i telai delle classiche autovetture equipaggiate con il motore a combustione interna. Tuttavia, in molte conversioni, il veicolo elettrico che ne deriva soffre di un maggior peso a vuoto, un alto baricentro e una distribuzione del peso non bilanciata. Quindi, questo approccio sta via via andando in disuso. Nel presente, infatti, i moderni veicoli elettrici sono progettati con tale scopo e sovrastano in modo definitivo quelli convertiti in quanto gli ingegneri hanno maggiore flessibilità per coordinare ed integrare i vari sottosistemi del veicolo elettrico che possono lavorare insieme efficientemente.

Esistono molti concetti di progettazione che possono essere migliorati per incrementare la performance generale del veicolo elettrico come l'autonomia, la pendenza superabile, accelerazione e la velocità massima. Questi concetti includono inoltre salvare peso, avere un basso impatto frontale con l'aria del corpo della vettura e un basso attrito tra gomma e asfalto. Prima di tutto, il peso totale influenza molto la

performance del veicolo elettrico, specialmente l'autonomia e la pendenza superabile. Per ridurre il peso a vuoto, si adotta l'uso di materiali leggeri come alluminio e materiali compositi per la struttura meccanica. Secondo, avere una buona penetrazione nell'aria può effettivamente ridurre la resistenza aerodinamica del veicolo, che porta a un significativo incremento dell'autonomia in viaggi lunghi o a velocità di crociera costante. In generale, la resistenza aerodinamica può essere ridotta affusolando la parte anteriore e posteriore, adottando un fondo piatto, ottimizzando il flusso d'aria attorno ai finestrini, utilizzando rear spats, incanalando i flussi d'aria lungo le gomme anteriori e posteriori e utilizzando il muso anteriore inclinato. Terzo, la riduzione della resistenza al rotolamento tra le gomme e l'asfalto può risultare conveniente nel ridurre la resistenza a basse e medie velocità e gioca un ruolo importante nell'estendere l'autonomia nei tratti cittadini. Questo può essere raggiunto con l'utilizzo di nuovi polimeri miscelati alle gomme insieme all'incremento della pressione della gomma stessa.

2) *Gestione dell'energia*: comparato ai veicoli dotati di motore termico, i veicoli elettrici offrono un'autonomia relativamente bassa. Per questo, per massimizzare l'utilizzo dell'energia fornita a bordo, è necessario adottare una centralina intelligente. Utilizzando i sensori di input dai vari sottosistemi del veicolo elettrico, includendo i sensori della temperatura interna ed esterna, corrente e tensione della sorgente energetica durante la carica e la scarica, corrente e tensione del motore elettrico, la velocità e l'accelerazione del veicolo, così come il clima esterno e l'ambiente, la centralina può realizzare le seguenti funzioni:

- 1) Ottimizzare il flusso di energia.
- 2) Prevedere la rimanente energia utilizzabile e quindi l'autonomia residua.
- 3) Suggestire il più efficiente stile di guida.
- 4) Dirige l'energia di recupero derivata dalla frenata a sorgenti energetiche ricettive come, ad esempio, le batterie.

- 5) Modulare la temperatura in funzione del clima esterno.
- 6) Modificare la brillantezza dei fari in risposta all'ambiente esterno.
- 7) Proporre un algoritmo adatto per la ricarica delle batterie.
- 8) Analizzare la storia delle operazioni della sorgente energetica, specialmente delle batterie.
- 9) Diagnosticare ogni operazione non corretta o componenti difettosi della sorgente energetica.

Quando la centralina è accoppiata con un sistema di navigazione, può pianificare una via efficiente per il consumo energetico, localizzare i punti di ricarica per viaggi lunghi e modificare le previsioni dell'autonomia in base alle condizioni del traffico.

3) *Ottimizzazione del sistema*: Come detto prima, il veicolo elettrico ha una complessa architettura che comprende tecnologie multidisciplinari. Da quando le performance dei veicoli elettrici sono influenzate da molti fattori multidisciplinari e inter relazionati tra loro, la simulazione al computer è la più importante tecnologia per effettuare l'ottimizzazione dell'incremento della performance e riduzione dei costi. Inoltre, la simulazione aiuta i produttori a minimizzare le spese per la prototipazione e i tempi e per fornire valutazioni concettuali rapide. Da quando l'intero sistema del veicolo elettrico è costituito da vari sottosistemi raggruppati attraverso connessioni meccaniche, elettriche, termiche e controlli, la simulazione deve essere basata sul concetto di segnali misti. Quindi, l'ottimizzazione può essere effettuata a livello di sistema mediando tra i vari sottosistemi. Generalmente, sono coinvolti numerosi processi iterativi. Riassumendo, la simulazione a livello di sistema e ottimizzazione dei veicoli elettrici può essere considerato con i seguenti punti chiave:

- 1) Le interazioni tra i vari sottosistemi influenzano le performance dei veicoli elettrici, l'importanza di queste interazioni devono essere analizzate e prese in considerazione.
- 2) L'accuratezza del modello è usualmente coerente con la

complessità del modello ma può essere in conflitto con l'usabilità del modello stesso; deve essere trovato un compromesso tra accuratezza, complessità e usabilità così come deve essere considerato il tempo di simulazione.

- 3) La tensione del sistema generalmente causa problemi contraddittori per la progettazione del veicolo elettrico, incluso il peso delle batterie (un alta tensione richiede un alto numero di moduli in serie, quindi più peso), la tensione del motore e i rapporti di corrente, la performance di accelerazione, l'autonomia e la sicurezza devono essere ottimizzati a livello di sistema.
- 4) Per aumentare l'autonomia, nei moderni veicoli elettrici possono essere adottate molteplici sorgenti di energia. La corrispondente combinazione può essere ottimizzata in base alla performance del veicolo e al costo.
- 5) Poiché i veicoli elettrici generalmente non adottano il cambio, il rapporto di trasmissione può influire sulle performance del veicolo e sulla guidabilità. Un rapporto ottimale deve essere determinato attraverso ottimizzazioni iterative sotto differenti profili di guida.

1.5 Configurazioni dei veicoli elettrici

Confrontati con i tradizionali veicoli dotati di motore a combustione interna, la configurazione del veicolo elettrico è piuttosto flessibile. Questa flessibilità è dovuta a diversi fattori. Primo, il flusso di energia nel veicolo elettrico viaggia principalmente attraverso cavi elettrici piuttosto che attraverso connessioni meccaniche rigide. Secondo, differenti fasi della propulsione coinvolgono significative differenze nella configurazione del sistema. Terzo, differenti sorgenti di energia nel veicolo elettrico (come batterie o celle a combustibile) hanno differenti

caratteristiche e diversi sistemi di ricarica.

La Figura 1.3 mostra che la composizione del veicolo elettrico consiste in tre principali sottosistemi – propulsione elettrica, sorgente energetica e ausiliari.

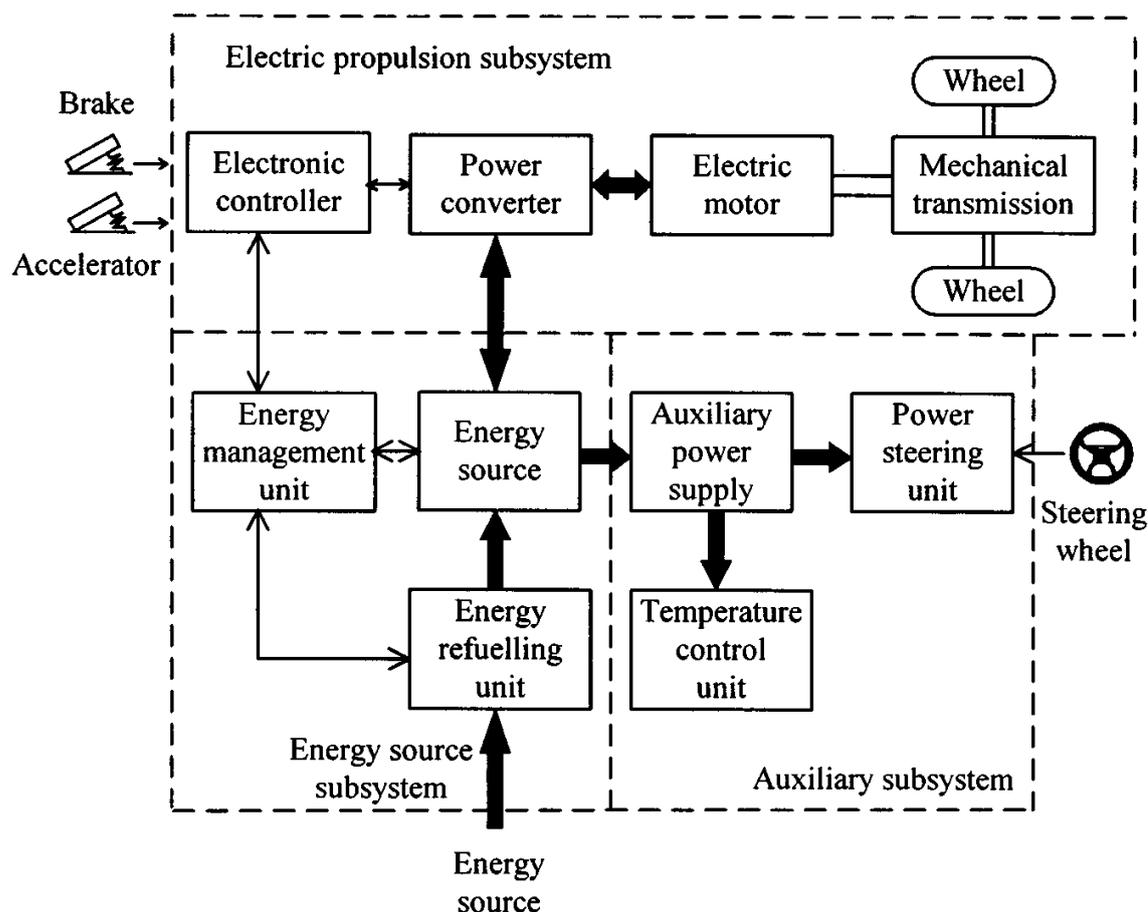


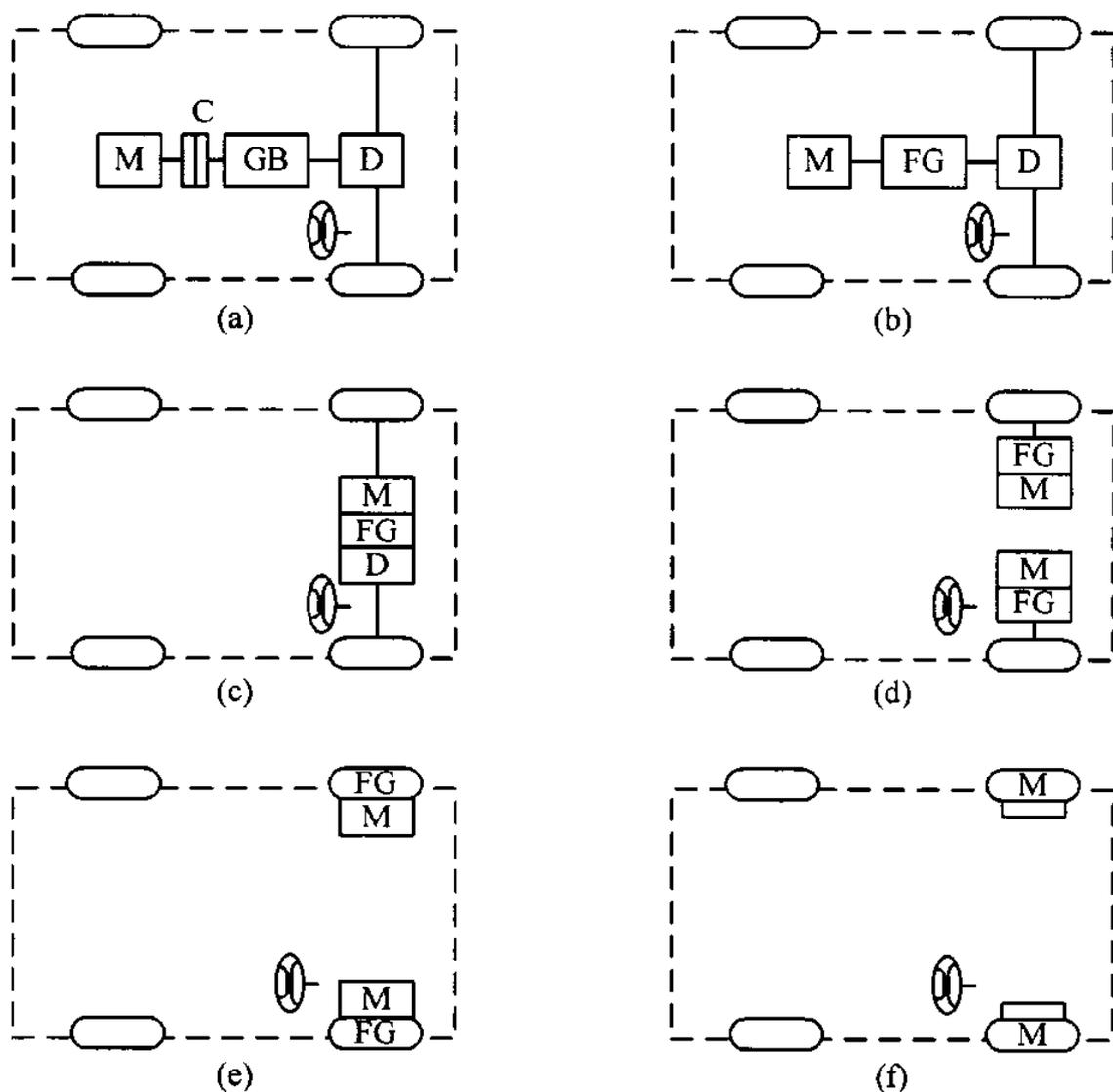
Fig. 1.3: Schema a blocchi di un generico veicolo elettrico [1].

Il sottosistema della propulsione elettrica comprende il sistema di controllo elettronico, il convertitore di potenza, il motore elettrico, la trasmissione meccanica e le ruote motrici. Il sottosistema della sorgente energetica comprende la sorgente energetica, l'unità di controllo dell'energia e l'unità di rabbocco dell'energia. Il sistema ausiliario consiste nell'unità di servosterzo, nell'unità di controllo della temperatura e nella fornitura di potenza ausiliaria. Nella Figura 1.3, una

connessione meccanica è rappresentata con una doppia linea, una connessione elettrica con una linea spessa e una connessione di controllo con una linea sottile. La freccia in ogni linea denota la direzione del flusso di potenza elettrica o le comunicazioni delle informazioni di controllo. Basato sul controllo in input dei pedali di accelerazione e frenata, il sistema di controllo elettronico fornisce i segnali di comando ai dispositivi di potenza del convertitore statico che ha la funzione di regolare il flusso di potenza tra il motore elettrico e la sorgente energetica. Il flusso di potenza inverso è dovuto alla rigenerazione in frenata del veicolo elettrico e la sua energia di recupero può essere accumulata a patto che la sorgente di energia sia ricettiva. Da notare che molte delle batterie disponibili per i veicoli elettrici (ad eccezione di alcune aria/metallo) alla pari dei supercondensatori accettano rapidamente l'energia di recupero. L'unità di controllo dell'energia coopera con il sistema di controllo elettronico per gestire il recupero di energia in frenata. Questa inoltre lavora con l'unità di rabbocco dell'energia per controllare la ricarica e monitorare l'usabilità della sorgente dell'energia. Il fornitore di potenza ausiliaria fornisce la potenza necessaria con differenti livelli di tensione per tutti gli ausiliari del veicolo elettrico, specialmente al controllo della temperatura e al servosterzo.

Al giorno d'oggi, esistono molte possibilità di configurazioni del veicolo elettrico dovute alla variazione della propulsione elettrica e della sorgente energetica. Focalizzando l'attenzione sulla variazione della propulsione elettrica, si distinguono sei tipiche alternative, come mostrato in Figura 1.4.

- a) La Figura 1.4 (a) mostra la prima alternativa che è una diretta estensione della tradizionale autovettura con motore termico adottando un motore longitudinale nella parte anteriore con la trazione anteriore. Consiste in un motore elettrico, una frizione, la



C : Clutch
 D : Differential
 FG : Fixed gearing
 GB : Gearbox
 M : Electric motor

Fig. 1.4: Configurazione del veicolo elettrico dovuta alle variazioni della propulsione elettrica [1].

scatola del cambio e un differenziale. Incorporando la frizione e la scatola del cambio l'automobilista può cambiare marcia e, quindi, la coppia applicata alle ruote. Alle ruote è applicata una coppia

elevata a bassa velocità con rapporti bassi e una coppia bassa ad alta velocità con rapporti alti. Il differenziale è un dispositivo meccanico che permette alle ruote di essere condotte a velocità differenti durante le curve – quella esterna copre una distanza superiore rispetto a quella interna. Questa configurazione era molto utilizzata nei veicoli convertiti in veicolo elettrico per massimizzare l'utilizzo dei componenti già esistenti.

- b) Sostituendo la scatola del cambio con un rapporto di trasmissione fisso e, quindi, rimuovendo la frizione, sia il peso che la dimensione della trasmissione meccanica risultano ridotti. La Figura 1.4 (b) mostra questa soluzione, che consiste in un motore elettrico, un rapporto di trasmissione fisso e un differenziale. Da notare come questa configurazione di veicolo elettrico non sia adatta per i veicoli dotati di motore a combustione interna in quanto senza frizione e scatola del cambio non può offrire la caratteristica desiderata di coppia-velocità.
- c) Simile al concetto di motore trasversale nella parte anteriore con trazione anteriore dei veicoli tradizionali dotati di motore termico, il motore elettrico, il rapporto di trasmissione fisso e il differenziale sono integrati in un singolo blocco, mentre entrambe gli assi puntano alle ruote di trazione. La Figura 1.4 (c) mostra questa configurazione, che è, di fatto, la più comune adottata dai veicoli elettrici moderni.
- d) L'effetto di un differenziale meccanico in un veicolo elettrico può essere ottenuto attraverso l'azione di due motori elettrici che operano a differenti velocità. La Figura 1.4 (d) mostra questa configurazione nella quale due motori elettrici forniscono separatamente trazione alle ruote di trazione attraverso un rapporto di trasmissione fisso.
- e) Al fine di ridurre ulteriormente le trasmissioni meccaniche dal motore elettrico alle ruote di trazione, il motore elettrico può

essere posizionato all'interno della ruota. Questa soluzione è chiamata trazione all'interno della ruota. La Figura 1.4 (e) mostra questa configurazione nella quale un rotismo epicicloidale con rapporto di trasmissione fisso è utilizzato per ridurre la velocità del motore alla velocità della ruota desiderata. Deve essere notato come il rotismo epicicloidale è favorito in questa soluzione poiché offre i vantaggi di una forte riduzione del rapporto di trasmissione ad alta velocità così come una disposizione in linea degli alberi di ingresso e uscita.

- f) Per abbandonare completamente ogni ingranaggio meccanico, la tipologia illustrata al punto precedente può essere realizzata installando un motore elettrico a bassa velocità con rotore esterno dentro alla ruota. La Figura 1.4 (f) mostra questa configurazione senza cambi dove il rotore esterno è direttamente montato sul cerchione della ruota. Quindi, il controllo della velocità del motore elettrico è equivalente al controllo della velocità della ruota e, quindi, della velocità del veicolo.

La selezione di una delle configurazioni sopra elencate dipende principalmente dalla dimensione e dall'applicazione dei veicoli elettrici; i criteri maggiormente utilizzati per la selezione sono la compattezza, la performance, il peso e il costo. Al giorno d'oggi le configurazioni più popolari sono la (b) o la (c), mentre le configurazioni (e) o (f) sono utilizzate per dimostrazioni o prodotte su bassa scala.

1.6 Configurazioni dei veicoli ibridi

I veicoli ibridi sono spinti da un motore a combustione interna e da un motore elettrico con configurazioni in serie o in parallelo. Il motore a combustione interna fornisce al veicolo una notevole autonomia che deriva dall'elevata energia specifica del carburante presente nel

serbatoio, mentre il motore elettrico aumenta l'efficienza e ottimizza il consumo del carburante, recuperando energia durante la frenata e immagazzinando l'energia in eccesso proveniente dal motore termico durante i movimenti inerziali. Tradizionalmente esistono due categorie base dei veicoli ibridi, che prendono in nome di ibrido serie e ibrido parallelo. Nei veicoli ibridi serie, il motore a combustione fornisce un output meccanico che è convertito in elettrico mediante l'utilizzo di un generatore, collegati tra loro mediante un albero. L'energia elettrica, che deriva da tale conversione, può caricare le batterie oppure le può bypassare per alimentare un motore elettrico che a sua volta aziona le ruote della vettura. Questo motore elettrico può essere anche utilizzato per recuperare energia durante la frenata. Un veicoli ibrido parallelo ha entrambe i motori, termico e elettrico, accoppiati alla trasmissione finale ad albero alle ruote mediante frizione. Questa configurazione permette ai motori di fornire potenza alle ruote o contemporaneamente, o solo con il motore a combustione interna, o solo con il motore elettrico. Quest'ultimo è anche utilizzato per recuperare energia durante la frenata e immagazzinare l'energia in eccesso proveniente dal motore termico durante i movimenti inerziali. Recentemente sono stati sviluppati anche veicoli ibridi serie-parallelo e veicoli ibridi complessi con lo scopo di migliorare le prestazioni in termini di potenza e ottimizzare i consumi di carburante. Esiste, inoltre, la possibilità di installare a bordo un dispositivo che permette la ricarica delle batterie dall'esterno direttamente dalla rete elettrica. Infine esiste una classe di veicoli, alimentati ad idrogeno, che sfruttano una cella a combustibile per produrre energia elettrica da trasferire al motore elettrico.

1.6.1 Ibrido serie

Nei veicoli ibrido serie, il motore a combustione interna fornisce un output meccanico che è convertito in elettrico mediante l'utilizzo di un generatore. Motore e generatore sono collegati tra loro mediante un

albero. L'energia elettrica che deriva da tale conversione può caricare le batterie oppure le può bypassare per alimentare un motore elettrico che a sua volta aziona le ruote della vettura con una opportuna trasmissione meccanica. In pratica, come mostrato nella Figura 1.5, è un veicolo elettrico "assistito" da un motore termico, che ha come obiettivo di aumentare l'autonomia in modo che sia comparabile con le autovetture tradizionali. A causa del disaccoppiamento tra motore termico e ruote, si ha un vantaggio in termini di flessibilità per il controllo da parte della centralina della coppia motore termico-generatore. Inoltre, si ha il beneficio di una semplicità delle trasmissioni. Servono tre dispositivi di propulsione, il motore a combustione interna, il generatore e il motore elettrico; pertanto, il rendimento del veicolo ibrido serie è generalmente basso. Un ulteriore svantaggio è che questi dispositivi di propulsione devono essere dimensionati in base alla massima potenza sostenibile come se il veicolo avesse lo scopo di scalare una lunga pendenza, e tutto ciò rende molto costoso il veicolo. D'altro canto, quando il veicolo è utilizzato per coprire brevi distanze in pianura, il sistema motore-generatore risulta sovradimensionato.

Esistono sei possibilità di funzionamento per questa tipologia di veicoli:

- 1) Modalità puro elettrico: il motore termico è spento e il veicolo è azionato solo dalle batterie.
- 2) Modalità solo motore termico: il veicolo è azionato solo dall'accoppiamento motore termico-generatore.
- 3) Modalità combinata: sia l'accoppiamento motore termico-generatore che la batteria forniscono potenza al motore elettrico di trazione.
- 4) Modalità divisione di potenza: l'accoppiamento motore termico-generatore divide la potenza: da una parte ricarica le batterie e dall'altra fornisce potenza per il movimento.
- 5) Modalità ricarica in stazionamento.
- 6) Modalità rigenerazione in frenata.

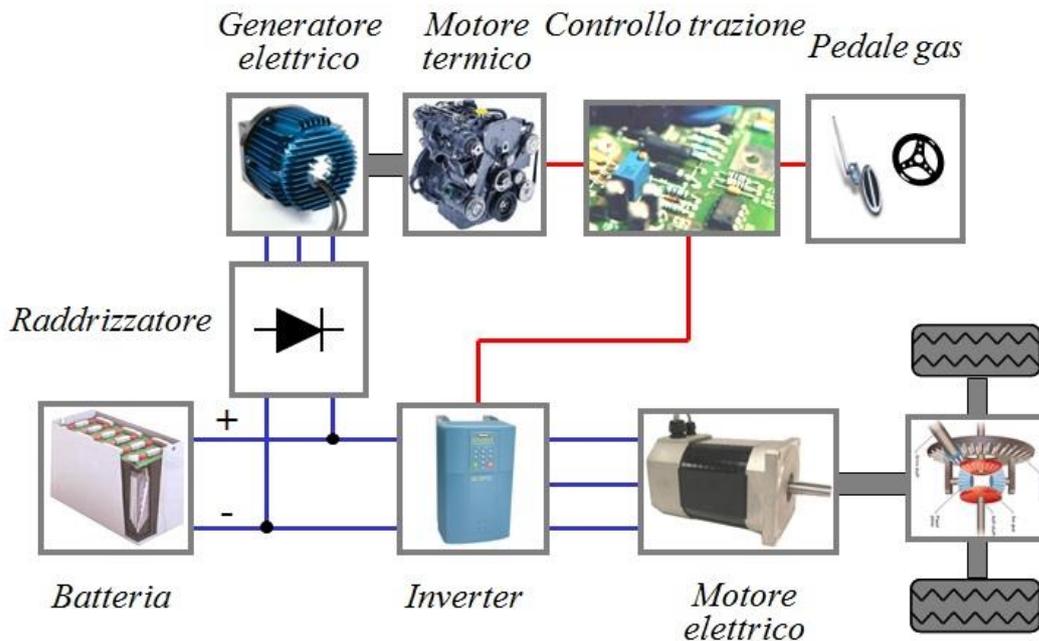


Fig. 1.5: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie.

1.6.2 Ibrido parallelo

Nei veicoli ibrido parallelo sia il motore a combustione interna che il motore elettrico forniscono potenza in parallelo alle ruote motrici. Poiché sia il motore termico che il motore elettrico sono generalmente accoppiati con l'albero di trasmissione delle ruote mediante due frizioni, la potenza all'albero può essere fornita o solo dal motore termico, o solo dal motore elettrico, o da entrambi. In pratica, come mostrato in Figura 1.6, è un veicolo tradizionale assistito da un motore elettrico col fine di raggiungere minori emissioni e minori consumi. Il motore elettrico può essere utilizzato come generatore per ricaricare le batterie durante la frenata oppure può assorbire potenza dal motore termico quando quella in output da quest'ultimo è maggiore di quella richiesta. Il veicolo ibrido parallelo necessita solo di due dispositivi di propulsione (vantaggio rispetto al serie), il motore a combustione interna e il motore elettrico. Un altro vantaggio rispetto alla configurazione in serie è che possono essere utilizzati motori, sia termico che elettrico, più piccoli ottenendo la stessa performance finché la batteria non è esaurita. Anche per lunghe

percorrenze, è necessario dimensionare alla massima potenza sostenibile solo il motore termico mentre il motore elettrico può essere circa la metà.

Esistono varie possibilità di funzionamento per gli ibridi paralleli:

- 1) Modalità puro elettrico: il motore termico è spento e il veicolo è azionato dal solo motore elettrico.
- 2) Modalità veicolo tradizionale: il veicolo è azionato dal solo motore termico.
- 3) Modalità combinata: sia il motore termico che il motore elettrico forniscono potenza all'albero di trasmissione.
- 4) Modalità divisione di potenza: il motore termico divide la potenza; da una parte ricarica le batterie e dall'altra fornisce potenza per il movimento (il motore elettrico diventa generatore).
- 5) Modalità ricarica in stazionamento.
- 6) Modalità rigenerazione in frenata.

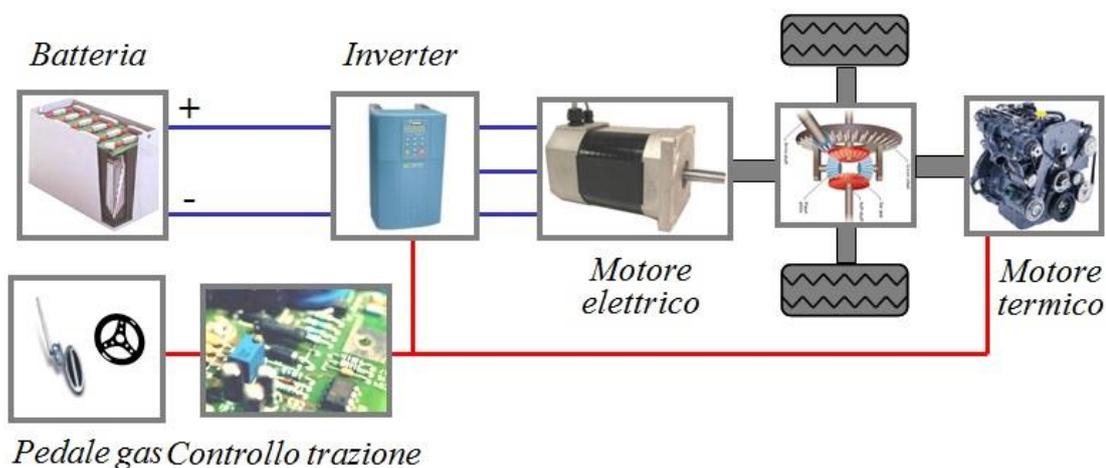


Fig. 1.6: Schema semplificato di un veicolo ibrido parallelo.

1.6.3 Ibrido serie-parallelo

Nella configurazione serie-parallelo, si incorporano nel veicolo ibrido le caratteristiche sia dell'ibrido serie sia dell'ibrido parallelo, aggiungendo

che adotta questo sistema per la propulsione su due assi. In Figura 1.8 sono mostrate le varie tipologie fino qui descritte, in particolare il veicolo ibrido complesso in Figura 1.8 (d). Nella Figura 1.8 sono mostrati i corrispondenti diagrammi a blocchi funzionali dove le connessioni elettriche sono bidirezionali, le connessioni idrauliche unidirezionali e le connessioni meccaniche (che includono frizione e cambio) sono anch'esse bidirezionali.

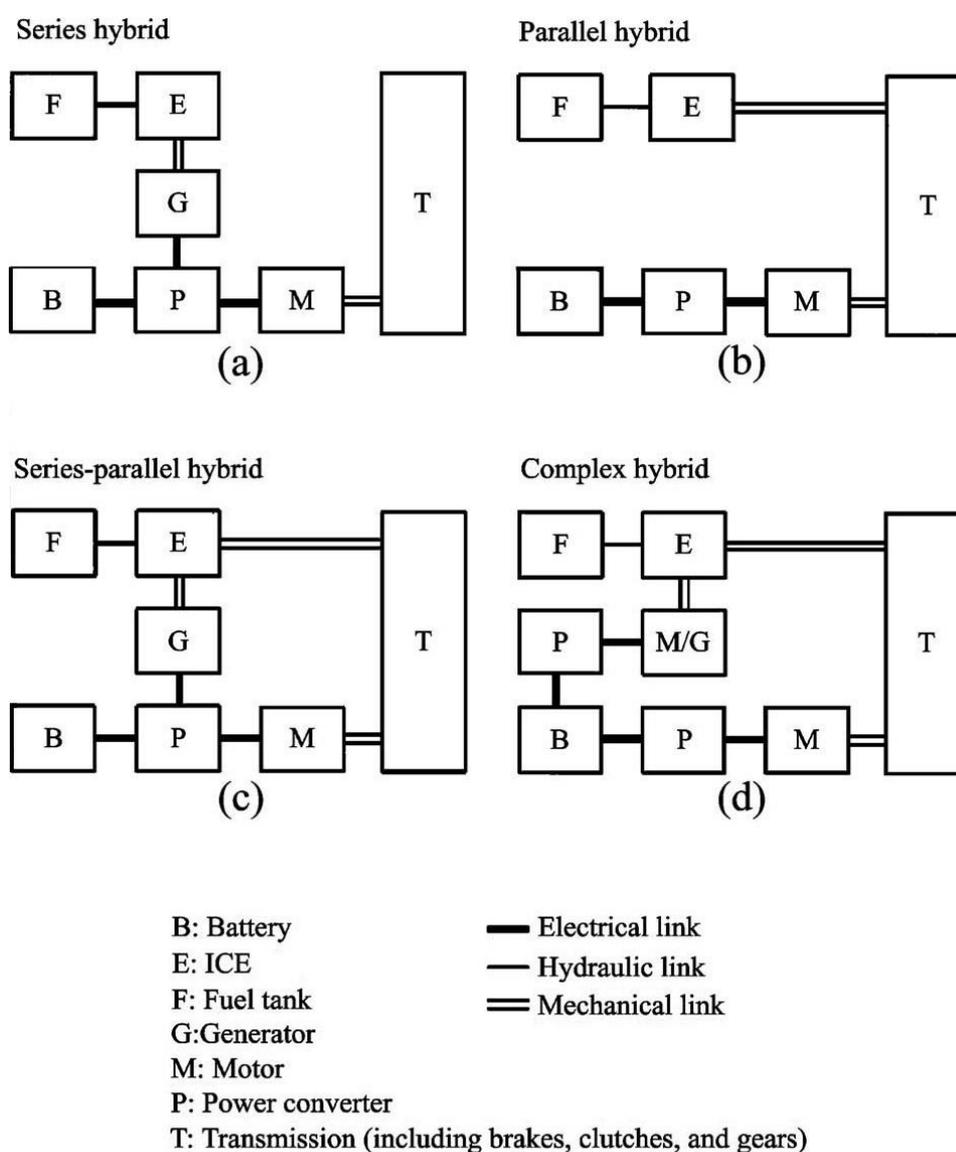


Fig. 1.8: (a) ibrido serie; (b) ibrido parallelo; (c) ibrido serie-parallelo (d) ibrido complesso [1].

1.6.5 Ibrido Bimodale

Nei veicoli ibridi di tipo bimodale il motore termico aziona le ruote anteriori, mentre il motore elettrico aziona quelle posteriori, per cui il recupero di energia alla frenata è limitato solamente alle ruote posteriori, come mostrato in Figura 1.9. Uno dei maggiori vantaggi di questi veicoli è la semplicità del sistema meccanico, inoltre il costo risulta accettabile.

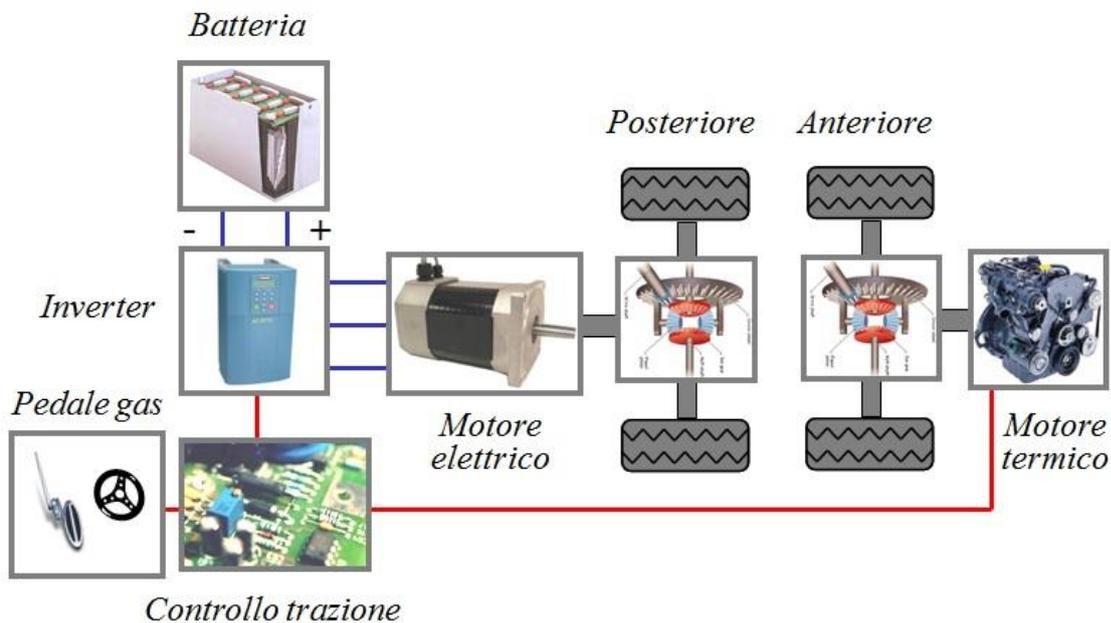


Fig. 1.9: Schema semplificato di un veicolo ibrido bimodale.

1.6.6 Ibrido Pesante

I veicoli tipicamente usati per consegne sono uno speciale tipo di veicoli, di solito denominati veicoli pesanti. Quando ibridato, questo veicolo viene denominato ibrido pesante. Gli ibridi pesanti possono essere sia con configurazione serie che parallelo e possono avere come combustibile benzina o diesel.

1.6.7 Ibrido Plug-in

I veicoli ibridi di tipo plug-in hanno una batteria ad alta densità di energia che può essere caricata esternamente e, inoltre, possono

utilizzare la modalità puro elettrico per un periodo maggiore rispetto alle altre vetture ibride che porta al risultato di un minor consumo di carburante. Negli ibridi plug-in è installato a bordo un carica batterie che permette la ricarica direttamente dalla rete elettrica, aumentando l'efficienza del veicolo. La caratteristica plug-in può essere applicata su ogni tipologia di veicolo ibrido; in Figura 1.10, per esempio, è mostrato un veicolo ibrido serie plug-in.

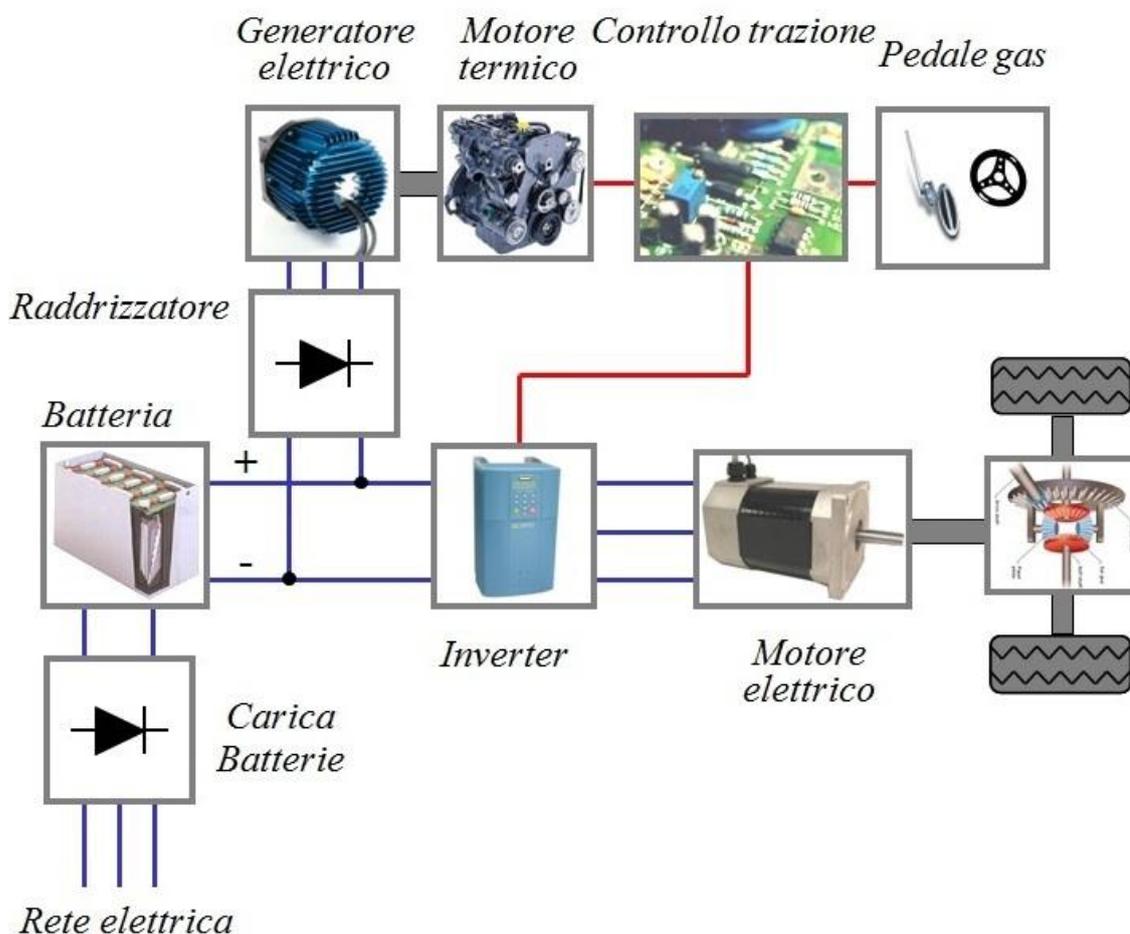


Fig. 1.10: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie plug-in.

1.6.8 Veicolo a idrogeno (cella a combustibile)

I veicoli alimentati a cella a combustibile possono essere considerati come veicoli ibridi di tipo serie. Uno schema di questi veicoli è mostrato in Figura 1.11. La cella a combustibile a bordo produce elettricità, che è

utilizzata o per fornire potenza al motore che fornisce propulsione oppure immagazzinata in batterie a bordo per essere utilizzata in futuro. Questa tipologia di veicolo pur avendo elevatissima autonomia con zero emissioni è molto costosa. Inoltre la tecnologia per sfruttare a pieno questo veicolo non risulta tuttora disponibile, compresa la rete di distribuzione dell'idrogeno, aggiunto al problema della produzione di quest'ultimo.

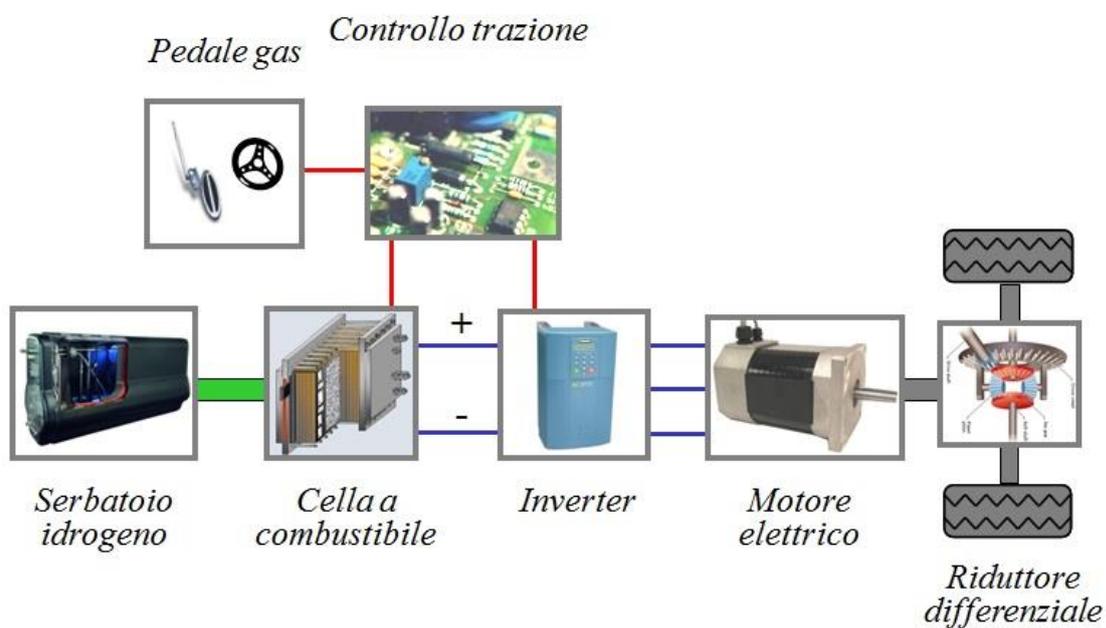


Fig. 1.11: Schema semplificato di un veicolo a idrogeno.

Poiché la cella a combustibile produce una tensione che dipende fortemente dalla corrente erogata, quindi ampiamente variabile, risulta problematico l'utilizzo di un tradizionale inverter a tensione impressa in quanto quest'ultimo non può produrre una tensione alternata in uscita che sia più grande della tensione continua in ingresso e si rende necessario l'utilizzo di un secondo convertitore di tipo "boost" tra la cella a combustibile e l'inverter. Lo svantaggio che ne deriva è una riduzione del rendimento dovuta al funzionamento in cascata dei due convertitori.

1.6.9 Controllo del flusso di potenza

A causa delle variazioni delle configurazioni dei veicoli ibridi, sono necessarie differenti strategie di controllo per regolare il flusso di potenza per o dai diversi componenti. Queste strategie di controllo hanno lo scopo di soddisfare un certo numero di obiettivi per i veicoli ibridi. Ci sono quattro obiettivi chiave:

- 1) Minimizzare i consumi di carburante.
- 2) Minimizzare le emissioni.
- 3) Minimizzare i costi del sistema.
- 4) Assicurare una buona performance di guida.

La progettazione delle strategie di controllo per la potenza per i veicoli ibridi coinvolge differenti considerazioni. Eccone elencate alcune.

- 1) *Ottimizzare il punto di funzionamento del motore a combustione interna*: il punto di funzionamento ottimale sul piano coppia-velocità del motore termico può essere basato sulla minimizzazione del consumo del carburante, sulla minimizzazione delle emissioni, o su un compromesso tra i due.
- 2) *Ottimizzare la linea di funzionamento del motore a combustione interna*: nel caso in cui il motore termico debba rispondere a differenti domande di potenza, i corrispondenti punti di funzionamento costituiscono una linea di funzionamento ottimale. La Figura 1.12 mostra una tipica linea di funzionamento ottimale di un motore a combustione interna nel quale l'ottimizzazione è basata sulla minimizzazione del consumo di carburante.
- 3) *Ottimizzazione della regione di utilizzo del motore a combustione interna*: il motore termico possiede una regione di funzionamento preferenziale sul piano coppia-velocità dove l'efficienza del carburante rimane ottimale.
- 4) *Minimizzare la dinamica del motore a combustione interna*: la velocità operativa del motore termico deve essere regolata in maniera tale da evitare ogni rapida fluttuazione, quindi

minimizzare la sua dinamica.

- 5) *Fissare un limite inferiore alla velocità del motore a combustione interna*: quando il motore termico opera a basse velocità, l'efficienza del combustibile è molto bassa. Il motore a combustione interna dovrebbe essere spento quando la sua velocità è sotto ad un certo valore di soglia.
- 6) *Definizione di un intervallo di funzionamento del motore a combustione interna minimo*: il motore termico non dovrebbe essere acceso e spento frequentemente altrimenti risulterebbe un aumento delle emissioni e dei consumi. Definire un intervallo di funzionamento minimo aiuta a limitare tali inconvenienti.
- 7) *Appropriata carica delle batterie*: la carica delle batterie deve essere mantenuta ad un livello che permette di fornire potenza sufficiente per la accelerazione e di poter accettare l'energia dalla frenata rigenerativa o in una discesa. Quando la carica è troppo alta, il motore termico dovrebbe essere spento oppure operare a basso regime. Quando la carica è troppo bassa, il motore a combustione interna deve incrementare la sua velocità in uscita in modo da caricare le batterie nel modo più rapido possibile.
- 8) *Tensione della batteria*: la tensione della batteria può essere significativamente alterata durante la scarica, la carica da generatore o la carica da una frenata rigenerativa. La tensione della batteria non deve mai essere troppo alta o troppo bassa, in caso contrario la batteria può essere permanentemente danneggiata. Quindi, la gestione della batteria è un problema critico.
- 9) *Distribuzione relativa*: la distribuzione della potenza richiesta tra il motore termico e la batteria può essere ottimizzata durante il ciclo di guida.
- 10) *Politica geografica*: in certe aree o città, il veicolo ibrido deve

essere utilizzato in modalità puro elettrico. Il cambiamento può essere controllato manualmente o automaticamente.

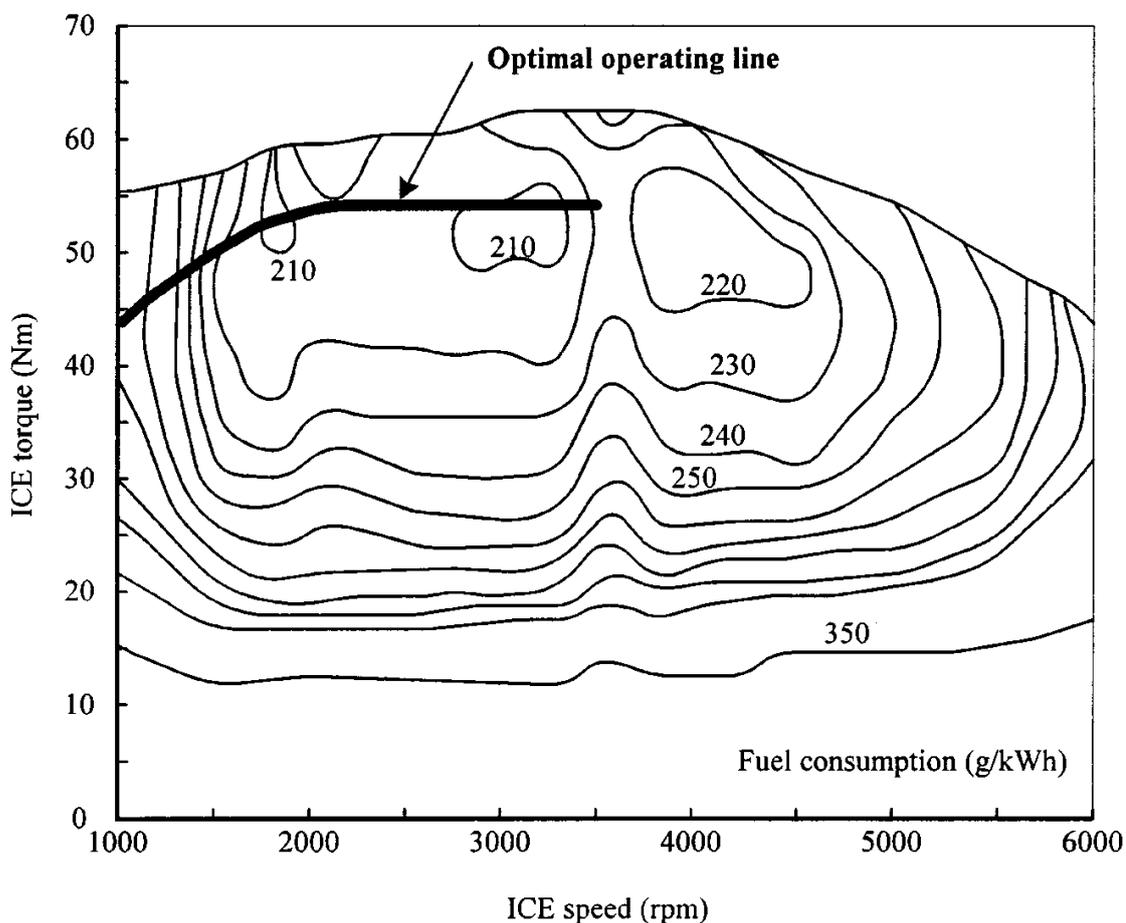


Fig. 1.12: Linea di funzionamento ottimale di una mappa di consumo di carburante di un motore a combustione interna [1].

1.6.10 Sistema avanzato per il controllo della performance di un veicolo ibrido

La Figura 1.13 mostra un nuovo sistema di veicolo ibrido parallelo. Questa tipologia di veicolo ibrido non solo possiede le caratteristiche dell'ibrido parallelo, ma possiede anche un unico vantaggio dell'ibrido serie, cioè che il motore termico può operare indipendentemente al minimo consumo di carburante. La chiave è utilizzare un rotismo epicicloidale che offre due gradi di libertà per la trasmissione meccanica.

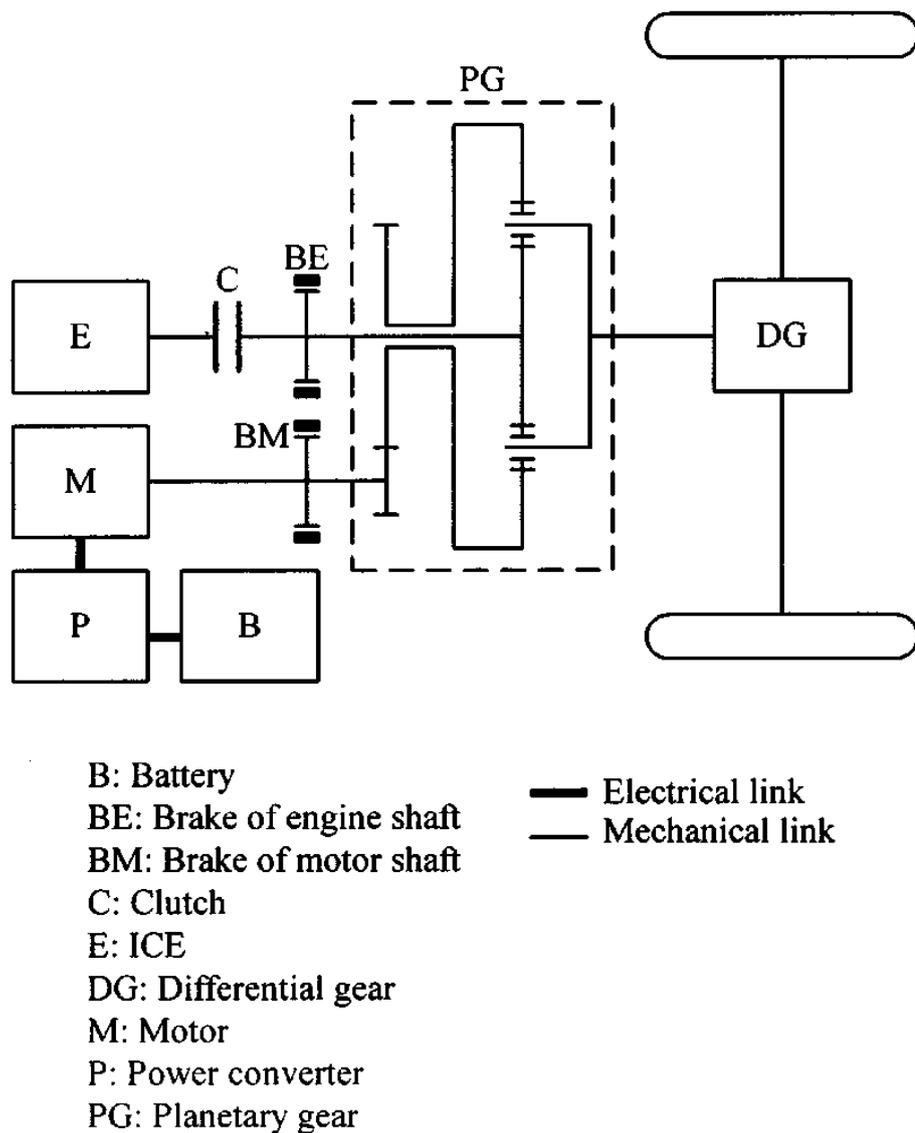


Fig. 1.13: Nuovo sistema di veicolo ibrido con rotismo epicicloidale [1].

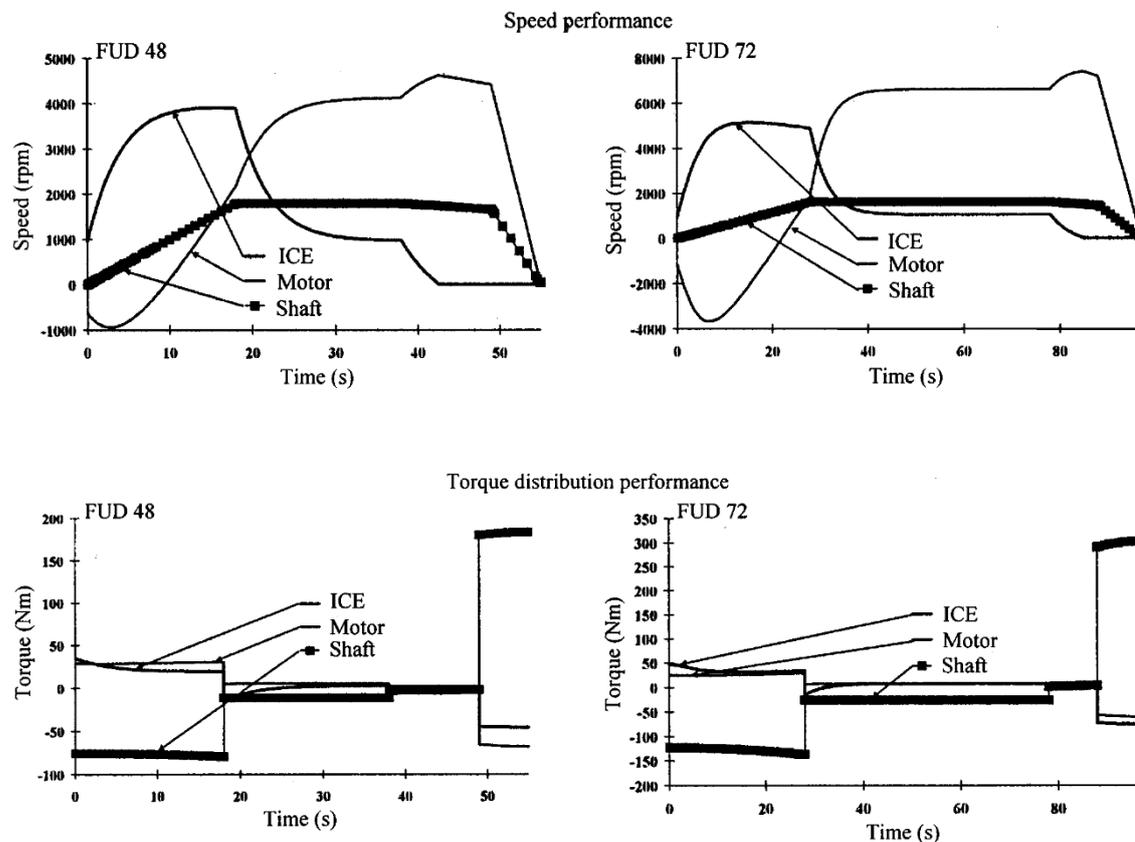
Nella guida in città, il sistema del veicolo ibrido è caratterizzato dalle caratteristiche del veicolo ibrido parallelo e dal vantaggio del veicolo in serie. Quando il veicolo è alla massima accelerazione, la potenza è fornita simultaneamente dal motore termico e dal motore elettrico. Quando il veicolo è condotto normalmente la potenza è fornita in collaborazione sia dal motore termico che dal motore elettrico attraverso il rotismo epicicloidale con due gradi di libertà in modo tale che il consumo di carburante del motore a combustione interna sia minimo. Ciò significa che il motore termico opera alla minima coppia e potenza, e la

maggioranza della potenza è fornita dal motore elettrico.

Durante la frenata rigenerativa, il rotismo epicicloidale opera in condizione di un solo grado di libertà disconnettendo la frizione. Per questo, l'energia cinetica è convertita in energia elettrica e, quindi, ricarica la batteria mentre il motore elettrico opera come un generatore.

Nella guida extraurbana, il veicolo ibrido opera come un veicolo tradizionale. In questo caso il motore elettrico viene spento e il rotismo epicicloidale lavora a sua volta con un solo grado di libertà.

La capacità di un rotismo epicicloidale di gestire in modo flessibile i flussi di potenza consente di utilizzare il motore a combustione interna in maniera ottimale, ottenendo quindi una maggiore efficienza dell'intero sistema del veicolo ibrido. La Figura 1.14 mostra le performance simulate di questo sistema di veicolo ibrido e fornisce un risultato comparativo tra i cicli di guida FUD 48 (massima velocità di 48 km/h) e FUD 72 (massima velocità di 72 km/h).



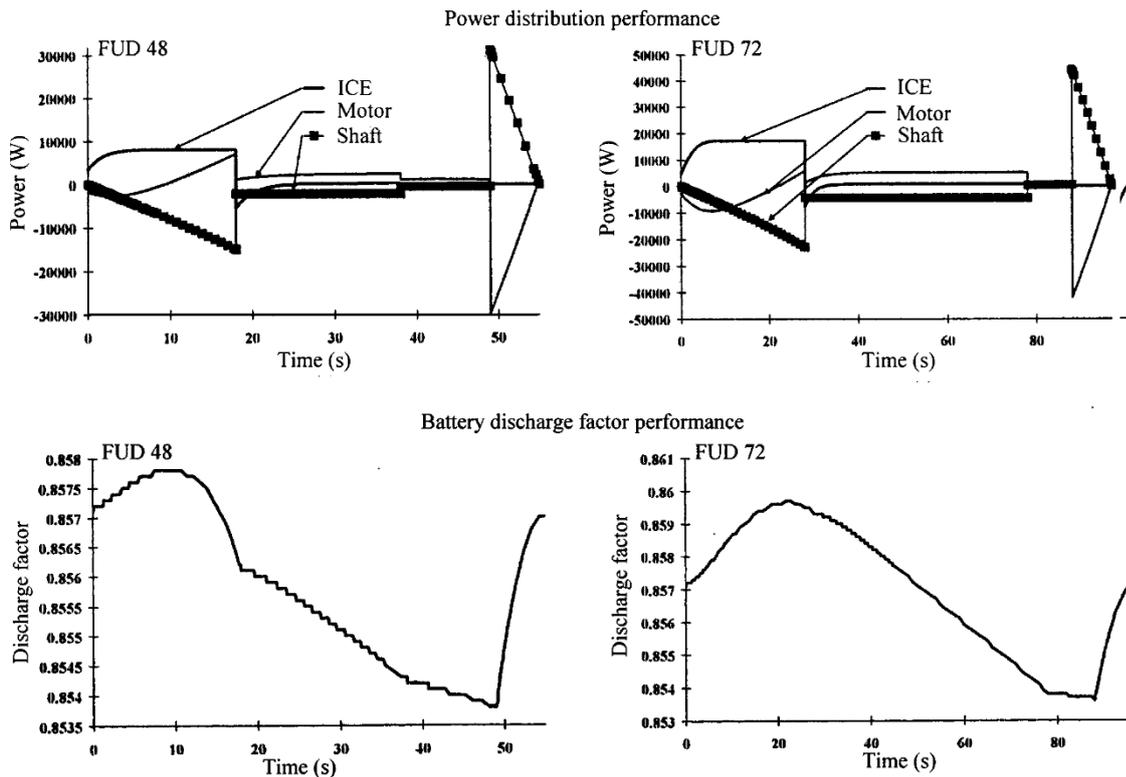


Fig. 1.14: Performance del nuovo sistema di veicolo ibrido [1].

Può essere osservato dalla Figura 1.14 (d) che il fattore di scarica (stato di carica) è circa lo stesso all'inizio e alla fine del ciclo, quindi implica un minimo consumo di energia sia della batteria sia del motore termico.

1.7 Propulsione elettrica

1.7.1 Considerazioni generali

Il sistema di propulsione elettrica è il cuore del veicolo elettrico. Questo consiste in un sistema di trazione, dispositivi di trasmissione e ruote. I dispositivi di trasmissione possono essere opzionali. Infatti, il sistema di trazione, che comprende un motore elettrico, un convertitore di potenza e un sistema di controllo elettronico, è il nucleo del sistema di propulsione del veicolo elettrico.

Le caratteristiche richieste a un sistema di trazione possono essere

sintetizzate come segue:

- 1) Elevata potenza istantanea ed elevata densità di potenza.
- 2) Elevata coppia a basse velocità per partenze e salite, così come alta potenza ad alte velocità per mantenere la velocità di crociera.
- 3) Un range di velocità molto ampio includendo le regioni di coppia costante e di potenza costante.
- 4) Rapidità nella risposta alla richiesta di coppia.
- 5) Alta efficienza su grandi range di velocità e coppia.
- 6) Alta efficienza nella frenata rigenerativa.
- 7) Alta affidabilità e robustezza per varie condizioni di operatività del veicolo.
- 8) Costo ragionevole.

La scelta del sistema di propulsione elettrica per i veicoli elettrici dipende principalmente da tre fattori – aspettative del pilota, vincoli del veicolo e sorgente di energia. Le aspettative del pilota sono definite dal profilo di guida che include l'accelerazione, velocità massima, capacità di risalita, frenata e autonomia. I vincoli del veicolo dipendono dal tipo di veicolo, dal peso e dal carico utile. Le sorgenti di energia possono essere batterie, celle a combustibile, condensatori, volani e varie sorgenti ibride. Quindi, il processo di identificazione delle caratteristiche preferite e delle opzioni del pacchetto per la propulsione elettrica deve essere effettuato a livello di sistema. Inoltre devono essere esaminate le interazioni tra i sottosistemi ed il loro probabile impatto sui compromessi da effettuare.

Lo sviluppo del sistema di propulsione elettrica deve essere basata sullo sviluppo di varie tecnologie, specialmente dei motori elettrici, dell'elettronica di potenza, della microelettronica e delle strategie di controllo. La Figura 1.15 mostra una panoramica del sistema di propulsione del veicolo elettrico, includendo i possibili tipi di motore, le metodologie CAD (Computer-Aided Design), dispositivi/topologia dei convertitori di potenza, controllo hardware, software e strategie. Al

giorno d'oggi i metodi agli elementi finiti CAD che consentono di prevedere il comportamento dei motori ad induzione e dei motori a magneti permanenti brushless risultano convenienti. Riguardo alle tecnologie dei convertitori di potenza, gli inverter a IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) controllati con tecnica PWM (Pulse Width Modulation) sono i più popolari. La tecnica di controllo più utilizzata è quella vettoriale, che può essere implementata facilmente sui moderni microprocessori.

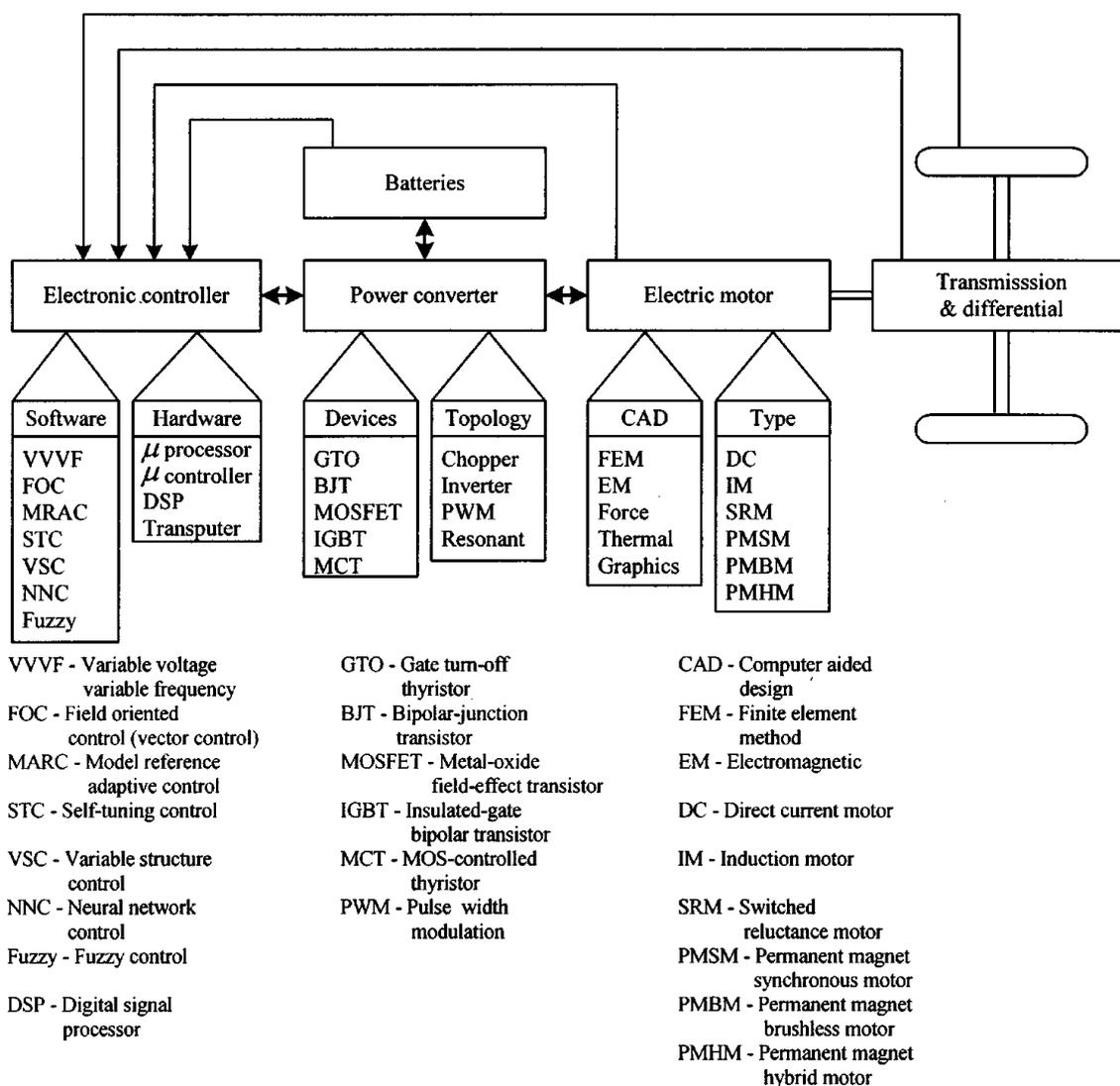


Fig. 1.15: Panoramica delle tecnologie coinvolte nel sistema di propulsione di un veicolo elettrico [1].

Tradizionalmente i motori a corrente continua sono sempre stati in primo piano nella propulsione elettrica grazie alla loro caratteristica di coppia-velocità che soddisfa bene la richiesta di trazione e il loro controllo di velocità è semplice. Tuttavia, i motori a corrente continua hanno un commutatore; quindi, esso richiede una regolare manutenzione. Recentemente, gli sviluppi tecnologici hanno consentito un notevole sviluppo dei motori senza commutatori meccanici. Tali motori sono caratterizzati da miglior efficienza, superiore densità di potenza, minor costo di funzionamento, maggiore affidabilità e minor manutenzione rispetto ai motori a corrente continua. Per l'alta affidabilità e l'assenza di necessità di manutenzione che sono le prime considerazioni per la propulsione nei veicoli elettrici, i motori senza commutatori sono molto attraenti. I motori ad induzione, tra questi, sono largamente accettati come propulsori per i veicoli elettrici in quanto maturi, altamente affidabili e liberi da manutenzione. In alternativa, i motori brushless a magneti permanenti sono a loro volta promettenti in quanto utilizzano magneti permanenti per produrre il flusso magnetico. Quindi, è possibile ottenere una maggiore efficienza e una maggiore densità di potenza. I motori "Switched Reluctance" sono a loro volta potenzialmente interessanti perché di semplice e robusta costruzione.

1.7.2 Motori di trazione ad induzione controllati vettorialmente

Oggi, i motori di trazione a induzione sono la tecnologia più matura tra i vari motori di trazione senza commutatori. La Figura 1.16 mostra la caratteristica di un motore di trazione a induzione. La tecnica di controllo più utilizzata per incrementare le performance dinamiche del motore di trazione a induzione per la propulsione del veicolo elettrico è quella vettoriale. Sebbene il controllo vettoriale può offrire un range di velocità ampio e maggiore di tre o quattro volte rispetto alla velocità di base, l'efficienza ad alta velocità può soffrirne. La Figura 1.17 mostra l'ottimizzazione dell'efficienza con controllo vettoriale per un motore di

trazione ad induzione per veicoli elettrici. Questo schema di controllo permette di controllare la componente di corrente relativa alla coppia e la componente di corrente relativa al flusso e quindi di minimizzare le perdite totali in ogni condizione di carico.

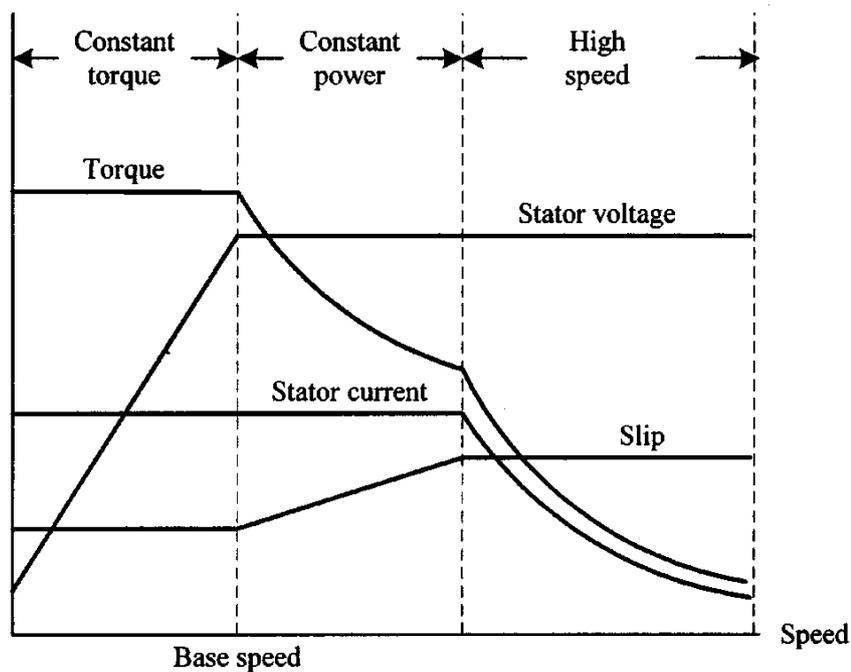


Fig. 1.16: Caratteristica di un motore di trazione ad induzione [1].

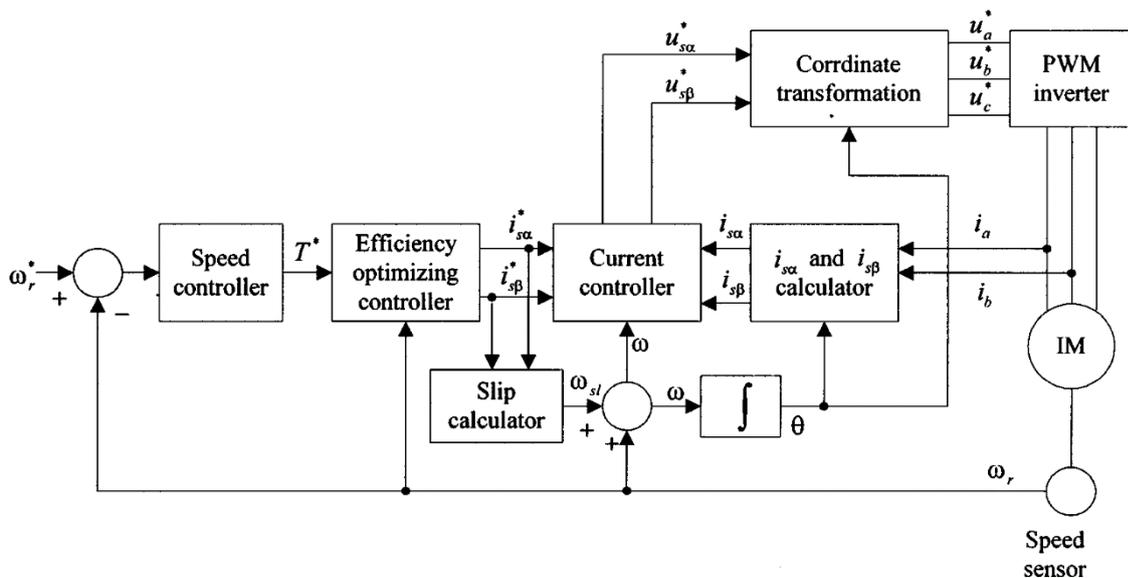


Fig. 1.17: Ottimizzazione dell'efficienza con controllo vettoriale per un motore di trazione ad induzione [1].

1.7.3 Motore di trazione a magneti permanenti brushless

Tra tutti i motori di propulsione moderna, i motori a magneti permanenti brushless sono una valida alternativa ai motori di trazione ad induzione per la propulsione elettrica. I loro vantaggi sono i seguenti:

- 1) Poiché il campo magnetico d'eccitazione è prodotto da magneti permanenti ad alta energia, il peso totale e il volume può essere significativamente ridotto per un dato output di potenza, portando a una elevata densità di potenza.
- 2) Grazie all'assenza delle perdite rotoriche del rame, la loro efficienza è significativamente maggiore rispetto ai motori ad induzione.
- 3) Poiché il calore si sviluppa principalmente nello statore, può essere dissipato più facilmente nello spazio circostante.
- 4) Poiché i magneti permanenti hanno un minor rischio di difetti di fabbricazione, surriscaldamento o danno meccanico, la loro affidabilità è significativamente maggiore.
- 5) Grazie ad una bassa costante di tempo elettromeccanica del rotore, l'accelerazione del rotore stesso a una certa potenza può essere aumentata.

Esistono varie configurazioni di motori a magneti permanenti brushless. Esse dipendono dalla disposizione dei magneti permanenti, fondamentalmente possono essere classificati come magneti superficiali e magneti annegati (interni). Il materiale più utilizzato per i magneti permanenti è il neodimio-ferro boro. Un'altra configurazione è chiamata motore a magneti permanenti ibrido dove il campo magnetico al traferro è ottenuto attraverso l'azione combinata dei magneti permanenti e di un avvolgimento di eccitazione. In generale, i motori a magneti permanenti ibridi comprendono tutte le macchine elettriche il cui principio di funzionamento si basa sulla presenza di magneti permanenti e sul principio della variazione della riluttanza. I motori a magneti permanenti offrono un ampio range di velocità e una efficienza generale maggiore,

ma sono caratterizzati da una maggiore complessità costruttiva.

1.7.4 Motore di trazione “switched reluctance”

I motori “Switched Reluctance” sono riconosciuti come potenzialmente interessanti per l’applicazione su veicoli elettrici. Principalmente, essi sono derivati dai motori passo a riluttanza variabile. I motori “Switched Reluctance” sono caratterizzati da semplicità di costruzione, basso costo di produzione e eccezionale caratteristica coppia-velocità per la propulsione dei veicoli elettrici. Nonostante la semplicità di costruzione, questo non significa che siano facili da progettare e da controllare. A causa della pesante saturazione dei poli e dell’effetto di sfrangiamento dei poli e delle cave, la loro progettazione e il loro controllo sono difficoltosi. Inoltre, sono normalmente penalizzati da problemi di rumore acustico. Recentemente, è stato sviluppato un ottimo approccio alla progettazione dei motori, il quale utilizza l’analisi agli elementi finiti per minimizzare le perdite totali del motore mentre prende in considerazione i vincoli dell’arco di polo, altezza e massima densità di flusso. Inoltre il controllo fuzzy-sliding mode è stato sviluppato per questi motori “Switched Reluctance” per veicoli elettrici per maneggiare le non linearità del motore e minimizzare le vibrazioni del controllo.

1.8 Sorgenti di energia

1.8.1 Considerazioni generali

Le sorgenti di energia dei veicoli elettrici sono identificate come il maggiore ostacolo per la loro commercializzazione. Per questo, nel presente e nell’immediato futuro i più importanti problemi di sviluppo dei veicoli elettrici riguarderanno le sorgenti energetiche dei veicoli elettrici. I criteri di sviluppo possono essere sintetizzati come segue:

- 1) Alta energia specifica (kWh/kg) e alta densità di energia (kWh/L).

- 2) Alta potenza specifica (kW/kg) e alta densità di potenza (kW/L).
- 3) Capacità di rapida carica e scarica profonda.
- 4) Lunghi cicli di vita.
- 5) Tasso di auto-scarica e elevata efficienza di carica.
- 6) Sicurezza e costo limitato.
- 7) Ridotta manutenzione.
- 8) Impiego di materiali riciclabili e facilmente smaltibili.

Piuttosto che basarsi su una unica sorgente di energia, l'uso di molteplici sorgenti, chiamata ibridazione delle sorgenti energetiche, può eliminare il compromesso tra energia specifica e potenza specifica. Per l'ibridazione di due sorgenti energetiche, una è selezionata per elevata energia specifica mentre l'altra per elevata potenza specifica. Per esempio possono essere batteria e batteria ibrida, batteria e supercondensatore ibrido, batteria e volano, e cella a combustibile e batteria ibrida. Infatti, il veicolo ibrido è un caso speciale di questa ibridazione, cioè la benzina è destinata per fornire una elevata autonomia con la sua elevata energia specifica, mentre la batteria con la sua alta potenza specifica è utilizzata per consentire una rapida accelerazione e fornire una marcia con zero emissioni.

1.8.2 Tipi di batterie convenzionali

Le batterie sono state largamente adottate nei veicoli di terra grazie alla loro elevata densità di energia, compattezza e affidabilità.

1) *Batterie al piombo*: il piombo spugnoso lavora come materiale attivo negativo della batteria, l'ossido di piombo è il materiale attivo positivo e l'acido solforico diluito è l'elettrolita. Nella fase di scarica, sia il materiale positivo che negativo è trasformato in solfato di piombo. La batteria al piombo presenta numerosi vantaggi per l'applicazione sui veicoli ibridi. Sono disponibili in grandi volumi produttivi e ciò comporta un costo relativamente basso. In aggiunta, la tecnologia delle batterie al piombo è matura grazie al loro largo impiego nel passato. Ciò

nonostante, la batteria al piombo non è adatta per scariche superiori al 20% della sua capacità. Operare ad un basso livello di carica comporta una riduzione del ciclo di vita. La densità di energia e potenza della batteria sono basse a causa del peso dei collettori di piombo. La densità di energia, inoltre, può essere incrementata usando un collettore non corrosivo leggero.

2) *Batterie al Nickel-idruro metallico (NiMH)*: La batteria NiMH utilizza una soluzione alcalina come elettrolita. Questa batteria è composta da idrossido di nickel nel polo positivo e il polo negativo consiste in una lega di vanadio, titanio, nickel e altri metalli. La densità di energia è il doppio rispetto alle batterie al piombo. I componenti delle batterie NiMH sono innocui per l'ambiente e possono essere riciclate. La batteria NiMH è sicura per operare a elevate tensioni e ha diversi vantaggi, come una elevata densità di energia e potenza, lungo ciclo di vita, operatività in un ampio range di temperatura e resistenza alla carica e alla scarica. Dall'altro lato della medaglia, se ripetutamente scaricata ad una alta corrente di carico, la vita della batteria NiMH risulta ridotta di circa 200-300 cicli. La migliore performance operativa è ottenuta quando viene scaricata tra il 20% e il 50% della sua capacità. L'effetto di memoria in questo tipo di batterie riduce la potenza utilizzabile per i veicoli elettrici, portando ad una riduzione dello stato di carica disponibile della batteria ad un valore inferiore al 100%.

3) *Batterie agli Ioni di Litio*: le batterie agli ioni di litio hanno dimostrato di avere una eccellente performance nell'elettronica portatile e nei dispositivi medici. Le batterie agli ioni di litio hanno una elevata densità di energia, hanno una buona performance ad elevate temperature e sono riciclabili. L'elettrodo positivo è fatto di un materiale di ossido di cobalto e l'elettrodo negativo è fatto di materiale composito. Il sale di litio in un solvente organico è utilizzato come elettrolita. Gli aspetti promettenti delle batterie agli ioni di litio includono un basso effetto sulla memoria, una elevata potenza specifica di 300 W/kg, una elevata

densità di energia di 100 Wh/kg e una lunga vita di batteria di 1000 cicli. Queste eccellenti caratteristiche fanno delle batterie agli ioni di litio un ottimo candidato per sostituire le batterie NiMH nella prossima generazione delle batterie per veicoli. Il prezzo delle batterie NiMH era di circa 1500 USD/kWh nel 2007. Da quando il prezzo del nickel è incrementato, la potenziale riduzione di costo delle batterie NiMH non è promettente. Le batterie agli ioni di litio hanno il doppio della densità di energia delle NiMH e possono avere un prezzo che varia da 750 a 1000 USD/kWh.

4) *Batterie al Nickel-Zinco (Ni-Zn)*: le batterie al nickel-zinco hanno una elevata densità di potenza e di energia, materiali a basso costo, la possibilità di scariche profonde e sono poco inquinanti. Il range di temperatura di utilizzo delle batterie Ni-Zn varia tra -10 °C e 50 °C, ciò significa che possono essere utilizzate in condizioni climatiche severe. Ciò nonostante, il numero di cicli di vita è limitato a causa del rapido incremento di dendriti, che impedisce lo sviluppo delle batterie Ni-Zn nelle applicazioni automotive.

5) *Batterie Nickel-Cadmio (Ni-Cd)*: le batterie al Nichel-Cadmio hanno una lungo tempo di vita e possono essere completamente scaricate senza provocare alcun danno. L'energia specifica delle batterie al Ni-Cd è attorno a 55 Wh/kg. Queste batterie possono essere riciclate, ma il cadmio è una specie di metallo pesante che può causare inquinamento ambientale se non propriamente smaltito. Un altro inconveniente delle batterie al Ni-Cd è il costo. Usualmente, costa più di 20000 USD installare questa batteria su un veicolo. La Figura 1.18 mostra il confronto dell'economizzazione dell'energia di diverse batterie per un bus di transito rifornito a diesel in un ciclo di guida cittadina in India. Come mostrato in Figura 1.18 la batteria NiMH è la più efficiente. Le batterie Ni-Zn e agli ioni di litio mostrano un considerevole potenziale ma necessitano ancora di ulteriore lavoro per permettere il loro utilizzo nei veicoli ibridi.

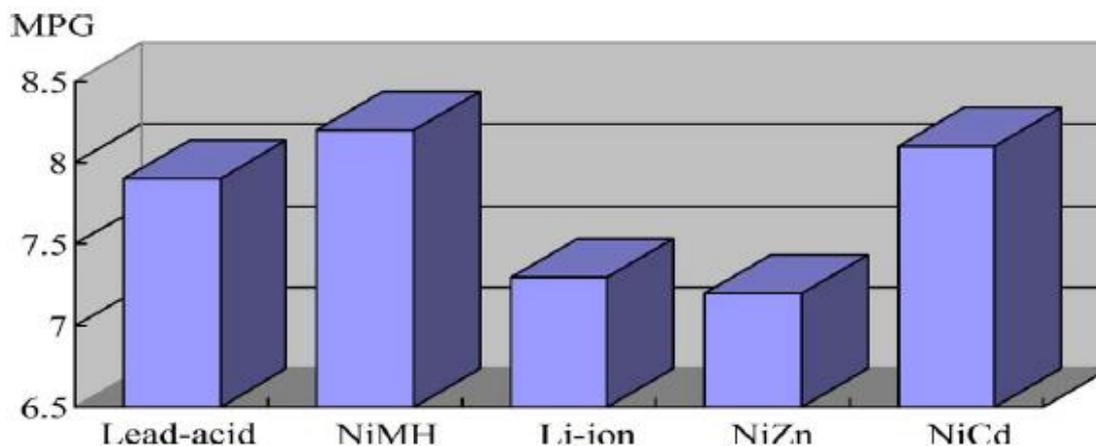


Fig. 1.18: Confronto delle diverse batterie per economia di combustibile (in miglia per galloni) [4].

1.8.3 Supercondensatori

I supercondensatori immagazzinano energia separando fisicamente le cariche negative e positive. Le cariche sono accumulate in due piatti paralleli divisi da un isolante. Poiché non ci sono variazioni chimiche negli elettrodi, i supercondensatori hanno un lungo ciclo di vita ma una bassa densità di energia. La Figura 1.19 mostra la struttura di un singolo supercondensatore. Il potenziale applicato sull'elettrodo positivo attrae gli ioni negativi nell'elettrolita, mentre il potenziale sull'elettrodo negativo attrae gli ioni positivi.

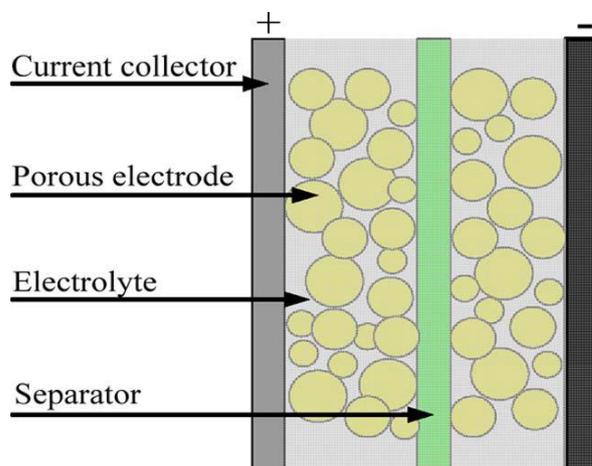


Fig. 1.19: Singola cella di supercondensatore [4].

La densità di potenza di un supercondensatore è considerevolmente superiore a quella delle batterie; questo è dovuto al fatto che le cariche sono fisicamente accumulate sugli elettrodi. Una bassa resistenza interna fornisce una alta efficienza ai supercondensatori ma può risultare in un elevato picco della corrente in uscita se il supercondensatore è in uno stato di carica limitata. Un'altra caratteristica del supercondensatore è quella che la tensione finale è direttamente proporzionale allo stato di carica. Lo sviluppo di interfacce elettroniche permette al supercondensatore di operare per tutto il suo variabile range di utilizzo. I ricercatori stanno investigando vari metodi per aumentare la superficie degli elettrodi per migliorare ulteriormente la capacità di accumulo di energia dei supercondensatori.

I supercondensatori possono essere utilizzati come sorgenti di energia nelle vetture ibride. Nella guida urbana, ci sono molte condizioni di arresto e ripartenza e la potenza totale richiesta è relativamente bassa. I supercondensatori sono molto adatti per catturare l'energia dalla frenata rigenerativa e per fornire rapidamente potenza per l'accelerazione in quanto hanno veloci rapporti di carica e scarica. Mettendo a confronto le batterie con i supercondensatori si nota come le batterie hanno una elevata densità di energia mentre i supercondensatori hanno una elevata densità di potenza. Una elevata vita e una bassa manutenzione porta alla riduzione dei costi. Nelle applicazioni dei veicoli ibridi, sia le batterie che i supercondensatori possono essere combinati per massimizzare i benefici di entrambi i componenti.

Esistono cinque tipi di tecnologie di supercondensatori in fase di sviluppo: fibre composite di carbonio-metallo, carbonio espanso, particolato di carbonio con un legante, film di polimero conduttivo drogato su uno strato di carbonio e la miscelazione di rivestimenti di ossido di metallo su un foglio di metallo. Una maggiore densità di energia può essere raggiunta con gli elettrodi di carbonio composito

utilizzando un elettrolita organico piuttosto che elettrodi in fibra composita carbonio-metallo con un elettrolita acquoso.

1.8.4 Celle a combustibile

La cella a combustibile genera elettricità dal combustibile sull'anodo e dall'ossidante sul catodo e reagisce nell'elettrolita. Durante il processo di generazione, i reagenti fluiscono nella cella, mentre i prodotti della reazione defluiscono fuori. La cella a combustibile è in grado di generare elettricità fintanto che il flusso dei reagenti è mantenuto. I vantaggi della cella a combustibile includono una elevata efficienza di conversione del combustibile in energia elettrica, operazione silenziosa, emissioni nulle o molto basse, il calore disperso è recuperabile, flessibilità del combustibile, durabilità e affidabilità.

Diverse combinazioni di combustibili e ossidanti sono possibili per le celle a combustibile. L'idrogeno è un ideale combustibile non inquinante per le celle a combustibile, poiché ha la più alta densità di energia rispetto a tutti gli altri combustibili e il prodotto della reazione in cella è solo acqua. La Figura 1.20 mostra la configurazione di una cella a combustibile ad idrogeno.

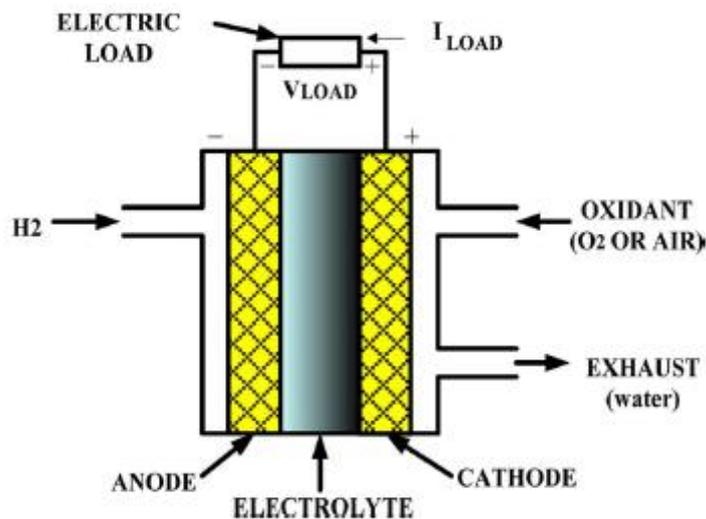


Fig. 1.20: Configurazione di una cella a combustibile ad idrogeno [4].

Altri combustibili includono gli idrocarburi e gli alcool e altri ossidanti includono cloro e diossido di cloro. La tabella III riassume le tipiche caratteristiche di alcune tipologie di celle a combustibile.

	PAFC	MCFC	AFC	SOFC	DMFC	SPFC
Temp (°C)	150-210	600-700	60-100	900-1000	50-100	50-100
Density (W/cm ²)	0.2-0.25	0.1-0.2	0.2-0.3	0.24-0.3	0.04-0.23	0.35-0.6
Life (kh)	40	40	10	40	10	40
Cost (\$/kW)	1000	1000	200	1500	200	200
PAFC-phosphoric acid fuel cell. MCFC-molten carbonate fuel cell. AFC-alkaline fuel cell. SOFC-solid oxide fuel cell. DMFC-direct methanol fuel cell. SPFC-solid polymer fuel cell also known as proton exchange membrane fuel cell.						

TABELLA III – Caratteristiche tipiche delle celle a combustibile [4].

Diversamente dalle batterie elettrochimiche, i reagenti devono essere riforniti prima di essere utilizzati. Nelle applicazioni in veicolo, uno specifico serbatoio deve essere incluso a bordo. Poiché la densità di energia è relativamente bassa (2.6kWh/L per l'idrogeno liquido confrontato con 6kWh/L per il petrolio), sono necessari grandi serbatoi. L'efficienza delle celle a combustibile è dipendente dall'ammontare di potenza estratte da esse. Generalmente, più alta è la potenza estratta, più bassa è l'efficienza. Molte perdite si manifestano come un calo di tensione sulle resistenze interne. La risposta in termini di tempo delle celle a combustibile è relativamente lunga confrontata con quella delle batterie e quella dei supercondensatori. Un altro inconveniente delle celle a combustibile è che sono molto costose (fino a cinque volte in più rispetto ai motori a combustione interna). I componenti dal costo maggiore sono la membrana, l'elettrocatalizzatore e i piatti bipolari. Una nuova ricerca in corso cerca di sviluppare membrane di idrocarburi per sostituire le membrane correnti.

Capitolo 2

DESCRIZIONE DEL SISTEMA

2.1 Introduzione

Il sistema studiato in questa tesi è un veicolo ibrido serie. Il veicolo ibrido serie ha l'importante proprietà di disaccoppiare il motore a combustione interna dalla trazione della vettura e questo permette di farlo lavorare sempre al massimo rendimento col minimo consumo. Il motore utilizzato in questa tesi è un motore 4 tempi ad accensione comandata con quattro cilindri in linea. In cascata al motore termico ed accoppiato ad esso attraverso l'albero motore si trova un generatore, in questa tesi, in particolare, un generatore brushless, che converte l'energia meccanica in uscita dal motore a combustione interna in energia elettrica, sotto forma di una terna trifase sinusoidale di tensioni. Tale terna andrà ad alimentare un ponte raddrizzatore trifase non controllato che, a sua volta, trasformerà la terna sinusoidale trifase in tensione continua per caricare una batteria. A valle della batteria sarà posto un inverter trifase che ritrasformerà la tensione continua in una terna trifase sinusoidale che andrà ad alimentare il motore di trazione, in particolare in questa tesi sarà utilizzato un motore brushless. Il controllo della trazione è affidato ad un microprocessore che andrà ad agire sull'inverter per fare in modo di ottimizzare le prestazioni del motore brushless in funzione delle condizioni operative del veicolo. In questa tesi sarà effettuato un controllo di tipo predittivo che sarà descritto nel

Capitolo 3. La schematizzazione semplificata del veicolo di tipo serie è riportata in Figura 2.1.

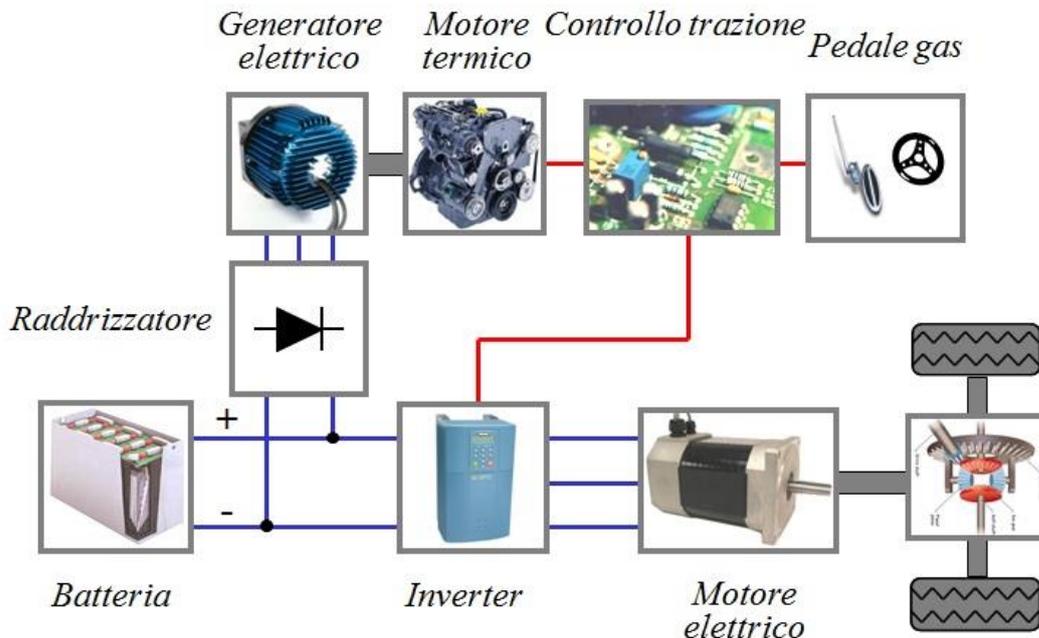


Fig. 2.1: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie.

2.2 Motore a combustione interna

2.2.1 Generalità sui motori alternativi

Nonostante la sua semplicità, il motore alternativo, normalmente con una configurazione pistone-cilindro, è una delle rare invenzioni che si è mostrata molto versatile e trova applicazioni in molteplici settori. Questo motore è utilizzato nelle automobili, nei mezzi pesanti, nei velivoli leggeri, nelle navi, come generatori elettrici soprattutto nei casi di emergenza, etc.

In Figura 2.2 è mostrato il sistema pistone-cilindro. Il pistone si muove con moto alternativo all'interno del cilindro tra due posizioni fisse e ben definite che prendono il nome di Punto Morto Inferiore (PMI o Bottom

Dead Center – BDC), cioè la posizione in cui il pistone permette di incamerare il maggior volume possibile all'interno del cilindro, e di Punto Morto Superiore (PMS o Top Dead Center – TDC), dove il pistone permette al cilindro di contenere il minor volume possibile. La distanza tra i punti morti prende il nome di corsa e il diametro del pistone prende il nome di alesaggio. L'aria o la miscela aria-combustibile fluisce all'interno del cilindro attraverso la valvola di aspirazione, mentre i prodotti della combustione sono espulsi attraverso la valvola di scarico.

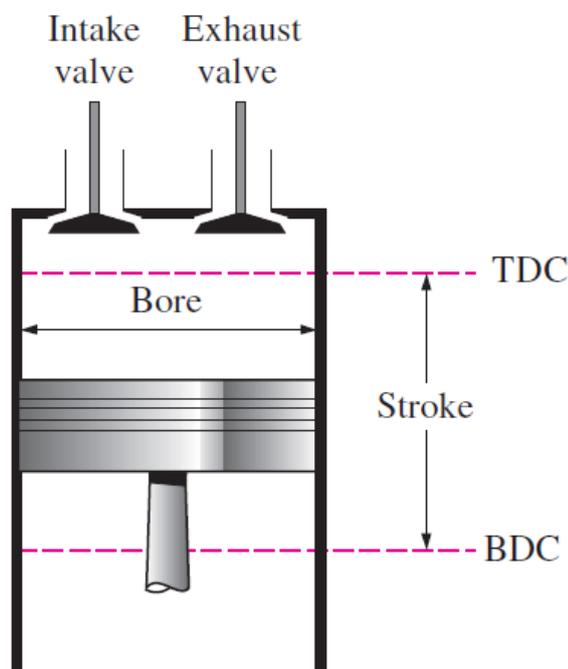


Fig. 2.2: Sistema pistone-cilindro [5].

Il volume minimo che si forma nel cilindro quando il pistone è al punto morto superiore viene chiamato spazio morto, mentre il volume spostato dal pistone quando si muove tra i punti morti è detto cilindrata. Il rapporto formato tra il volume massimo che può essere racchiuso nel cilindro e lo spazio morto viene indicato con r e prende il nome di rapporto volumetrico di compressione.

$$r = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.1)$$

Un'altra grandezza utilizzata per i motori alternativi è la pressione media effettiva, indicata con p_{me} . La pressione media effettiva rappresenta una pressione fittizia che, se agisse sul pistone durante l'intera fase di espansione, produrrebbe lo stesso lavoro netto prodotto nell'espansione reale

$$p_{me} = \frac{L_n}{V_{max} - V_{min}} = \frac{l_n}{v_{max} - v_{min}} \quad (2.2)$$

I motori alternativi possono essere classificati in motori ad accensione comandata e motori ad accensione spontanea. Nei motori ad accensione comandata, la combustione della miscela aria-combustibile è innescata dallo scocco di una scintilla. Nei motori ad accensione spontanea, la miscela aria-combustibile si incendia, innescando la combustione, come il risultato dell'immissione del combustibile nell'aria compressa dal pistone che si trova ad una temperatura tale da permettere l'autoaccensione.

In questa tesi verrà preso in considerazione l'utilizzo di un motore termico ad accensione comandata a quattro cilindri, per cui risulta utile una descrizione del ciclo Otto, che risulta essere il ciclo ideale per il motore ad accensione comandata.

2.2.2 Ciclo otto

Il ciclo per i motori ad accensione comandata prende il nome da Nikolaus A. Otto che riuscì, nel 1876 in Germania, a costruire un motore quattro tempi utilizzando il ciclo presentato nel 1862 da Frenchman Beau de Rochas. Nei motori a combustione interna a 4 tempi il cilindro compie quattro corse ogni ciclo termodinamico mentre l'albero compie due rotazioni. In Figura 2.3 è mostrato, insieme ad una schematizzazione delle varie fasi del ciclo Otto, il diagramma p-V di un motore ad accensione comandata quattro tempi.

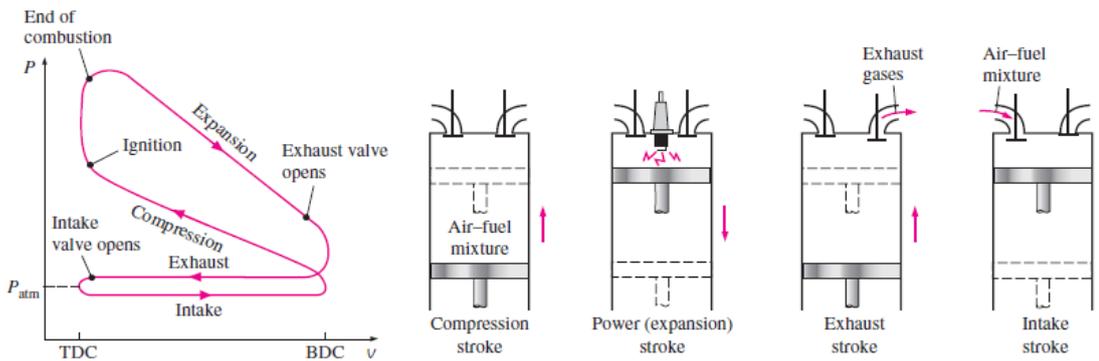


Fig. 2.3: Ciclo Otto reale [5].

Inizialmente entrambe le valvole di aspirazione e scarico sono chiuse e il pistone è al punto morto inferiore. Durante la fase di compressione, il pistone si muove verso l'alto comprimendo la miscela di aria-combustibile. Qualche istante prima che il pistone raggiunga la sua posizione più alta, viene innescata una scintilla da una candela provocando l'accensione della miscela aria-combustibile, innalzando sia la pressione che la temperatura del sistema. L'alta pressione del gas spinge il pistone verso il basso, provocando una rotazione sull'albero e quindi generando lavoro utile in uscita; questa fase prende il nome di espansione. Giunti alla fine di questa fase, il pistone è nuovamente al punto morto inferiore, completando il primo ciclo meccanico; il cilindro a questo punto racchiude al suo interno i prodotti della combustione. A questo punto inizierà la fase di scarico dove il pistone tornerà nuovamente a muoversi verso il punto morto superiore, eliminando i gas di combustione attraverso l'apposita valvola. Infine, una volta completata la fase di scarico, il pistone tornerà nuovamente a scendere verso il punto morto inferiore per iniziare una nuova fase, chiamata fase di aspirazione, aspirando una miscela aria-combustibile "fresca" per ricominciare il ciclo termodinamico. E' da notare come nel ciclo reale durante la fase di aspirazione la pressione interna del cilindro risulta leggermente inferiore rispetto a quella atmosferica, mentre nella fase di scarico è leggermente superiore.

L'analisi termodinamica del motore ad accensione comandata a quattro

tempi non risulta semplice. Nonostante ciò, l'analisi si può semplificare facendo riferimento ad un ciclo di aria standard. Il ciclo che ne deriva descrive con una buona approssimazione le condizioni reali operative e prende il nome di ciclo Otto ideale. Il ciclo Otto ideale, mostrato sia nella Figura 2.4 nel diagramma p-V che nella Figura 2.5 nel diagramma T-s, consiste in una serie di quattro trasformazioni reversibili:

- 1) 1-2 Compressione isoentropica.
- 2) 2-3 Somministrazione di calore a volume specifico costante.
- 3) 3-4 Espansione isoentropica.
- 4) 4-1 Sottrazione di calore a volume specifico costante.

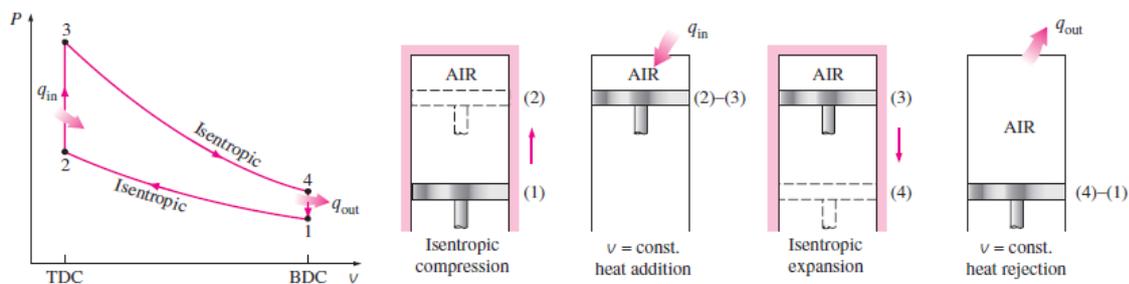


Fig. 2.4: Ciclo Otto ideale: diagramma p-V [5].

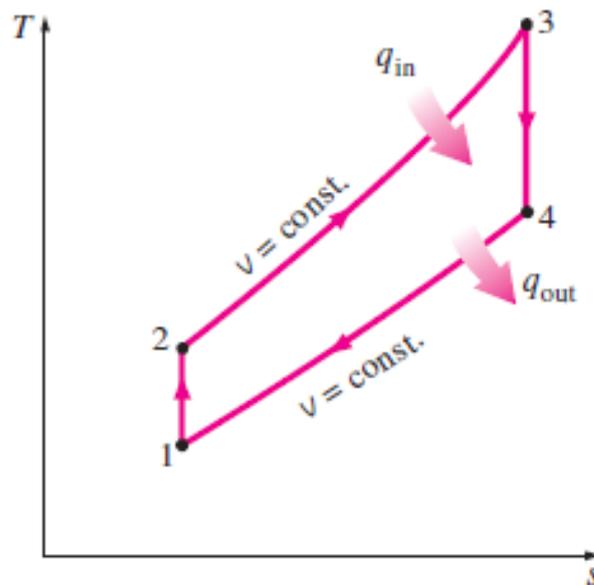


Fig. 2.5: Ciclo Otto ideale: diagramma T-s [5].

Il ciclo Otto è eseguito in un sistema chiuso e, trascurando le variazioni di energia cinetica e potenziale, il bilancio di energia per ogni trasformazione può essere espresso, in termini di unità di massa come:

$$(q_{in} - q_{out}) + (l_{in} - l_{out}) = \Delta u \quad (2.3)$$

Durante i processi di scambio termico non c'è scambio di lavoro da parte del sistema in quanto avvengono a volume specifico costante. Per questo motivo il trasferimento di calore da e per il fluido evolvente possono essere espresse come:

$$q_{in} = u_3 - u_2 = c_v(T_3 - T_2) \quad (2.4)$$

$$q_{out} = u_4 - u_1 = c_v(T_4 - T_1) \quad (2.5)$$

Il rendimento del ciclo Otto ideale sotto l'ipotesi di fare riferimento ad un ciclo di aria standard risulta essere

$$\eta_{th,Otto} = \frac{l_n}{q_{in}} = 1 - \frac{q_{out}}{q_{in}} = 1 - \frac{T_4 - T_1}{T_3 - T_2} = 1 - \frac{T_1(T_4/T_1 - 1)}{T_2(T_3/T_2 - 1)} \quad (2.6)$$

I processi 1-2 e 3-4 sono isoentropici e $v_2 = v_3$ e $v_4 = v_1$.

$$\frac{T_1}{T_2} = \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^{k-1} = \left(\frac{v_3}{v_4}\right)^{k-1} = \frac{T_4}{T_3} \quad (2.7)$$

Sostituendo e semplificando nella equazione (2.6) si ottiene

$$\eta_{th,Otto} = 1 - \frac{1}{r^{k-1}} \quad (2.8)$$

$$r = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{v_1}{v_2} \quad (2.9)$$

con r rapporto volumetrico di compressione e k il rapporto dei calori specifici c_p/c_v .

Nel ciclo Otto reale chiaramente si ha un rendimento inferiore rispetto al ciclo ideale a causa delle irreversibilità, come ad esempio l'attrito, e ad altri fattori, come per esempio la combustione incompleta.

2.3 Macchine sincrone

2.3.1 Introduzione

I motori sincroni sono utilizzati principalmente in applicazioni che richiedono velocità di rotazione indipendenti dal carico, regolabili ed assolutamente proporzionali alla frequenza e un esatto sincronismo per più motori appartenenti ad un unico azionamento. Esistono differenti tipologie di macchine sincrone che possono essere classificate in base alla forma del rotore e dalla presenza di avvolgimenti di eccitazione o di magneti sul rotore. Queste ultime prendono il nome di macchine brushless. Le macchine con il rotore circolare prendono il nome di macchine isotrope. Questa tesi utilizzerà una macchina isotropa brushless che, per semplicità, verrà considerata come caso particolare della macchina con avvolgimento rotorico di eccitazione.

2.3.2 Macchine sincrone isotrope con avvolgimento di eccitazione

Nelle cave di statore è alloggiato un avvolgimento trifase simmetrico che a regime è alimentato con una terna di tensioni simmetrica e sinusoidale. Il rotore è cilindrico (isotropo) e nelle sue cave è alloggiato un avvolgimento di eccitazione che in condizioni di regime è alimentato con una tensione continua e percorso da una corrente continua. In condizioni di regime la velocità di rotazione del rotore è strettamente vincolata alla frequenza di alimentazione dello statore; questa è la particolare condizione che dà il nome alla macchina sincrona.

La struttura di una macchina sincrona isotropa a 4 poli con avvolgimento di eccitazione è mostrata in Figura 2.6 ed è composta da una carcassa esterna, da un pacco di lamierini ferromagnetici di statore e da un pacco di lamierini ferromagnetici di rotore separati tra loro dal traferro. Sia L la lunghezza assiale del pacco di statore e rotore, R_m il raggio medio al traferro e δ lo spessore del traferro.

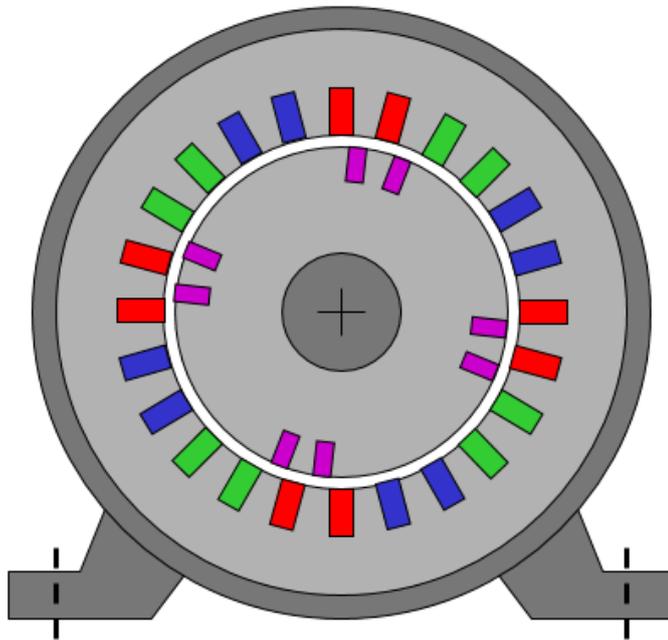


Fig. 2.6: Struttura di una macchina sincrona isotropa a 4 poli con avvolgimento di eccitazione.

Nelle cave di statore e di rotore sono alloggiati i relativi avvolgimenti, il cui elemento base è la matassa. La matassa possiede N spire, è composta da due testate e ai capi possiede due morsetti. Un avvolgimento è normalmente composto da un gruppo di più matasse collegate in serie tra loro. La macchina sincrona a rotore avvolto possiede 3 avvolgimenti a statore (uno per ogni fase, tutti uguali ed opportunamente sfasati) e 1 a rotore, detto avvolgimento di eccitazione. Nella Figura 2.7 è mostrato l'avvolgimento della fase 1 di statore a 4 poli. Si nota come la coppia di poli P sia uguale a 2. In Figura 2.8 è

mostrato quindi il campo magnetico prodotto da una corrente che percorre la fase 1.

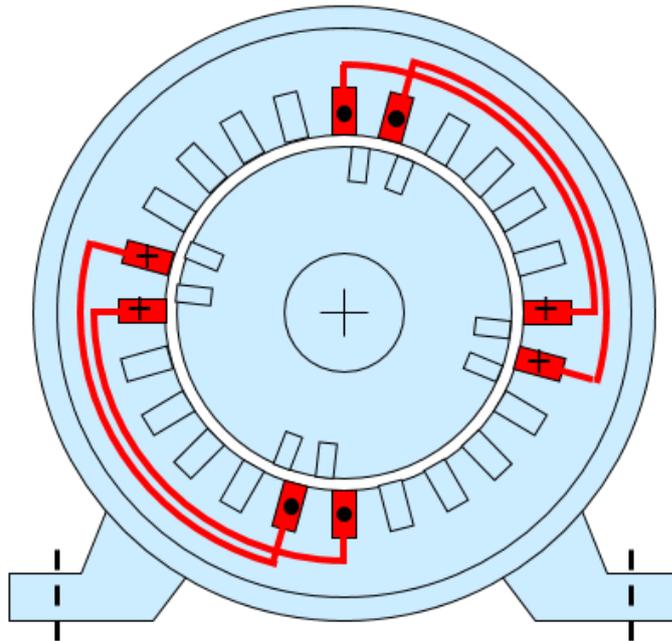


Fig. 2.7: Avvolgimento della fase 1 di statore a 4 poli.

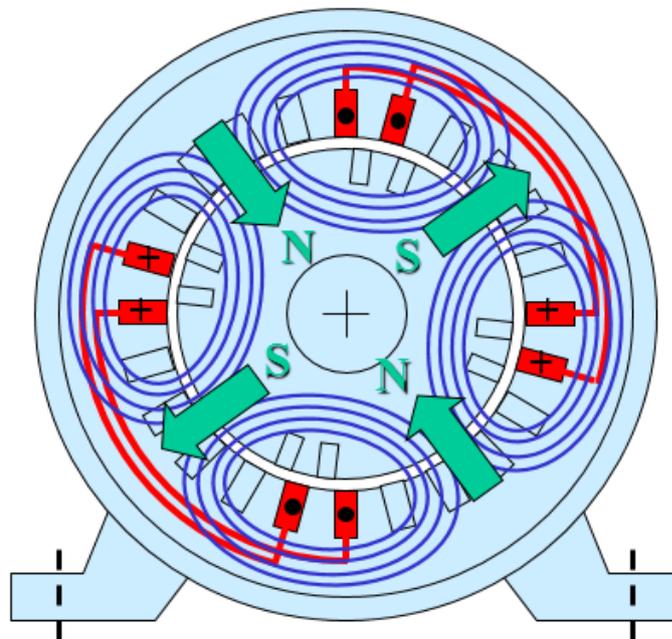


Fig. 2.8: Campo magnetico prodotto da una corrente che percorre la fase 1.

Il passo polare τ , che risulta essere la distanza tra due lati attivi di ogni matassa, è la parte di circonferenza al traferro relativa ad un polo ed è legato al raggio medio al traferro dalla relazione

$$\tau = \frac{2\pi R_m}{2P} = \frac{\pi R_m}{P} \quad (2.10)$$

Per poter ottenere una descrizione unitaria della macchina sincrona, indipendentemente dal numero di coppie di poli, risulta comodo introdurre il concetto di *angolo "elettrico"* α in contrapposizione a quello del tradizionale *angolo "meccanico"* α_m . La distanza angolare tra due punti, espressa in termini di angolo elettrico, risulta essere P volte la distanza angolare reale, che non è altro che la misura dell'angolo meccanico. Un esempio è mostrato in Figura 2.9: l'avvolgimento della fase 2 (blu) è sfasato rispetto alla fase 1 (rosso) di un angolo elettrico di 120° . L'avvolgimento della fase 3 (verde) è sfasato rispetto alla fase 2 di un angolo elettrico di 120° .

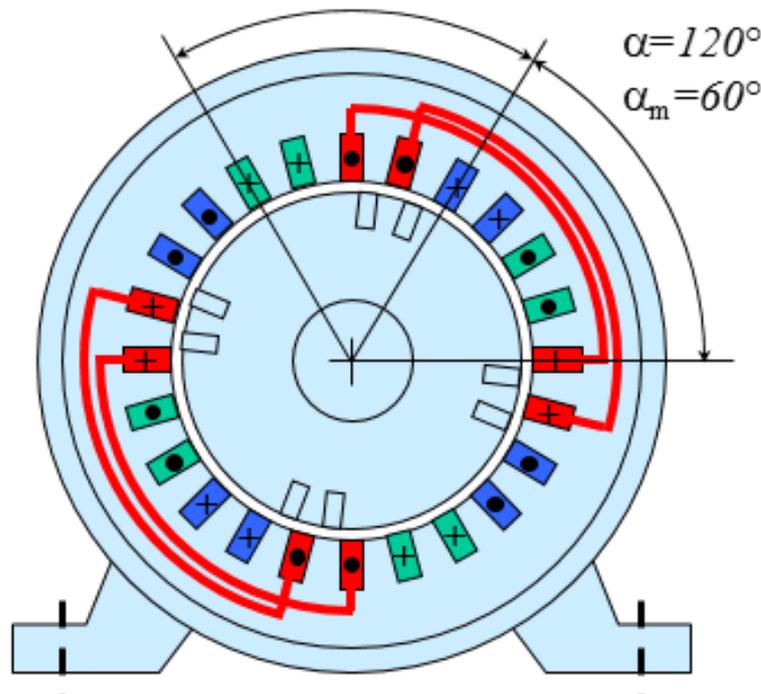


Fig. 2.9: Esempio di angolo meccanico e angolo elettrico.

Lo statore possiede una morsettiera nella quale sono presenti sei morsetti a cui sono collegati in modo opportuno i sei capi dei tre avvolgimenti di statore. Utilizzando delle sbarrette conduttrici è possibile variare il tipo di collegamento (stella o triangolo).

Nella Figura 2.10 è mostrato l'avvolgimento di rotore d'eccitazione a 4 poli. Per un corretto funzionamento della macchina, il numero di poli dell'avvolgimento di eccitazione di rotore deve essere uguale al numero di poli dell'avvolgimento di statore. In Figura 2.11 è mostrato quindi il campo magnetico a 4 poli prodotto dall'avvolgimento di eccitazione del rotore. I due capi dell'avvolgimento di eccitazione sono collegati a 2 anelli di rame solidali con il rotore che attraverso due spazzole, a loro volta solidali con lo statore, sono accessibili dall'esterno.

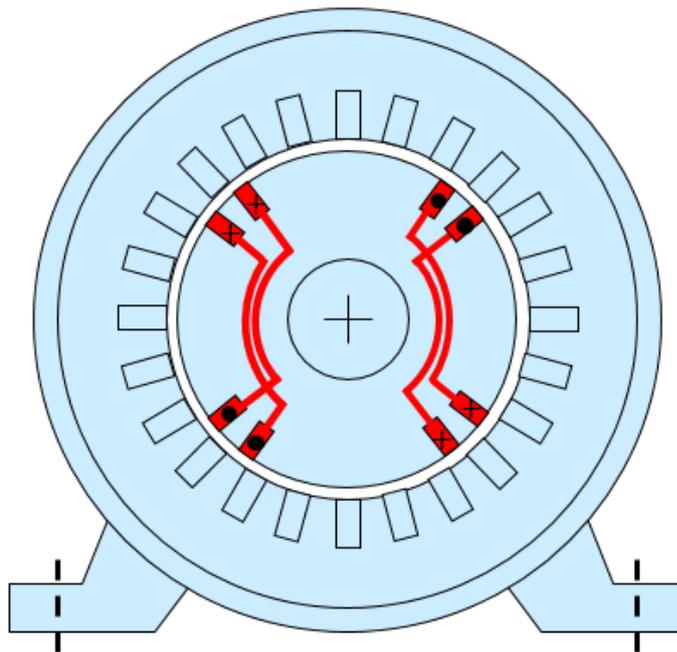


Fig. 2.10: Avvolgimento di rotore d'eccitazione a 4 poli.

Il principio di funzionamento è mostrato in Figura 2.12. Un sistema di tre correnti simmetriche e sinusoidali di statore genera un campo magnetico al traferro che ruota ad una velocità strettamente legata alla

frequenza delle correnti stesse. Se il rotore ruota alla stessa velocità del campo rotante di statore, il campo prodotto dai magneti (o dall'avvolgimento di eccitazione) è sincrono al campo di statore. I due campi generati risultano fermi l'uno rispetto all'altro e dall'interazione tra i poli nasce una coppia elettromagnetica costante.

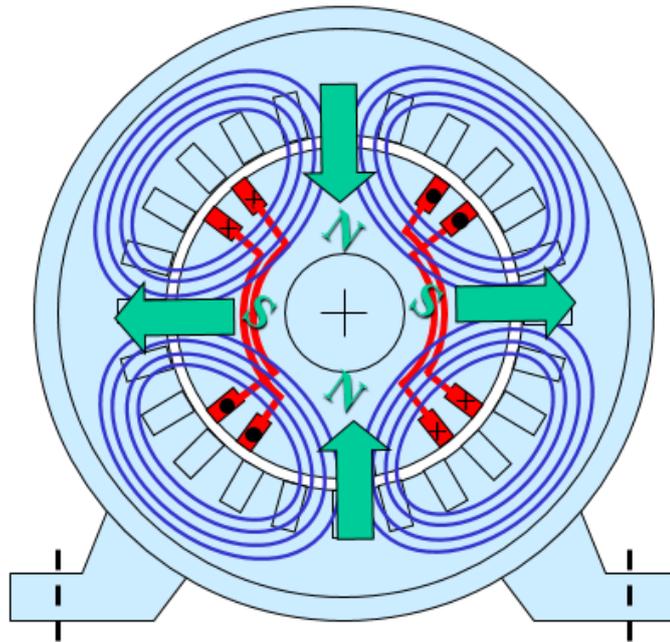


Fig. 2.11: Campo magnetico a 4 poli prodotto dall'avvolgimento di eccitazione del rotore.

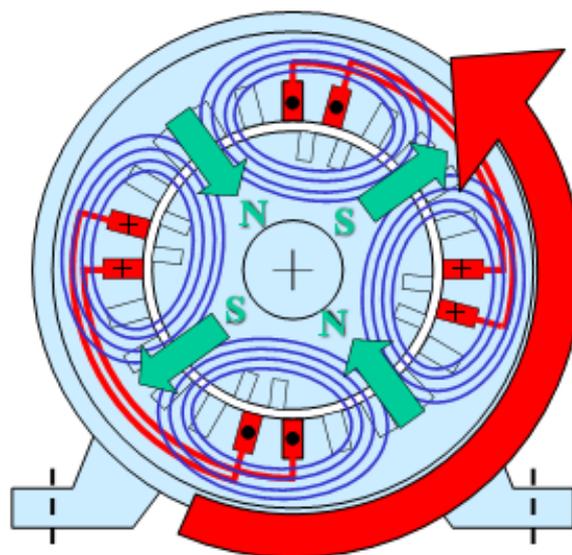


Fig. 2.12: Principio di funzionamento della macchina sincrona.

2.3.3 Macchine sincrone isotrope con magneti permanenti (macchine brushless)

Le macchine sincrone isotrope con magneti permanenti rotorici, chiamate anche macchine brushless con magneti rotorici superficiali, sono delle macchine sincrone isotrope in cui l'avvolgimento di eccitazione rotorico è sostituito da magneti permanenti. Il rotore è perfettamente cilindrico, le cave non sono necessarie e i magneti, che sono in numero uguale al numero dei poli della macchina, sono disposti sulla superficie esterna. La macchina brushless ha esattamente lo stesso principio di funzionamento di una macchina con avvolgimento di eccitazione in cui la corrente di eccitazione è mantenuta costante. La struttura di una macchina brushless a 4 poli con magneti permanenti è mostrata in Figura 2.13 ed è composta da una carcassa esterna, da un pacco di lamierini ferromagnetici di statore e da un pacco di lamierini ferromagnetici di rotore separati tra loro dal traferro, ed infine da magneti permanenti che sono magnetizzati radialmente. In Figura 2.14 è mostrato quindi il campo magnetico a 4 poli prodotto dai magneti rotorici.

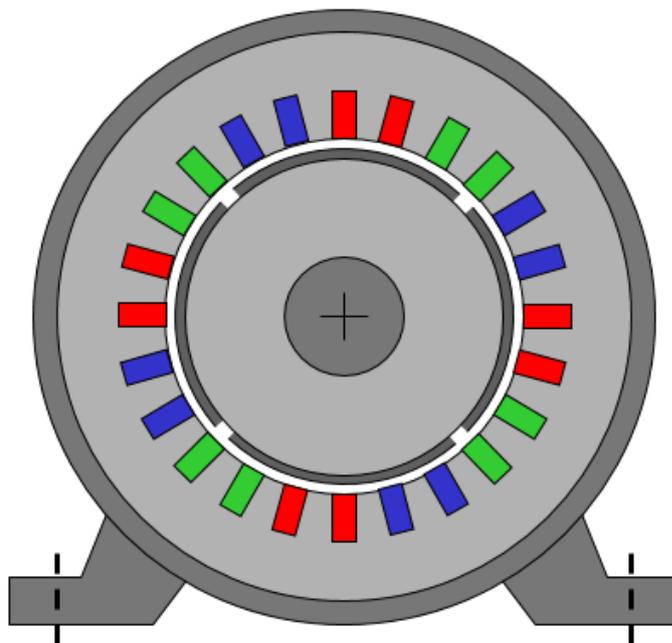


Fig. 2.13: Struttura di una macchina brushless a 4 poli con magneti permanenti.

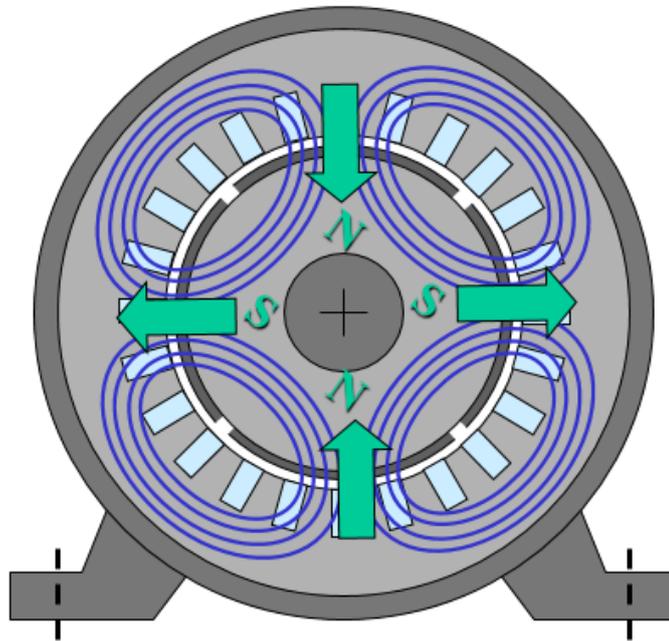


Fig. 2.14: Campo magnetico a 4 poli prodotto dai magneti rotorici.

2.3.4 Vettori di spazio

2.3.4.1 Generalità

Si consideri l'insieme di tre grandezze indipendenti tra loro, omogenee e variabili nel tempo in modo del tutto generale con valori istantanei

$$\begin{cases} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{cases} \quad (2.11)$$

La dipendenza temporale sarà d'ora in poi sottintesa.

Si definisce Componente Omopolare (o Componente di Modo Comune) la variabile reale

$$y_0 = \frac{2}{3}[x_1 + x_2 + x_3] \quad (2.12)$$

Ora si introduce una costante complessa

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.13)$$

$$\bar{\alpha}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.14)$$

Si definisce Vettore di Spazio la variabile complessa:

$$\bar{y} = \frac{2}{3}[x_1 + x_2\bar{\alpha} + x_3\bar{\alpha}^2] \quad (2.15)$$

Le equazioni (2.12) e (2.15) prendono il nome di equazioni di trasformazione. Le corrispondenti equazioni di antitrasformazione, scritte utilizzando l'operatore di parte reale, sono le seguenti:

$$x_1 = \frac{y_0}{2} + Re[\bar{y}] \quad (2.16a)$$

$$x_2 = \frac{y_0}{2} + Re[\bar{y}\bar{\alpha}^2] \quad (2.16b)$$

$$x_3 = \frac{y_0}{2} + Re[\bar{y}\bar{\alpha}] \quad (2.16c)$$

Utilizzando invece il prodotto scalare, le (2.16) divengono:

$$x_1 = \frac{y_0}{2} + \bar{y} \cdot 1 \quad (2.17a)$$

$$x_2 = \frac{y_0}{2} + \bar{y} \cdot \bar{\alpha} \quad (2.17b)$$

$$x_3 = \frac{y_0}{2} + \bar{y} \cdot \bar{\alpha}^2 \quad (2.17c)$$

La componente omopolare sintetizza tutto quello che è uguale nelle tre grandezze. Il vettore di spazio sintetizza tutto quello che è diverso e a somma nulla nelle tre grandezze. Si è passati per cui da un sistema di 3 variabili indipendenti ad un sistema di due variabili indipendenti, una reale e una complessa, attraverso una trasformazione lineare.

Le relazioni di antitrasformazione (2.17) mettono in evidenza come le

variabili di fase possano essere interpretate come la somma di due contributi, il primo dovuto alla componente omopolare e il secondo al vettore di spazio. I contributi derivanti dal vettore di spazio sono chiamati componenti a somma nulla e vengono indicati nel seguente modo

$$x'_1 = \bar{y} \cdot 1 \quad (2.18a)$$

$$x'_2 = \bar{y} \cdot \bar{\alpha} \quad (2.18b)$$

$$x'_3 = \bar{y} \cdot \bar{\alpha}^2 \quad (2.18c)$$

La denominazione mette in evidenza in modo inequivocabile la proprietà di queste componenti, infatti la loro somma è sempre nulla

$$x'_1 + x'_2 + x'_3 = \bar{y} \cdot 1 + \bar{y} \cdot \bar{\alpha} + \bar{y} \cdot \bar{\alpha}^2$$

$$x'_1 + x'_2 + x'_3 = \bar{y} \cdot [1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2]$$

$$x'_1 + x'_2 + x'_3 = \bar{y} \cdot [0]$$

$$x'_1 + x'_2 + x'_3 = 0 \quad (2.19)$$

Le equazioni (2.18) possono essere facilmente interpretate geometricamente come mostrato in un esempio in Figura 2.15. Le componenti a somma nulla altro non sono che la proiezione del vettore di spazio su tre rette passanti per l'origine e ruotate rispettivamente di 0° , 120° e 240° rispetto all'asse reale.

L'utilizzo delle componenti omopolari e dei vettori di spazio per studiare i sistemi elettromeccanici suggerisce che le modalità di rappresentazione dell'evoluzione temporale di tali grandezze sono diverse rispetto a quelle adottate normalmente per le grandezze di fase x_1, x_2, x_3 .

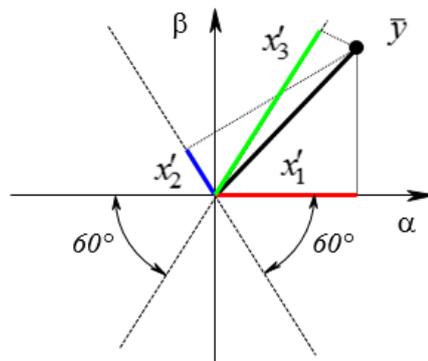


Fig. 2.15: Rappresentazione geometrica delle relazioni di antitrasformazione.

Come mostrato in Figura 2.16 in un esempio, l'evoluzione delle grandezze di fase e della componente omopolare può essere convenientemente rappresentata in un grafico in cui l'ascissa rappresenta il tempo. Invece per il vettore di spazio si può utilizzare una rappresentazione diversa: al variare del tempo tale vettore si muove su un piano seguendo una certa traiettoria che è percorsa, in modo del tutto generale, a velocità variabile istante per istante.

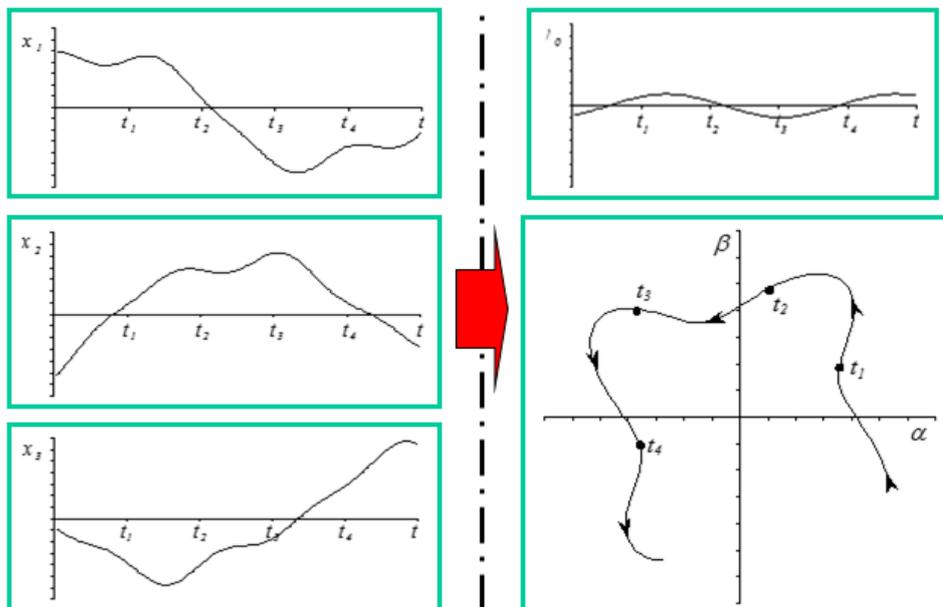


Fig. 2.16: Sulla sinistra è mostrata la rappresentazione tradizionale, sulla destra è mostrata la corrispondente rappresentazione con componente omopolare e vettore di spazio.

Si noti che se la stessa traiettoria è percorsa a velocità diverse, allora le evoluzioni temporali corrispondenti risulteranno diverse.

2.3.4.2 Sistema di tre grandezze sinusoidali simmetriche

In un sistema trifase ha una grande rilevanza il comportamento in regime simmetrico sinusoidale. Si vuole ricercare la sua rappresentazione in termini di componente omopolare e di vettore di spazio.

$$x_1 = X_M \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.20a)$$

$$x_2 = X_M \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.20b)$$

$$x_3 = X_M \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.20c)$$

$$\bar{X} = X_M e^{-j\varphi} \quad (2.21)$$

Con l'introduzione di (2.21) e sostituendola nelle (2.20) si ottiene

$$x_1 = \operatorname{Re}[\bar{X} e^{j\omega t}] \quad (2.22a)$$

$$x_2 = \operatorname{Re}[\bar{X} \bar{\alpha}^2 e^{j\omega t}] \quad (2.22b)$$

$$x_3 = \operatorname{Re}[\bar{X} \bar{\alpha} e^{j\omega t}] \quad (2.22c)$$

Calcolando la componente omopolare

$$y_0 = \frac{2}{3}[x_1 + x_2 + x_3] = \frac{2}{3} \operatorname{Re}[\bar{X}(1 + \bar{\alpha}^2 + \bar{\alpha})e^{j\omega t}]$$

$$y_0 = \frac{2}{3}[x_1 + x_2 + x_3] = \frac{2}{3} \operatorname{Re}[\bar{X}(0)e^{j\omega t}]$$

$$y_0 = 0 \quad (2.23)$$

La componente omopolare di un sistema di tre grandezze sinusoidali simmetriche è nulla.

Calcolando il vettore di spazio si ha

$$\bar{y} = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 \bar{\alpha} + x_3 \bar{\alpha}^2]$$

$$\bar{y} = \frac{2}{3} \{ \operatorname{Re}[\bar{X} e^{j\omega t}] + \operatorname{Re}[\bar{X} \bar{\alpha}^2 e^{j\omega t}] \bar{\alpha} + \operatorname{Re}[\bar{X} \bar{\alpha} e^{j\omega t}] \bar{\alpha}^2 \}$$

Per le proprietà della parte reale di un numero complesso

$$\bar{y} = \frac{2}{3} \left\{ \left(\frac{\bar{X} e^{j\omega t} + \bar{X}^* e^{-j\omega t}}{2} \right) + \left(\frac{\bar{X} \bar{\alpha}^2 e^{j\omega t} + \bar{X}^* \bar{\alpha} e^{-j\omega t}}{2} \right) + \left(\frac{\bar{X} \bar{\alpha} e^{j\omega t} + \bar{X}^* \bar{\alpha}^2 e^{-j\omega t}}{2} \right) \right\}$$

$$\bar{y} = \frac{1}{3} [\bar{X}(1 + 1 + 1) e^{j\omega t} + \bar{X}^*(1 + \bar{\alpha}^2 + \bar{\alpha}) e^{-j\omega t}]$$

$$\bar{y} = \frac{1}{3} [\bar{X}(3) e^{j\omega t} + \bar{X}^*(0) e^{-j\omega t}]$$

$$\bar{y} = \bar{X} e^{j\omega t} \tag{2.24}$$

Sostituendo la (2.21) nella (2.24) si ottiene

$$\bar{y} = X_M e^{-j\varphi} e^{j\omega t} \tag{2.25}$$

Il vettore di spazio di un sistema di tre grandezze sinusoidali simmetriche ruota su un cerchio di raggio X_M (ampiezza delle sinusoidi) con velocità angolare ω e argomento iniziale φ . In Figura 2.17 è mostrato un esempio.

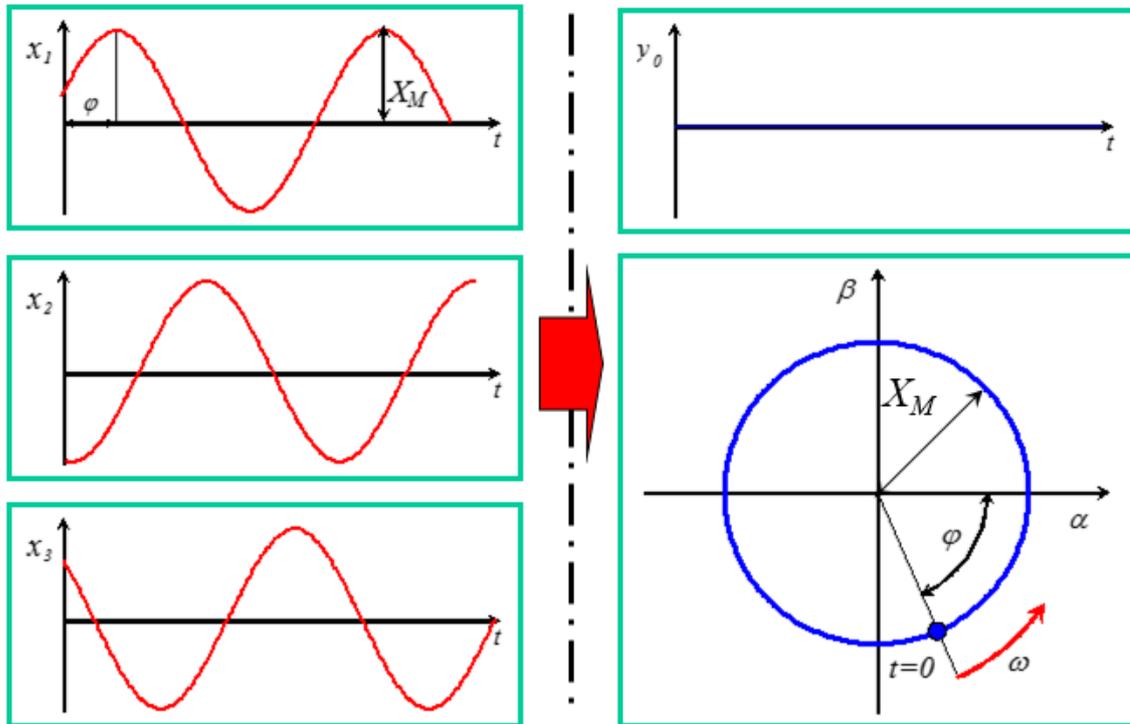


Fig. 2.17: Sulla sinistra è mostrata la rappresentazione tradizionale, sulla destra è mostrata la corrispondente rappresentazione con componente omopolare e vettore di spazio di tre grandezze sinusoidali simmetriche.

2.3.4.3 Variabili d'asse α - β (d - q)

È possibile descrivere un vettore di spazio mediante le corrispondenti componenti cartesiane come mostrato in Figura 2.18.

$$\bar{y}(t) = y_{\alpha}(t) + jy_{\beta}(t) \quad (2.26)$$

con

$$y_{\alpha} = \text{Re}[\bar{y}]$$

$$y_{\beta} = \text{Im}[\bar{y}]$$

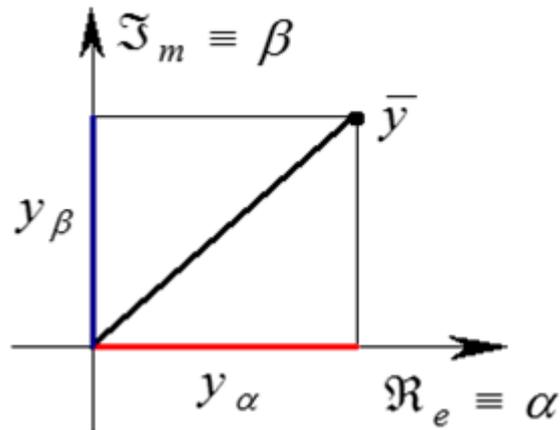


Fig. 2.18: Rappresentazione di un vettore di spazio mediante le corrispondenti componenti cartesiane.

Le grandezza y_α è chiamata componente di asse α o diretta, mentre la grandezza y_β è chiamata componente di asse β o in quadratura. Queste due componenti sugli assi in quadratura assumono una grande rilevanza è spesso vengono definite senza far ricorso all'introduzione del vettore di spazio.

Le relazioni di trasformazione diretta mediante la matrice $[T]$ risultano

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

con

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le relazioni di antitrasformazione diretta mediante la matrice $[T]^{-1}$ risultano

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_0 \\ y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

con

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

È di fondamentale importanza poter rappresentare i vettori di spazio in diversi sistemi di riferimento, caratterizzati da una rotazione rispetto all'origine degli assi di un angolo θ , come mostrato in Figura 2.19.

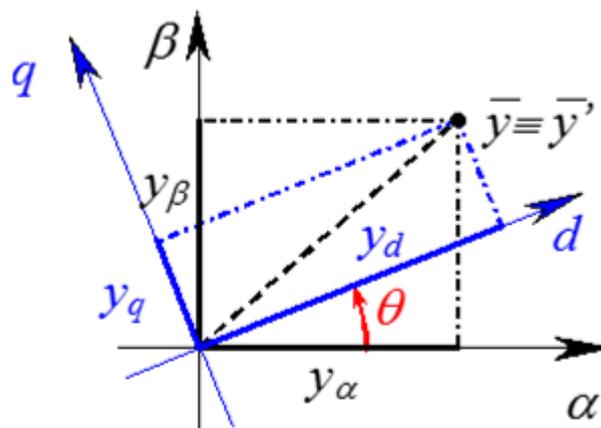


Fig. 2.19: Rappresentazione di un vettore di spazio in un sistema di riferimento ruotato rispetto al piano α - β .

Le trasformazioni in termine di variabili di asse risultano essere le seguenti

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Le due trasformazioni sono definite dalle due seguenti matrici di rotazione

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

La matrice di rotazione $[R]$ dell'equazione (2.33) descrive una rotazione del sistema di riferimento di θ gradi in senso antiorario. La matrice di rotazione $[R]^{-1}$ dell'equazione (2.34) descrive una rotazione del sistema di riferimento di θ gradi in senso orario.

Si definisca γ l'angolo tra il vettore di spazio e l'asse α , definendo γ' l'angolo tra il vettore di spazio e l'asse d , come mostrato in Figura 2.20.

Le trasformazioni in termini di vettori di spazio risultano essere

$$\bar{y}' = ye^{j\gamma'} = ye^{j(\gamma-\theta)} = \bar{y}e^{-j\theta} \quad (2.35)$$

$$\bar{y} = \bar{y}'e^{j\gamma} = \bar{y}'e^{j(\gamma'+\theta)} = \bar{y}'e^{j\theta} \quad (2.36)$$

Le due trasformazioni (2.35) e (2.36) sono descritte direttamente dall'angolo di θ .

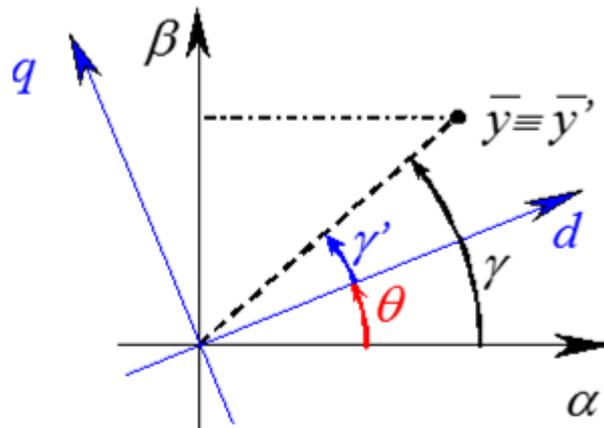


Fig. 2.20: Definizione degli angoli γ e γ' .

2.3.5 Modello matematico delle macchine sincrone isotrope

Si vuole definire un modello matematico ai valori istantanei di una macchina sincrona a rotore isotropo con avvolgimento di eccitazione. Il modello deve essere in grado di descrivere il comportamento della macchina sia nei transitori, sia nella condizione di regime simmetrico sinusoidale. Questo modello sarà adattabile ad una macchina sincrona brushless a magneti rotorici superficiali imponendo la corrente dell'avvolgimento di eccitazione costante. Per semplicità di trattazione si suppone che gli avvolgimenti siano composti da una singola matassa per ogni polo e per ogni fase. Si consideri quindi una macchina con P coppie di poli. Lo studio sarà limitato ad una sola coppia di poli per simmetria.

Per semplificare la trattazione si considerano alcune ipotesi semplificative. Si ipotizza che le sezioni trasversali della macchina siano tutte equivalenti, trascurando quindi gli effetti di estremità e portando lo studio su scala bidimensionale. Si considera uno spessore del traferro uniforme, quindi le cave semichiusure e di apertura infinitesime. Si supponga inoltre che la permeabilità del ferro tenda ad infinito. La curvatura del traferro viene trascurata e quindi le linee di campo al traferro sono definite come tutte parallele tra loro e perpendicolari alle

superfici di statore e rotore. Nel modello matematico si tiene conto del flusso disperso con una induttanza di dispersione L_d .

Inizialmente si vuole calcolare il campo magnetico al traferro dovuto alle tre correnti di statore. Per simmetria si studierà solo una coppia di poli, definendo la posizione angolare al traferro in termini di angoli elettrici, per cui con $\alpha \in [0, 2\pi]$. Si ricava per primo il campo h_{s1} prodotto dalla corrente di statore nella fase 1. In Figura 2.21 è mostrata una rappresentazione dell'avvolgimento 1 di statore e la definizione della coordinata angolare elettrica θ_s .

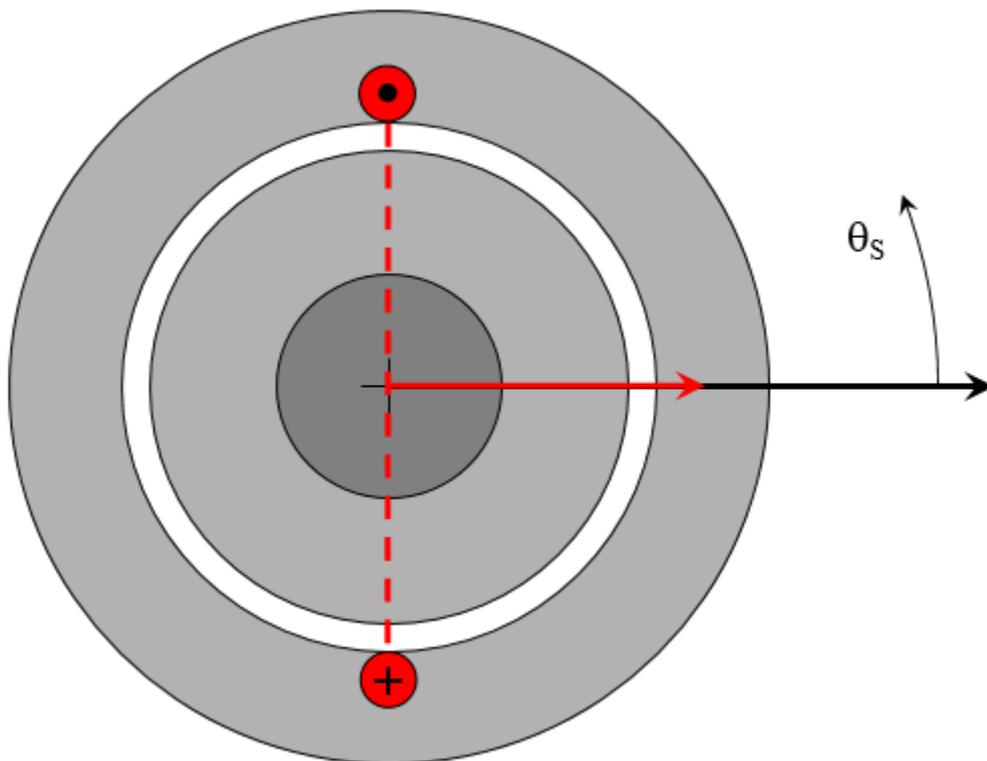


Fig. 2.21: Rappresentazione dell'avvolgimento 1 di statore e definizione della coordinata angolare elettrica.

In Figura 2.22 è a sua volta schematizzato il traferro e l'avvolgimento della fase 1 e, tenendo conto delle ipotesi semplificative, l'andamento delle linee al traferro.

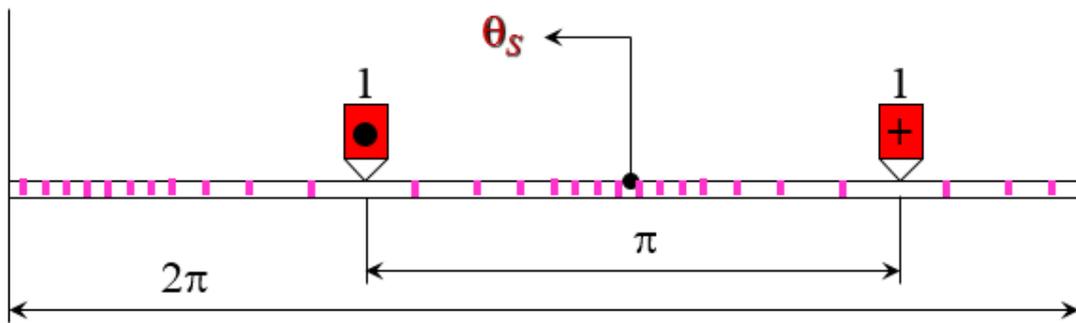


Fig. 2.22: Schematizzazione del traferro e dell'avvolgimento della fase 1.

La coordinata θ_s è solidale con lo statore ed è orientata verso sinistra. θ_s assume valore nullo in corrispondenza della mezzeria della fase 1 di statore (asse magnetico). Sia N_s il numero di conduttori in serie per fase di statore e N_{cs} il numero di conduttori in cava; le due grandezze sono legate tra loro dalla relazione

$$N_{cs} = \frac{N_s}{2P} \quad (2.37)$$

L'intensità del campo varia al variare di θ_s . Applicando le leggi della circuitazione magnetica e della divergenza si ottiene un'onda quadra con posizione fissata, di ampiezza proporzionale alla corrente i_{s1} .

$$h_{s1q} = \frac{N_s i_{s1}(t)}{4\delta P} \quad (2.38)$$

A questo punto può essere effettuata l'ipotesi di approssimare l'onda quadra di campo con una sinusoide, per cui si considera la prima armonica spaziale dello sviluppo in serie di Fourier. L'ampiezza della sinusoide risulta essere $4/\pi$ volte l'ampiezza dell'onda quadra. La fase 1 di statore produce un campo magnetico con andamento spaziale di tipo sinusoidale, di posizione fissata e di ampiezza proporzionale alla corrente i_{s1} , come mostrato in Figura 2.23.

$$h_{S1M} = \frac{N_S i_{S1}(t)}{\pi \delta P} \quad (2.39)$$

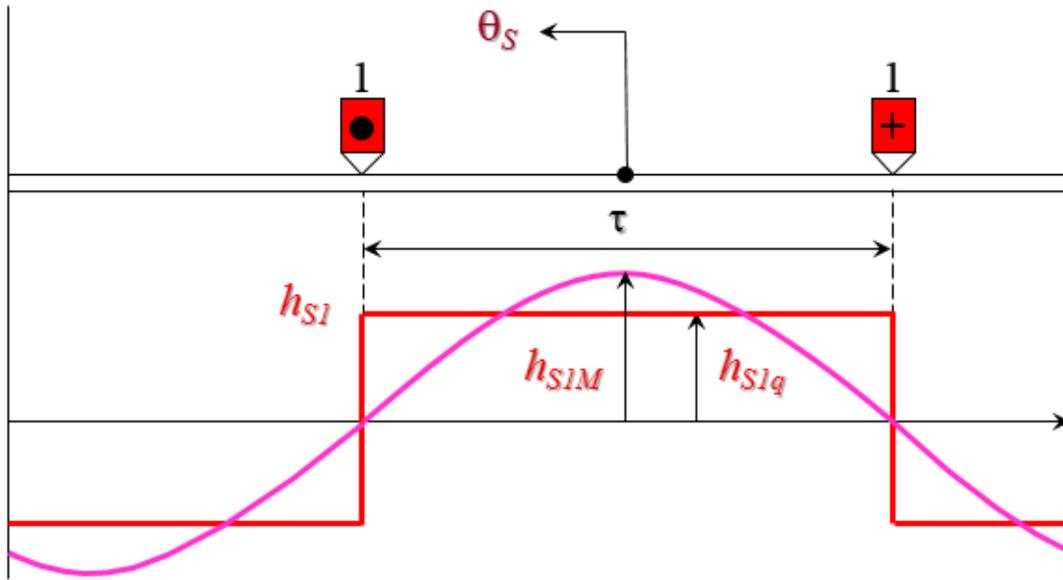


Fig. 2.23: Approssimazione dell'onda quadra con una sinusoida.

Il campo magnetico h_{s1} prodotto dalla corrente di statore i_{s1} è funzione della posizione angolare elettrica θ_s e del tempo t

$$h_{s1}(\theta_s, t) = \frac{N_S i_{s1}(t)}{\pi \delta P} \text{Re}[e^{-j\theta_s}] \quad (2.40)$$

Tenendo conto della costante complessa definita in (2.39) e (2.40) si possono ricavare i campi magnetici prodotti dalle altre fasi

$$h_{s2}(\theta_s, t) = \frac{N_S i_{s2}(t)}{\pi \delta P} \text{Re}[e^{-j\theta_s \bar{\alpha}}] \quad (2.41)$$

$$h_{s3}(\theta_s, t) = \frac{N_S i_{s3}(t)}{\pi \delta P} \text{Re}[e^{-j\theta_s \bar{\alpha}^2}] \quad (2.42)$$

Il campo magnetico h_s prodotto dalle tre correnti di statore i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} è la

somma dei tre campi $h_{s1}(\theta_s, t)$, $h_{s2}(\theta_s, t)$, $h_{s3}(\theta_s, t)$ e risulta

$$h_s(\theta_s, t) = \frac{3N_s}{2\pi\delta P} \operatorname{Re}[e^{-j\theta_s} \frac{2}{3} (i_{s1}(t) + i_{s2}(t)\bar{\alpha} + i_{s3}(t)\bar{\alpha}^2)] \quad (2.43)$$

Quest'ultima espressione descrive quindi il campo magnetico al traferro prodotto dalle correnti di statore in condizioni del tutto generali ai valori istantanei. Da questa equazione si può evidenziare come la componente esponenziale mostra la dipendenza spaziale mentre la dipendenza temporale può essere espressa introducendo il vettore di spazio delle correnti di statore (la dipendenza temporale sarà d'ora in poi sottointesa). Il vettore di spazio delle corrente di statore è la grandezza che genera il campo magnetico di statore.

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} (i_{s1} + i_{s2} \bar{\alpha} + i_{s3} \bar{\alpha}^2) \quad (2.44)$$

Il campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti di statore risulta quindi

$$h_s(\theta_s, t) = \frac{3N_s}{2\pi\delta P} \operatorname{Re}[\bar{i}_s e^{-j\theta_s}] \quad (2.45)$$

Se si rappresenta il vettore di spazio \bar{i}_s in forma polare, cioè $|\bar{i}_s| e^{j\gamma}$, l'espressione può essere riscritta

$$h_s(\theta_s, t) = \frac{3N_s|\bar{i}_s|}{2\pi\delta P} \operatorname{Re}[e^{j(\gamma-\theta_s)}] \quad (2.46)$$

In questo modo è descritto il campo magnetico al traferro di forma sinusoidale nello spazio, con ampiezza

$$h_{SM} = \frac{3N_s|\bar{i}_s|}{2\pi\delta P} \quad (2.47)$$

e posizione del massimo in corrispondenza della coordinata angolare γ , come mostrato in Figura 2.24.

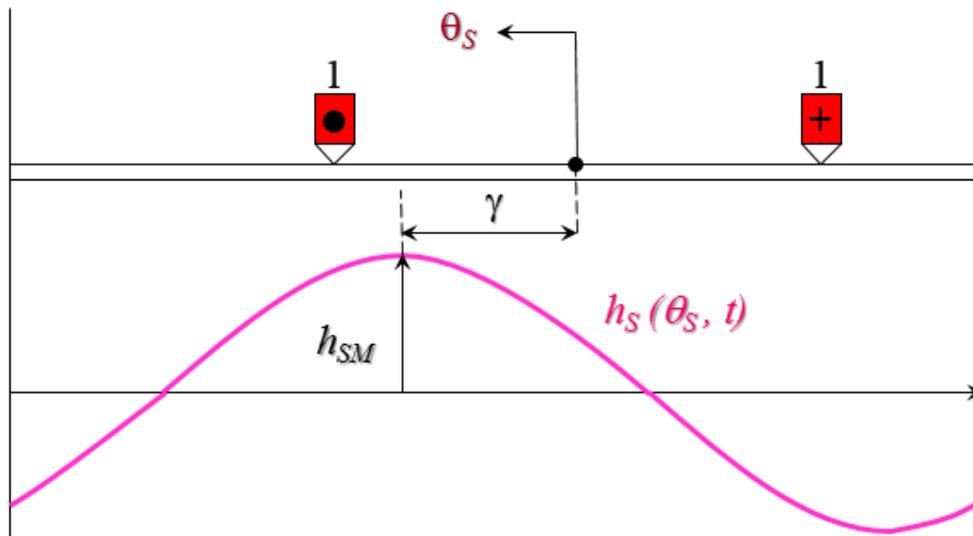


Fig. 2.24: Campo magnetico al traferro.

Nel caso particolare di regime simmetrico sinusoidale, cioè con il vettore di spazio che risulta essere

$$\bar{i}_S = \bar{I}_S e^{j\omega_S t} \quad (2.48)$$

il campo magnetico ruota con velocità angolare ω_S costante, con una velocità di traslazione $\omega_S R_m$, come mostrato in Figura 2.25.

Per ricavare il campo magnetico prodotto dall'avvolgimento di eccitazione di rotore si utilizza un procedimento analogo, ma risulta utile definire un nuovo riferimento angolare θ_R solidale al rotore e con origine in corrispondenza dell'asse magnetico dell'avvolgimento di eccitazione del rotore. Il legame tra le due coordinate, mostrato in Figura 2.26, risulta essere legato da un angolo θ che rappresenta la posizione angolare elettrica relativa tra statore e rotore, quindi $\theta_S = \theta_R + \theta$, mentre la posizione angolare meccanica risulta il rapporto tra la posizione angolare relativa elettrica θ e il numero di poli P .

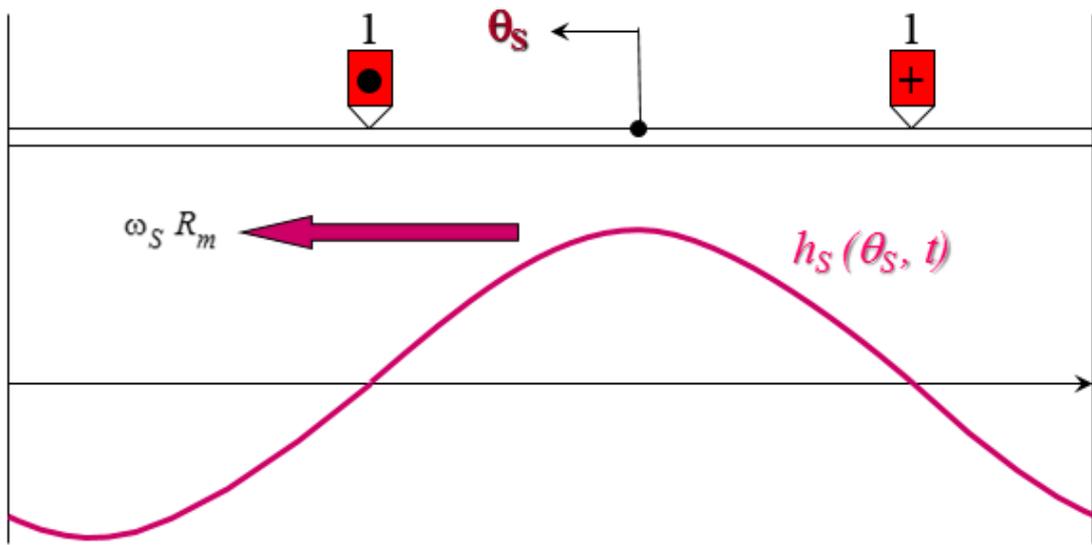


Fig. 2.25: Campo magnetico al traferro in caso di regime simmetrico sinusoidale.

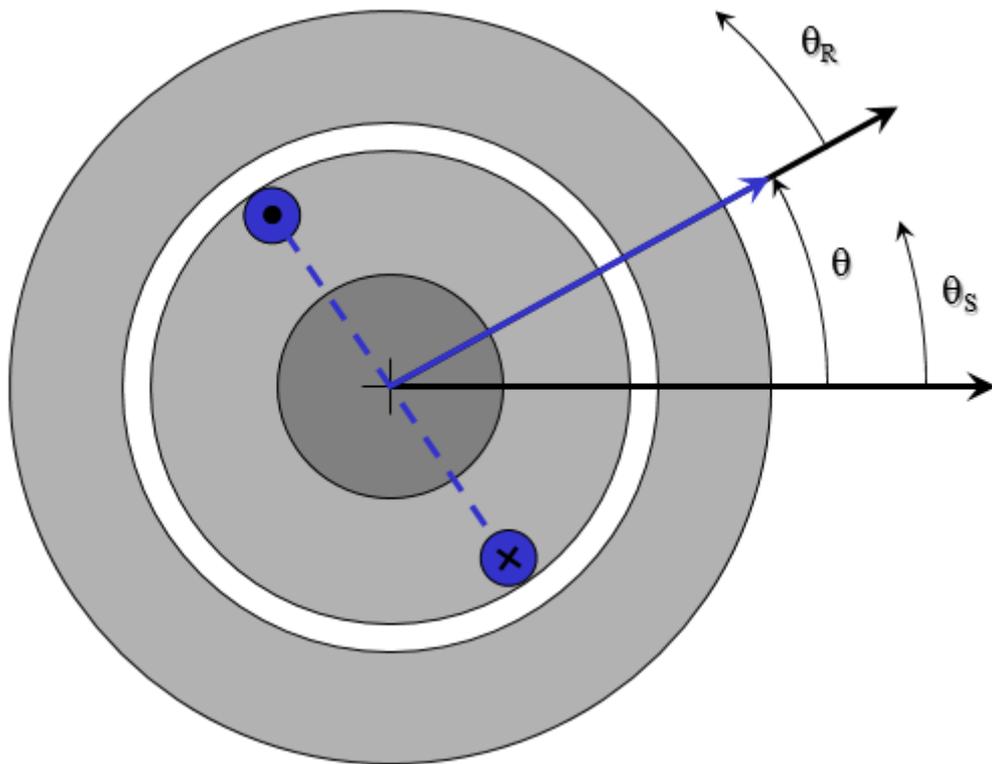


Fig. 2.26: Rappresentazione dell'avvolgimento di eccitazione.

In Figura 2.27 è schematizzato in forma rettificata, analogamente a quanto fatto per lo statore tenendo conto delle ipotesi semplificative, il traferro e l'avvolgimento di eccitazione.

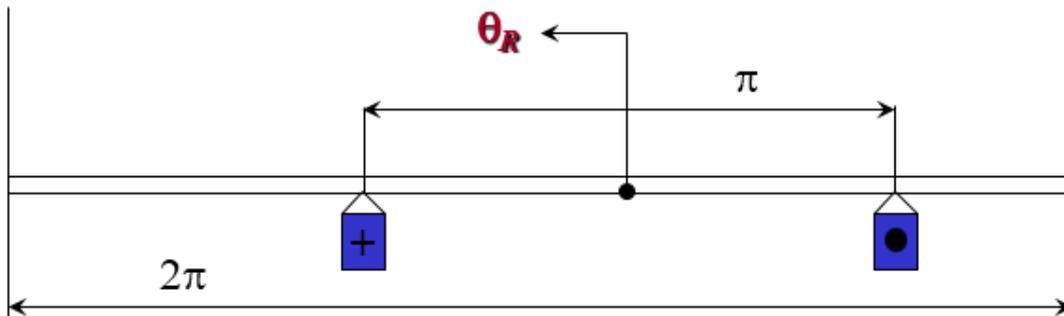


Fig. 2.27: Schematizzazione del traferro e dell'avvolgimento di eccitazione.

La coordinata θ_R è solidale con il rotore ed è orientata verso sinistra. θ_R assume valore nullo in corrispondenza della mezzeria dell'avvolgimento d'eccitazione (asse magnetico). Sia N_E il numero di conduttori in serie dell'avvolgimento di eccitazione e N_{cE} il numero di conduttori in cava; le due grandezze sono legate tra loro dalla relazione

$$N_{cE} = \frac{N_E}{2P} \quad (2.49)$$

L'intensità del campo varia al variare di θ_R . Procedendo in modo del tutto analogo a quanto fatto per l'avvolgimento della fase 1 di statore si ottengono le relazioni

$$h_{EM} = \frac{N_E i_E(t)}{\pi \delta P} \quad (2.50)$$

$$h_E(\theta_R, t) = \frac{N_E}{\pi \delta P} \text{Re}[i_E e^{-j\theta_R}] \quad (2.51)$$

Il campo magnetico h_E prodotto dalla corrente di eccitazione i_E è funzione della posizione angolare elettrica θ_R e del tempo t . Quanto

ricavato è mostrato in Figura 2.28.

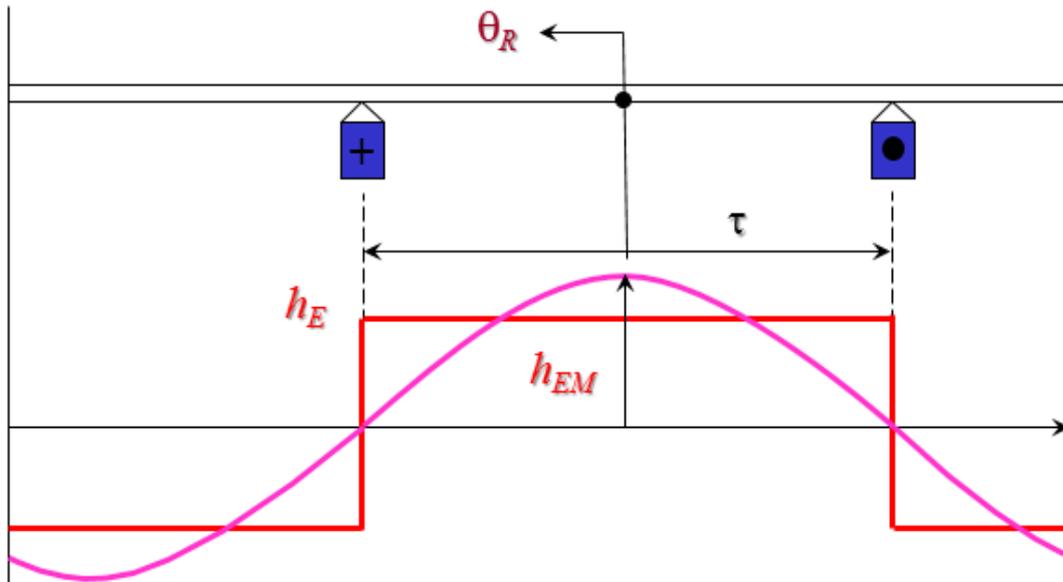


Fig. 2.28: Campo magnetico prodotto dalla corrente di eccitazione.

Disponendo dei campi magnetici prodotti è possibile ora determinare il campo magnetico totale al traferro, prestando attenzione che la somma deve essere effettuata nello stesso sistema di riferimento. Il campo magnetico totale risulta scritto nelle seguenti forme, in (2.52) nel riferimento statorico e in (2.53) nel riferimento rotorico.

$$h_T(\theta_S, t) = \text{Re} \left[\left(\frac{3N_S \bar{i}_S}{2\pi\delta P} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} e^{j\theta} \right) e^{-j\theta_S} \right] \quad (2.52)$$

$$h_T(\theta_R, t) = \text{Re} \left[\left(\frac{3N_S \bar{i}_S}{2\pi\delta P} e^{-j\theta} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} \right) e^{-j\theta_R} \right] \quad (2.53)$$

Completata l'analisi del campo magnetico al traferro, risulta necessario scrivere le equazioni dei tre avvolgimenti di statore, utilizzando l'accortezza di scriverle in modo tale che il modello sia indipendente dal tipo di collegamento delle fasi, a stella o a triangolo, mostrato nella Figura 2.29.

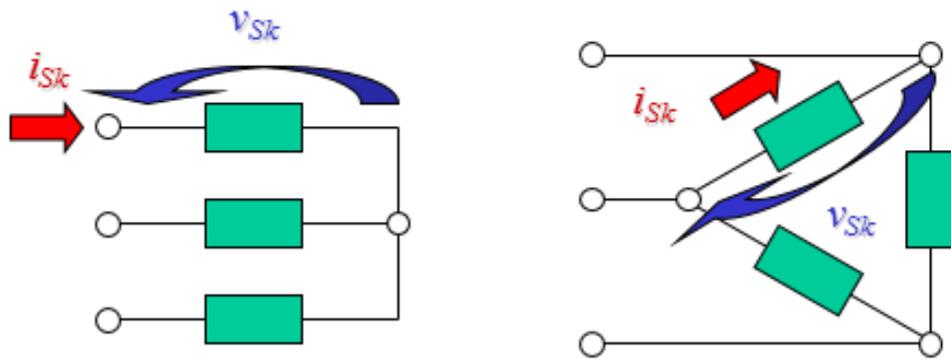


Fig. 2.29: Collegamenti a stella e a triangolo degli avvolgimenti di statore.

Sia v_{Sk} la tensione applicata all'avvolgimento della fase k-esima a prescindere dal tipo di collegamento degli avvolgimenti. Sia i_{Sk} la corrente che percorre l'avvolgimento della fase k-esima a prescindere dal tipo di collegamento degli avvolgimenti.

Per un generico avvolgimento è sempre possibile scrivere la legge di Ohm generalizzata

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.54)$$

Per i tre avvolgimenti di statore possiamo scrivere le seguenti equazioni differenziali:

$$v_{S1} = R_S i_{S1} + \frac{d\varphi_{S1}}{dt} \quad (2.55a)$$

$$v_{S2} = R_S i_{S2} + \frac{d\varphi_{S2}}{dt} \quad (2.55b)$$

$$v_{S3} = R_S i_{S3} + \frac{d\varphi_{S3}}{dt} \quad (2.55c)$$

con R_S resistenza degli avvolgimenti di statore. Le grandezze elettriche che compaiono sono relative ai singoli avvolgimenti e quindi le equazioni sono indipendenti dal tipo di collegamento degli avvolgimenti.

Il flusso concatenato con l'avvolgimento φ si può sempre scomporre in due contributi: il flusso disperso φ_d , facilmente descrivibile mediante l'induttanza di dispersione L_d , ed il flusso dovuto al campo magnetico al traferro φ_T .

$$\varphi = \varphi_d + \varphi_T \quad (2.56)$$

La componente omopolare ed il vettore di spazio delle tensioni di statore, delle correnti di statore e dei flussi concatenati risultano essere

$$v_{S0} = \frac{2}{3} [v_{S1} + v_{S2} + v_{S3}] \quad (2.57a)$$

$$\bar{v}_S = \frac{2}{3} [v_{S1} + v_{S2} \bar{\alpha} + v_{S3} \bar{\alpha}^2] \quad (2.57b)$$

$$i_{S0} = \frac{2}{3} (i_{S1} + i_{S2} + i_{S3}) \quad (2.58a)$$

$$\bar{i}_S = \frac{2}{3} (i_{S1} + i_{S2} \bar{\alpha} + i_{S3} \bar{\alpha}^2) \quad (2.58b)$$

$$\varphi_{S0} = \frac{2}{3} (\varphi_{S1} + \varphi_{S2} + \varphi_{S3}) \quad (2.59a)$$

$$\bar{\varphi}_S = \frac{2}{3} (\varphi_{S1} + \varphi_{S2} \bar{\alpha} + \varphi_{S3} \bar{\alpha}^2) \quad (2.59b)$$

Sostituendo opportunamente si ottengono l'equazione omopolare di statore (2.60) e l'equazione complessa di statore (2.61).

$$v_{S0} = R_S i_{S0} + \frac{d\varphi_{S0}}{dt} \quad (2.60)$$

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \quad (2.61)$$

Analogamente a quanto fatto in precedenza, è possibile scrivere

l'equazione differenziale per l'avvolgimento di eccitazione di rotore derivante dall'applicazione della legge di Ohm generalizzata

$$v_E = R_E i_E + \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.62)$$

con R_E che rappresenta la resistenza dell'avvolgimento di eccitazione del rotore e φ_E il flusso concatenato con l'avvolgimento di eccitazione del rotore.

I tre flussi concatenati con i tre avvolgimenti di statore possono essere riscritti evidenziando la somma dei contributi dispersi e dei contributi dovuti al traferro

$$\varphi_{S1} = \varphi_{S1d} + \varphi_{S1T} \quad (2.63a)$$

$$\varphi_{S2} = \varphi_{S2d} + \varphi_{S2T} \quad (2.63b)$$

$$\varphi_{S3} = \varphi_{S3d} + \varphi_{S3T} \quad (2.63c)$$

Introducendo l'induttanza di dispersione di statore L_{Sd}

$$\varphi_{S1} = L_{Sd} i_{S1} + \varphi_{S1T} \quad (2.64a)$$

$$\varphi_{S2} = L_{Sd} i_{S2} + \varphi_{S2T} \quad (2.64b)$$

$$\varphi_{S3} = L_{Sd} i_{S3} + \varphi_{S3T} \quad (2.64c)$$

Sostituendo le (2.64) nelle (2.59) si ottengono la componente omopolare ed il vettore di spazio dei flussi concatenati con gli avvolgimenti di statore

$$\varphi_{S0} = L_{Sd} i_{S0} + \varphi_{ST0} \quad (2.65)$$

$$\bar{\varphi}_S = L_{Sd} \bar{i}_S + \bar{\varphi}_{ST} \quad (2.66)$$

dove

$$\varphi_{ST0} = \frac{2}{3}(\varphi_{ST1} + \varphi_{ST2} + \varphi_{ST3}) \quad (2.67a)$$

$$\bar{\varphi}_{ST} = \frac{2}{3}(\varphi_{ST1} + \varphi_{ST2} \bar{\alpha} + \varphi_{ST3} \bar{\alpha}^2) \quad (2.67b)$$

A questo punto è necessario ricavare le espressioni dei tre flussi concatenati φ_{S1T} , φ_{S2T} , φ_{S3T} con gli avvolgimenti di statore dovuti al campo magnetico al traferro. Considerando la superficie di calcolo del flusso concatenato con la fase 1 di statore dovuto al campo al traferro e considerando l'equazione per il calcolo di tale flusso, in Figura 2.30 si può notare come il flusso assuma un valore proporzionale all'area evidenziata, tenendo conto dei segni.

$$\varphi_T = N_{spire} \iint_S \vec{b} \cdot d\vec{S} \quad (2.68)$$

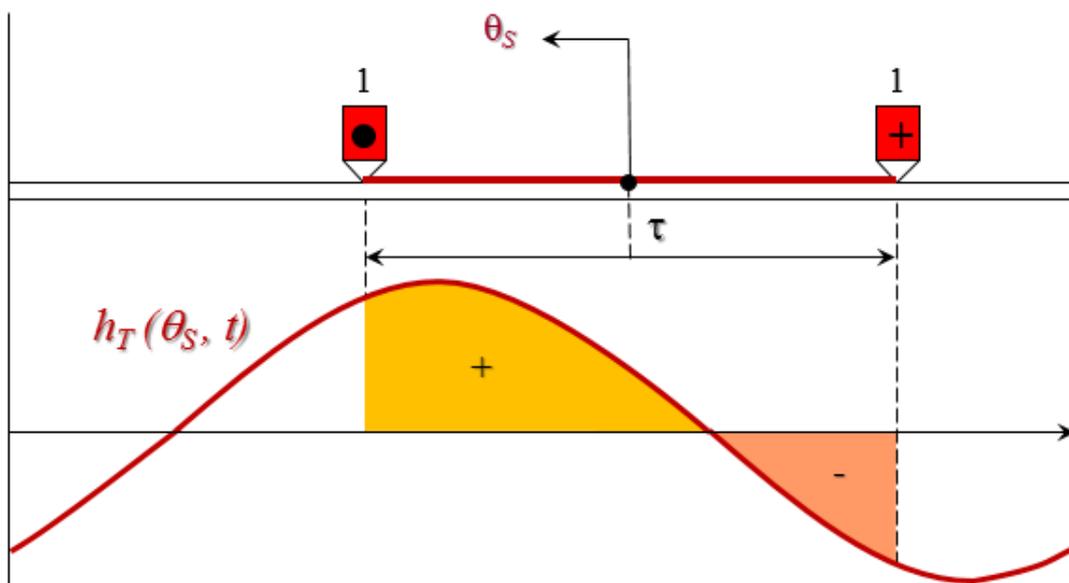


Fig. 2.30: Flusso concatenato con la fase 1.

Le espressioni dei tre flussi risultano

$$\varphi_{S1T} = \frac{L \mu_0 N_s}{2} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} h_T(\theta_s, t) \frac{\tau}{\pi} d\theta_s \quad (2.69)$$

$$\varphi_{S2T} = \frac{L \mu_0 N_s}{2} \int_{\pi/6}^{7\pi/6} h_T(\theta_s, t) \frac{\tau}{\pi} d\theta_s \quad (2.70)$$

$$\varphi_{S3T} = \frac{L \mu_0 N_s}{2} \int_{5\pi/6}^{-\pi/6} h_T(\theta_s, t) \frac{\tau}{\pi} d\theta_s \quad (2.71)$$

Sostituendo queste ultime equazioni nelle (2.67) si ottengono la componente omopolare e il vettore di spazio dei flussi concatenati di statore

$$\varphi_{ST0} = 0 \quad (2.72)$$

$$\bar{\varphi}_{ST} = \frac{L \mu_0 \tau N_s}{\pi} \left(\frac{3N_s \bar{i}_s}{2\pi\delta P} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} e^{j\theta} \right) \quad (2.73)$$

Si nota come la componente omopolare dei flussi concatenati con gli avvolgimenti di statore dovuti al campo al traferro sia nullo. Il vettore di spazio dei flussi concatenati con gli avvolgimenti di statore dovuti al campo al traferro, invece, sia legato al vettore di spazio delle correnti di statore ed alla corrente di eccitazione.

Il flusso concatenato con l'avvolgimento di eccitazione può essere riscritto evidenziando la somma del contributo disperso e del contributo dovuto al traferro

$$\varphi_E = \varphi_{Ed} + \varphi_{ET} \quad (2.74)$$

Introducendo nell'equazione (2.74) l'induttanza di dispersione di eccitazione L_{Ed}

$$\varphi_E = L_{Ed} i_E + \varphi_{ET} \quad (2.75)$$

A questo punto è necessario ricavare il flusso concatenato φ_{ET} con l'avvolgimento di eccitazione rotorico dovuto al campo magnetico al traferro. Considerando la superficie di calcolo del flusso concatenato con l'avvolgimento di eccitazione dovuto al campo al traferro, analogamente a quanto fatto in precedenza per lo statore, si ricava l'espressione del flusso

$$\varphi_{ET} = \frac{L \mu_0 N_s}{2} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} h_T(\theta_R, t) \frac{\tau}{\pi} d\theta_R \quad (2.76)$$

Sostituendo in quest'ultima la (2.53) si ottiene

$$\varphi_{ET} = \frac{L \mu_0 \tau N_s}{\pi} \operatorname{Re} \left[\frac{3N_s \bar{i}_s}{2\pi\delta P} e^{-j\theta} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} \right] \quad (2.77)$$

Quest'ultima espressione mette in evidenza come il flusso concatenato con l'avvolgimento di eccitazione dovuto al campo al traferro sia legato al vettore di spazio delle correnti di statore e alla corrente di eccitazione.

Riassumendo le equazioni omopolari di statore (armatura) sono

$$v_{S0} = R_S i_{S0} + \frac{d\varphi_{S0}}{dt} \quad (2.60)$$

$$\varphi_{S0} = L_{sd} i_{S0} + \varphi_{ST0} \quad (2.65)$$

$$\varphi_{ST0} = 0 \quad (2.72)$$

Con le opportune sostituzioni si ricava una unica equazione omopolare di statore che risulta essere

$$v_{s0} = R_S i_{s0} + L_{sd} \frac{di_{s0}}{dt} \quad (2.78)$$

Si può facilmente dimostrare che indipendentemente dal tipo di collegamento, a stella o a triangolo, degli avvolgimenti di statore, la tensione omopolare di statore e la corrente omopolare di statore sono nulle.

Le equazioni complesse di statore (armatura) sono

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \quad (2.61)$$

$$\bar{\varphi}_S = L_{sd} \bar{i}_S + \bar{\varphi}_{ST} \quad (2.66)$$

$$\bar{\varphi}_{ST} = \frac{L \mu_0 \tau N_s}{\pi} \left(\frac{3N_s \bar{i}_S}{2\pi\delta P} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} e^{j\theta} \right) \quad (2.73)$$

Sostituendo la (2.73) nella (2.66) si ottengono quindi

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \quad (2.61)$$

$$\bar{\varphi}_S = L_{sd} \bar{i}_S + \frac{L \mu_0 \tau N_s}{\pi} \left(\frac{3N_s \bar{i}_S}{2\pi\delta P} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} e^{j\theta} \right) \quad (2.79)$$

Le equazioni di eccitazione sono

$$v_E = R_E i_E + \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.62)$$

$$\varphi_E = L_{Ed} i_E + \varphi_{ET} \quad (2.75)$$

$$\varphi_{ET} = \frac{L \mu_0 \tau N_s}{\pi} \operatorname{Re} \left[\frac{3N_s \bar{i}_S}{2\pi\delta P} e^{-j\theta} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} \right] \quad (2.77)$$

Sostituendo la (2.77) nella (2.75) si ottengono quindi

$$v_E = R_E i_E + \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.62)$$

$$\varphi_E = L_{Ed} i_E + \frac{L \mu_0 \tau N_S}{\pi} \operatorname{Re} \left[\frac{3N_S \bar{i}_S}{2\pi\delta P} e^{-j\theta} + \frac{N_E i_E}{\pi\delta P} \right] \quad (2.80)$$

Considerando l'induttanza sincrona espressa in (2.81), il coefficiente di mutua induzione espresso in (2.82) e l'induttanza di eccitazione espressa in (2.83)

$$L_S = L_{Sd} + \frac{3 N_S^2 L \mu_0 \tau}{2 \pi^2 \delta P} \quad (2.81)$$

$$M = \frac{N_S N_E L \mu_0 \tau}{\pi^2 \delta P} \quad (2.82)$$

$$L_E = L_{Ed} + \frac{N_E^2 L \mu_0 \tau}{\pi^2 \delta P} \quad (2.83)$$

si possono riscrivere in forma più compatta le equazioni dei flussi

$$\bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + M i_E e^{j\theta} \quad (2.84)$$

$$\varphi_E = L_E i_E + \frac{3}{2} M \operatorname{Re} [\bar{i}_S e^{-j\theta}] \quad (2.85)$$

Attraverso un bilancio energetico è possibile ricavare la coppia elettromagnetica erogata dalla macchina

$$c_{em} = \frac{3}{2} P M [\bar{i}_S \cdot j i_E e^{j\theta}] \quad (2.86)$$

Si può dimostrare che le equazioni rimangono invariate anche nel caso di avvolgimenti di statore e di eccitazione di tipo generale. L'unica differenza è un diverso valore dei coefficienti di auto e mutua induzione, dovuto all'introduzione dei coefficienti di avvolgimento K_S e K_E .

$$L_S = L_{Sd} + \frac{3 N_S^2 K_S^2 L \mu_0 \tau}{2 \pi^2 \delta P} \quad (2.87)$$

$$M = \frac{N_S K_S N_E K_E L \mu_0 \tau}{\pi^2 \delta P} \quad (2.88)$$

$$L_E = L_{Ed} + \frac{N_E^2 K_E^2 L \mu_0 \tau}{\pi^2 \delta P} \quad (2.89)$$

Per cui, riassumendo, le equazioni finali della macchina sincrona isotropa con avvolgimento di eccitazione, scritte nei riferimenti naturali, sono

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \quad (2.61)$$

$$v_E = R_E i_E + \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.62)$$

$$\bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + M i_E e^{j\theta} \quad (2.84)$$

$$\varphi_E = L_E i_E + \frac{3}{2} M [\bar{i}_S e^{j\theta}] \quad (2.85)$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P M [\bar{i}_S \cdot j i_E e^{j\theta}] \quad (2.86)$$

Da queste equazioni si possono ricavare immediatamente le equazioni della macchina brushless, eliminando le equazioni dell'avvolgimento di eccitazione ed imponendo un valore costante alla corrente di eccitazione. Si introduce quindi il concetto di flusso di eccitazione Φ_M , cioè il flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore prodotto dai magneti permanenti rotorici.

$$\Phi_M = M I_E \quad (2.90)$$

Le equazioni finali della macchina brushless con magneti rotorici superficiali, scritte nei riferimenti naturali, risultano

$$\bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \quad (2.91)$$

$$\bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + \Phi_M e^{j\theta} \quad (2.92)$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P [\bar{i}_S \cdot j \Phi_M e^{j\theta}] \quad (2.93)$$

Le equazioni di macchina ai valori istantanei (2.61), (2.62), (2.84), (2.85), (2.86) possono essere riscritte nel riferimento solidale al rotore. Applicando a queste equazioni le trasformazioni

$$\bar{v}_S = \bar{v}_S^R e^{j\theta} \quad (2.94)$$

$$\bar{i}_S = \bar{i}_S^R e^{j\theta} \quad (2.95)$$

$$\bar{\varphi}_S = \bar{\varphi}_S^R e^{j\theta} \quad (2.96)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.97)$$

e con l'introduzione delle componenti sugli assi d - q

$$\bar{v}_S^R = v_{sd} + j v_{sq} \quad (2.98)$$

$$\bar{i}_S^R = i_{sd} + j i_{sq} \quad (2.99)$$

$$\bar{\varphi}_S^R = \varphi_{sd} + j \varphi_{sq} \quad (2.100)$$

scomponendo in parte reale e in parte immaginaria è possibile ottenere le equazioni della macchina sincrona isotropa con avvolgimento di eccitazione sugli assi d - q

$$v_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \quad (2.101)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \quad (2.102)$$

$$\varphi_{sd} = L_S i_{sd} + M i_E \quad (2.103)$$

$$\varphi_{Sq} = L_S i_{Sq} \quad (2.104)$$

$$v_E = R_E i_E + \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.105)$$

$$\varphi_E = \frac{3}{2} M i_{Sd} + L_E i_E \quad (2.106)$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P M i_{Sq} i_E \quad (2.107)$$

Si può osservare che le equazioni di statore dell'asse d e dell'asse q sono accoppiate tra loro, che il flusso dell'avvolgimento di eccitazione agisce solo lungo l'asse d , che sul flusso concatenato con l'avvolgimento di eccitazione agisce solo la componente d delle correnti di statore e, infine, che la coppia elettromagnetica è proporzionale solo alla componente q delle correnti di statore.

Passando alle equazioni della macchina brushless a magneti superficiali sugli assi d - q

$$v_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \quad (2.108)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \quad (2.109)$$

$$\varphi_{sd} = L_S i_{sd} + \Phi_M \quad (2.110)$$

$$\varphi_{sq} = L_S i_{sq} \quad (2.111)$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_M i_{sq} \quad (2.112)$$

Si può osservare che le equazioni di statore dell'asse d e dell'asse q sono accoppiate tra loro, che il flusso dei magneti agisce solo lungo l'asse d e, infine, che la coppia elettromagnetica è proporzionale solo alla componente q delle correnti di statore. Il modello può essere ulteriormente compattato sostituendo le equazioni dei flussi (2.110) e (2.111) nelle equazioni (2.108) e (2.109).

$$v_{sd} = R_S i_{sd} + L_S \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_S i_{sq} \quad (2.113)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + L_S \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_S i_{sd} + \omega \Phi_M \quad (2.114)$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_M i_{sq} \quad (2.112)$$

Considerando il funzionamento in regime stazionario sinusoidale simmetrico, le equazioni sugli assi d - q vengono rappresentate attraverso grandezze costanti. Per cui a partire dalle equazioni (2.112), (2.113) e (2.114) si otterranno

$$V_{sd} = R_S I_{sd} - \omega L_S I_{sq} \quad (2.115)$$

$$V_{sq} = R_S I_{sq} + \omega L_S I_{sd} + \omega \Phi_M \quad (2.116)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_M I_{sq} \quad (2.117)$$

L'equazione (2.117) mostra come la coppia elettromagnetica dipende solo dalla componente I_{sq} della corrente. Scegliere $I_{sd} = 0$ implica avere una coppia elettromagnetica proporzionale all'ampiezza della corrente di statore e inoltre la macchina brushless funzionerà con il miglior rapporto Nm/A . Scegliere $I_{sd} = 0$ significa inoltre imporre che il campo magnetico di statore ed il campo magnetico prodotto dai magneti di rotore siano sempre perpendicolari. La scelta di $I_{sd} = 0$ comporta però la rinuncia del controllo del fattore di potenza della macchina. Mentre nelle applicazioni di piccola e media potenza si ritiene prioritaria l'ottimizzazione del rapporto Nm/A , con I_{sd} quindi nullo, nelle operazioni di grande potenza in generale si preferisce mantenere la possibilità di gestire il fattore di potenza, con I_{sd} non necessariamente nullo.

Dalle equazioni (2.115) e (2.116) si può notare come la componente I_{sd}

della corrente di statore influenzi la tensione V_{Sq} (poco la tensione V_{Sd}). Per una certa velocità ω , più è elevato il valore di I_{Sd} , più alto è il valore della tensione V_{Sq} necessaria. Questo significa che una corrente I_{Sd} negativa riduce il valore della tensione sull'asse q e quindi potrebbe essere usata per aumentare la velocità di funzionamento della macchina. Dall'equazione (2.110) è importante notare come una corrente I_{Sd} negativa riduce il flusso concatenato con lo statore: questo fenomeno prende il nome di deflussaggio.

2.3.6 Prestazioni limite dei motori brushless

Per individuare le prestazioni limite per un motore brushless, nel rispetto dei vincoli fondamentali del limite di corrente e del limite di tensione di statore, si parte dalle equazioni di regime nel riferimento statorico (2.115), (2.116) e (2.117). Trascurando per semplicità le cadute di tensione dovute alla resistenza di statore, si otterranno le equazioni

$$V_{Sd} = -\omega L_S I_{Sq} \quad (2.118)$$

$$V_{Sq} = \omega L_S I_{Sd} + \omega \Phi_M \quad (2.119)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_M I_{Sq} \quad (2.117)$$

Partendo dalla equazione (2.117) risulta utile rappresentare i punti di funzionamento sul piano I_{Sd} - I_{Sq} . Come si può osservare dalla Figura 2.31, i punti di funzionamento a massimo rapporto Nm/A sono esattamente sull'asse I_{Sq} .

Il limite di corrente a sua volta è rappresentabile, come mostrato in Figura 2.32, nello stesso piano come un cerchio centrato nell'origine di equazione (2.120).

$$\sqrt{I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2} \leq I_{S,max} \quad (2.120)$$

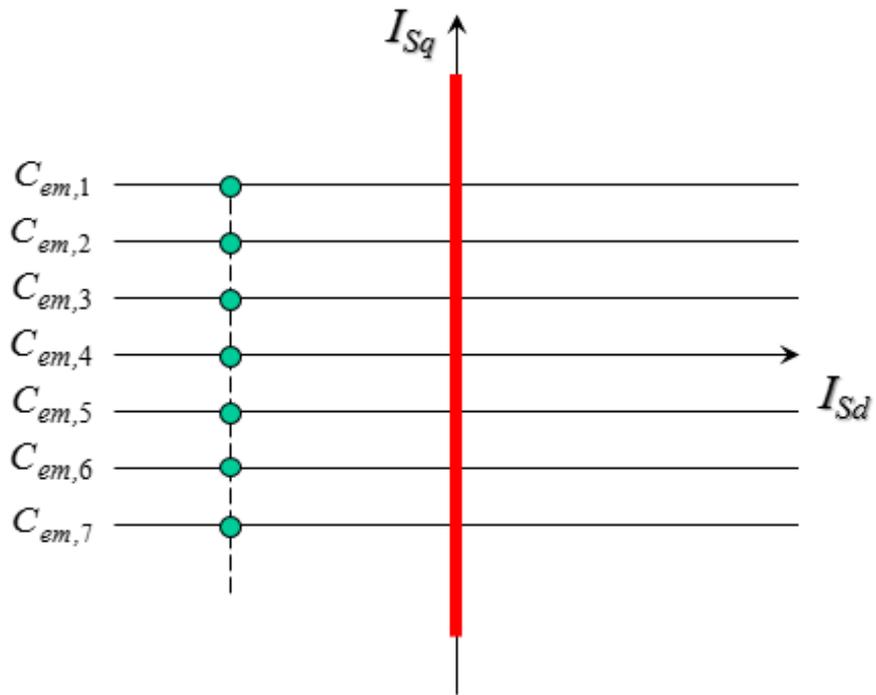


Fig. 2.31: Punti di funzionamento sul piano I_{sd} - I_{sq} .

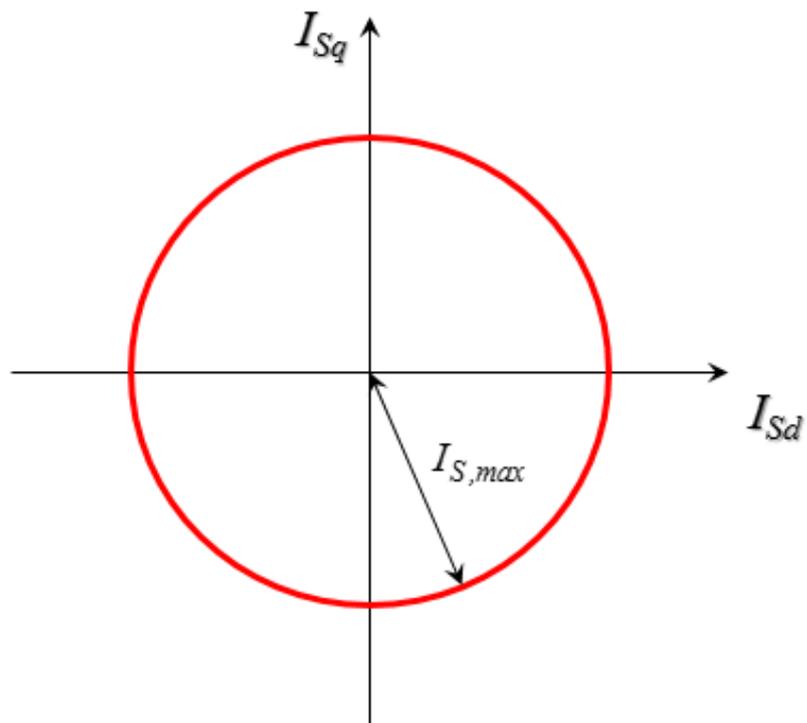


Fig. 2.32: Limite di corrente sul piano I_{sd} - I_{sq} .

Per visualizzare invece il limite di tensione sul piano I_{sd} - I_{sq} si deve partire dalle equazioni (2.118), (2.119) e infine dalla (2.121) che rappresenta il limite di tensione nel riferimento rotorico.

$$V_{sd} = -\omega L_S I_{sq} \quad (2.118)$$

$$V_{sq} = \omega L_S I_{sd} + \omega \Phi_M \quad (2.119)$$

$$V_{sd}^2 + V_{sq}^2 \leq V_{S,max}^2 \quad (2.121)$$

Sostituendo le prime due nell'ultima si ottiene

$$(\omega L_S I_{sd} + \omega \Phi_M)^2 + (\omega L_S I_{sq})^2 \leq V_{S,max}^2 \quad (2.122)$$

$$\left(I_{sd} + \frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2 + I_{sq}^2 \leq \left(\frac{V_{S,max}}{\omega L_S} \right)^2 \quad (2.123)$$

L'equazione (2.123) rappresenta un cerchio di centro $-\Phi_M/L_S$ e di raggio $V_{S,max}/(\omega L_S)$. In Figura 2.33 è possibile visualizzare il limite di tensione al variare di ω .

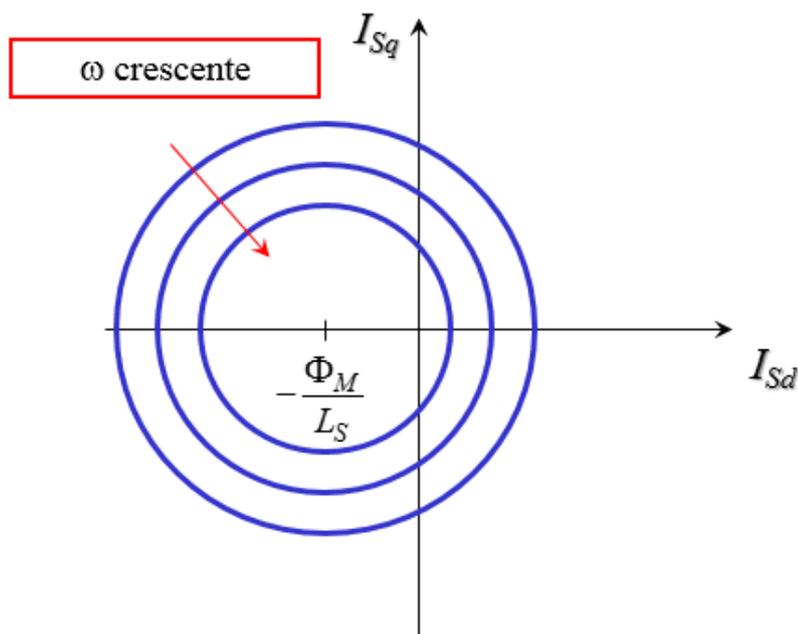


Fig. 2.33: Limite di tensione sul piano I_{sd} - I_{sq} .

Tenendo conto di questi limiti è possibile individuare, per ogni velocità, il luogo dei punti di funzionamento possibili che, come mostrato in Figura 2.34, risulta essere l'intersezione tra il cerchio del limite di tensione e il cerchio del limite di corrente.

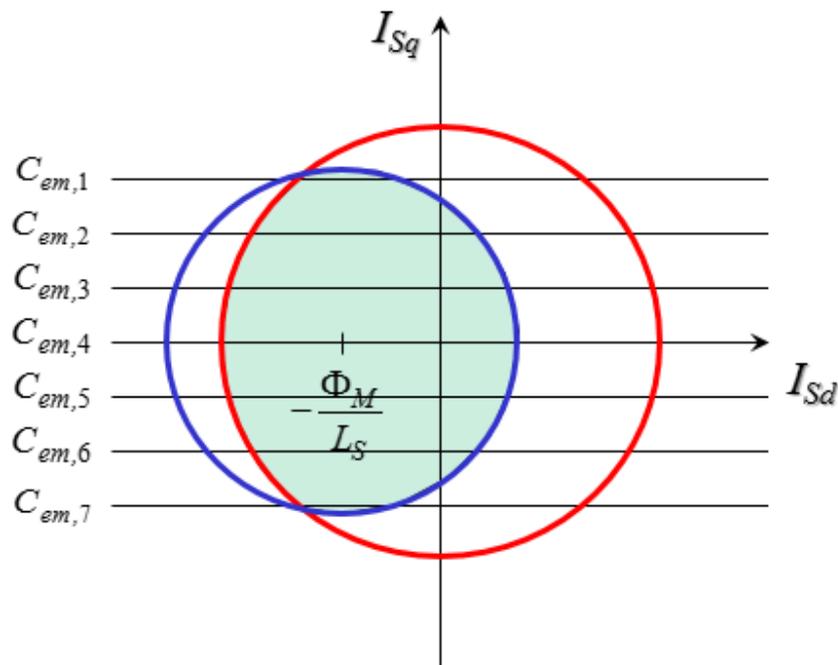


Fig. 2.34: Punti di funzionamento possibili sul piano I_{sd} - I_{sq} .

Quindi, ragionando sul piano I_{sd} - I_{sq} e tenendo conto dei limiti è possibile individuare, per ogni velocità, la massima coppia erogabile, come mostrato in Figura 2.35. E' possibile quindi determinare la curva di coppia massima per diverse strategie di controllo della corrente I_{sd} e per diverse tipologie di macchina. Le strategie di controllo della corrente I_{sd} possono essere le seguenti:

- 1) Componente I_{sd} sempre nulla (massimo rapporto Nm/A).
- 2) Componente I_{sd} regolabile (deflussaggio).

Per quanto riguarda le diverse tipologie di macchina, il loro comportamento dipende da dove si trova il centro che rappresenta il limite di tensione rispetto al cerchio del limite di corrente.

- 1) Centro del cerchio di tensione interno al cerchio di corrente.

2) Centro del cerchio di tensione esterno al cerchio di corrente.

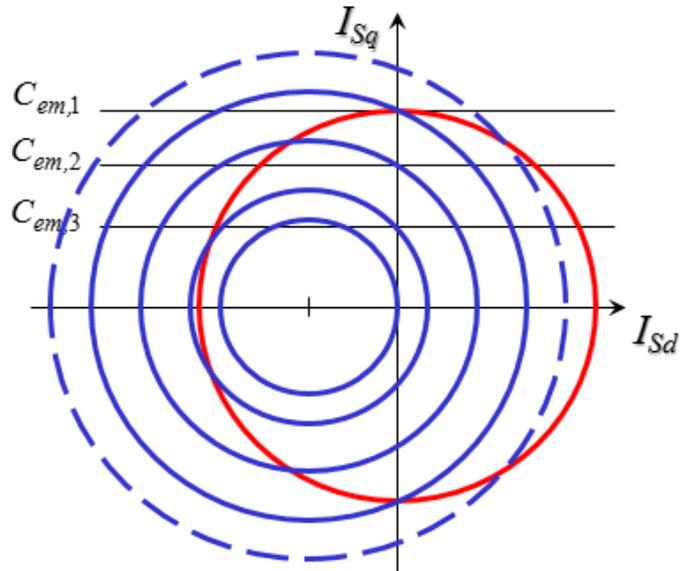


Fig. 2.35: Determinazione delle intersezioni sul piano I_{sd} - I_{sq} al variare della velocità.

Il primo caso, descritto dall'equazione (2.125), è utilizzabile nel caso di motori sincroni con avvolgimento di eccitazione, risulta con un grande valore di L_S e quindi con un piccolo valore del traferro δ .

$$L_S = L_{sd} + \frac{3 N_S^2 L \mu_0 \tau}{2 \pi^2 \delta P} \quad (2.124)$$

$$\frac{\Phi_M}{L_S} \leq I_{s,max} \quad (2.125)$$

Per quanto riguarda invece i motori brushless, motore utilizzato in questa tesi, l'equazione che descrive la posizione del centro risulta essere la (2.126), dove un grande valore del traferro δ porta ad un piccolo valore di L_S .

$$\frac{\Phi_M}{L_S} > I_{s,max} \quad (2.126)$$

Per i motori brushless il funzionamento con $I_{sd} = 0$ è mostrato in Figura 2.36, dove tutti i punti di funzionamento stanno sull'asse immaginario.

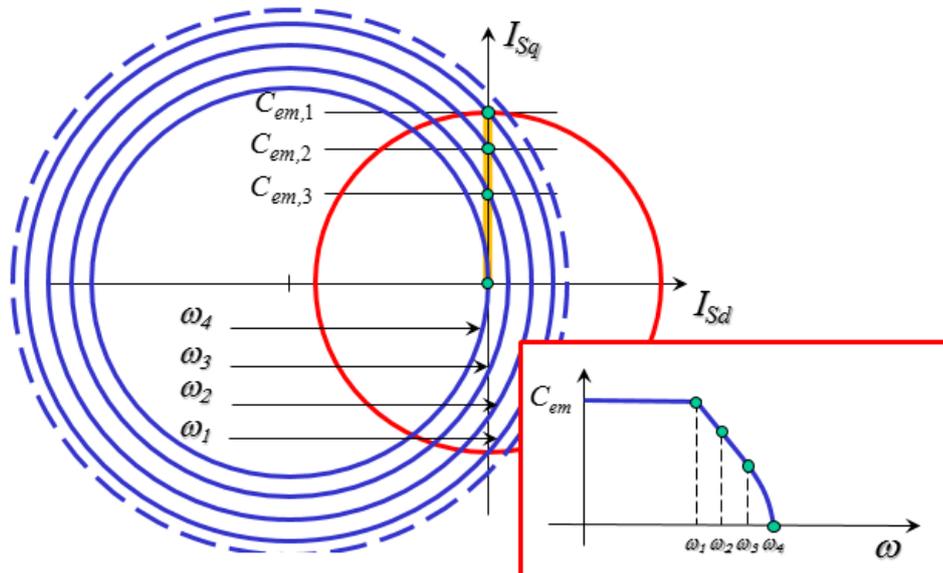


Fig. 2.36: Funzionamento del motore brushless con $I_{sd}=0$.

Sempre per i motori brushless il funzionamento con $I_{sd} < 0$ è mostrato in Figura 2.37, dove la coppia è più grande a tutte le velocità. Questa particolare condizione prende il nome di deflussaggio.

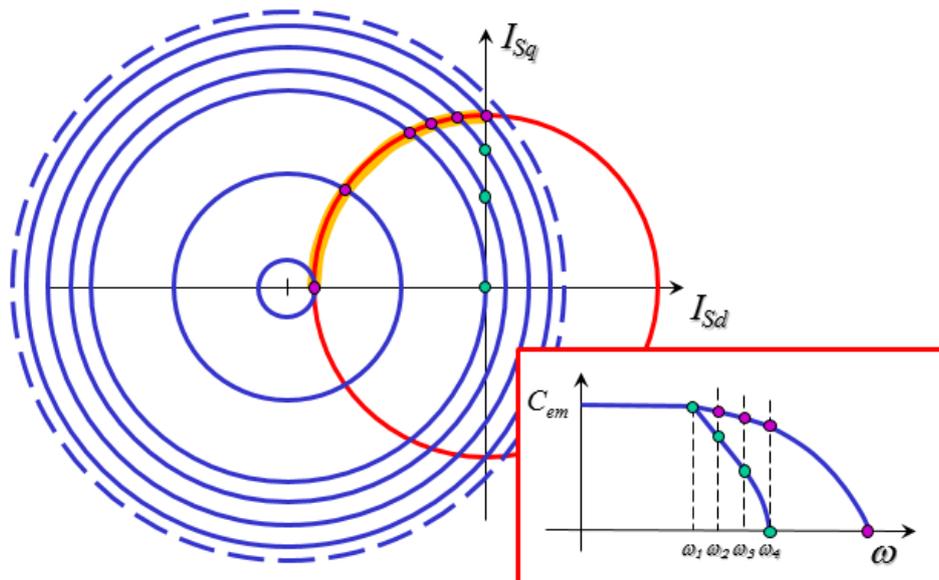


Fig. 2.37: Deflussaggio di un motore brushless.

2.4 Raddrizzatore a ponte non controllato trifase

I raddrizzatori a ponte sono convertitori statici che trasformano energia elettrica alternata in energia elettrica continua. Possono essere monofase o trifase, a seconda del numero di fasi in ingresso, e possono essere sia non controllati (composti da diodi) che controllati (composti da SCR – Silicon Controlled Rectifier). In questa tesi verrà utilizzato un raddrizzatore a ponte non controllato trifase. Un ponte raddrizzatore non controllato trifase è composto da sei diodi, come mostrato in Figura 2.38. I tre diodi superiori sono collegati con il catodo in comune mentre quelli inferiori con l’anodo in comune. Ipotizzando i diodi ideali è facile dimostrare come tra i 3 diodi superiori, solo quello con potenziale d’anodo maggiore può essere in conduzione, mentre gli altri due saranno sicuramente in interdizione. Analogamente è facile dimostrare come tra i 3 diodi inferiori, solo quello con potenziale di catodo minore può essere in conduzione, mentre gli altri due saranno sicuramente in interdizione.

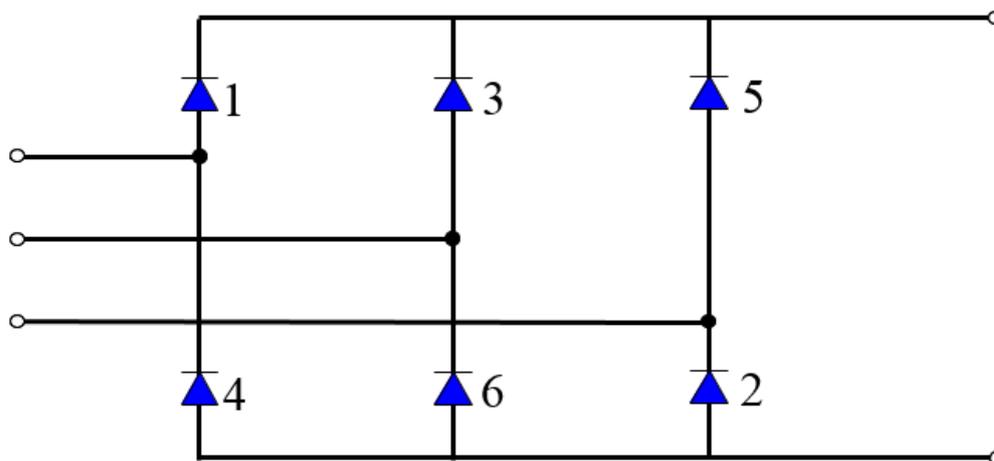


Fig. 2.38: Raddrizzatore a ponte non controllato trifase.

Il comportamento del ponte raddrizzatore trifase non controllato dipende dal circuito d’ingresso e dal circuito d’uscita. Nel veicolo elettrico

ibrido il lato d'ingresso trifase è alimentato dal generatore brushless, che può essere schematizzato come una terna trifase di forze elettromotrici con in serie tre induttanze sincrone di fase. In uscita, nel lato in continua, è presente la batteria del veicolo, schematizzata come un generatore di tensione costante. Il ponte raddrizzatore trifase non controllato all'interno del veicolo elettrico può quindi essere rappresentato come in Figura 2.39.

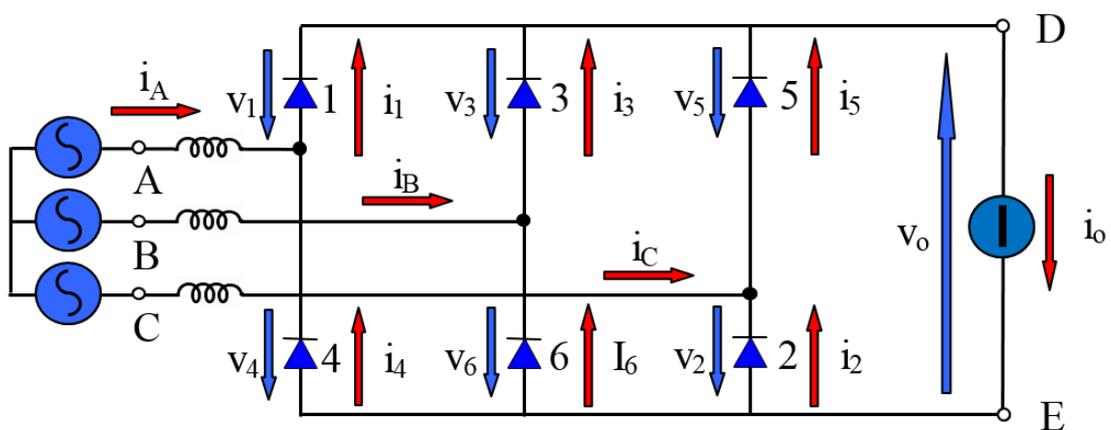


Fig. 2.39: Raddrizzatore a ponte non controllato trifase all'interno di un veicolo elettrico.

Il comportamento del ponte raddrizzatore trifase non controllato in queste condizioni è fortemente dipendente dai valori delle induttanze in ingresso, delle tensioni d'ingresso e della tensione d'uscita. Si può dimostrare che finché la tensione di ingresso non raggiunge un opportuno valore, dipendente dalla tensione d'uscita, tutti i diodi rimangono in interdizione e non vi è passaggio di corrente. Per valori superiori della tensione d'ingresso i diodi entrano in conduzione ed il ponte raddrizzatore comincia a funzionare. Le correnti di ingresso risultano distorte ed il livello di distorsione dipende dal valore dell'induttanza sincrona del generatore brushless e dalla condizione operativa. Il flusso di potenza è solo unidirezionale e va da ingresso a uscita.

2.5 Inverter trifase

Gli inverter trifase sono convertitori statici che trasformano energia elettrica continua in energia elettrica alternata. Tre rami di chopper a due quadranti collegati in maniera opportuna costituiscono un inverter trifase, mostrato in Figura 2.40. Le tre tensioni di polo v_{A0} , v_{B0} e v_{C0} possono assumere solo i valori 0 e V_d .

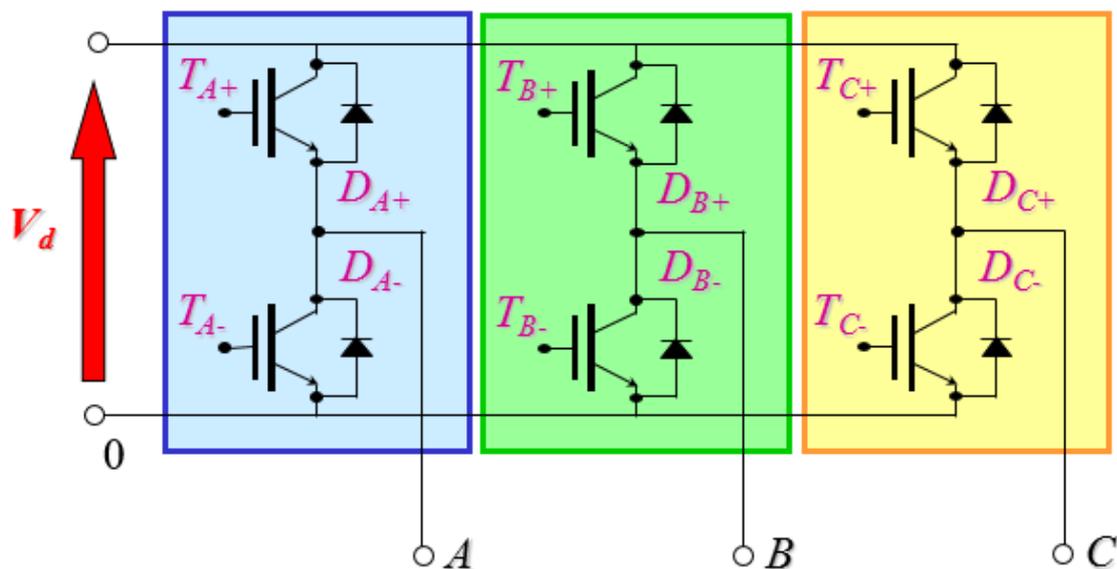


Fig. 2.40: Inverter trifase.

Si consideri ora un carico trifase equilibrato collegato a stella, come mostrato in Figura 2.41.

Agendo sugli interruttori statici è possibile manipolare le tensioni di polo v_{A0} , v_{B0} e v_{C0} , ma sul carico hanno effetto le tensioni stellate v_{AN} , v_{BN} e v_{CN} . Di conseguenza è fondamentale ricavare il legame tra tensioni di polo e tensioni stellate. Tale legame può essere espresso utilizzando le componenti omopolari ed i vettori di spazio. Utilizzando le funzioni di commutazione s_A , s_B e s_C è possibile calcolare le tre tensioni di polo v_{A0} , v_{B0} e v_{C0} .

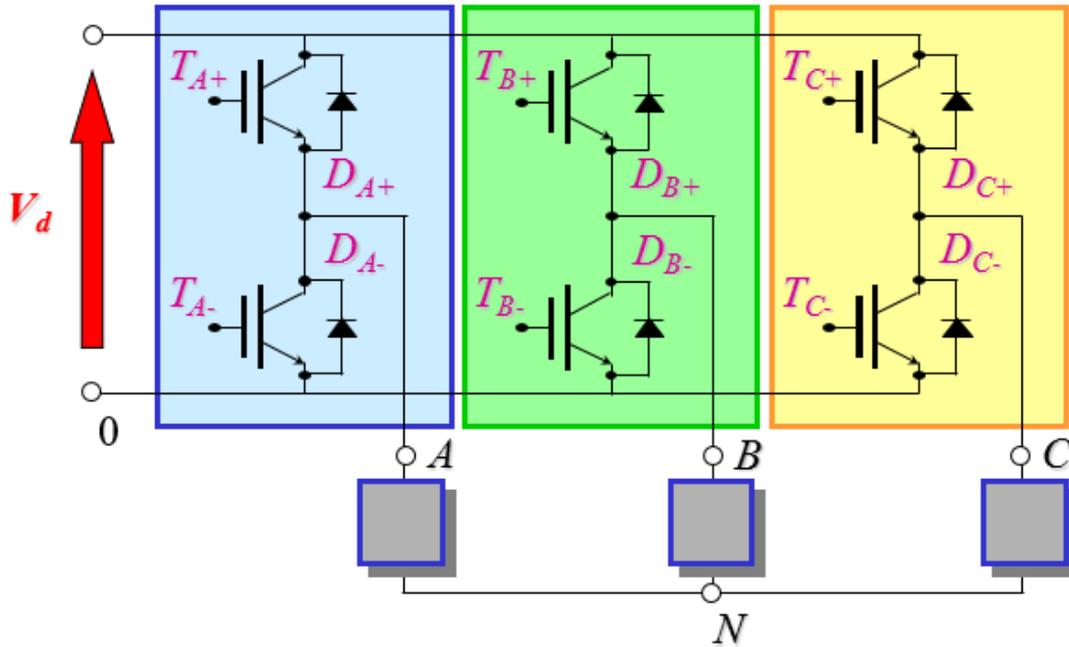


Fig. 2.41: Inverter trifase con carico trifase equilibrato collegato a stella.

$$v_{A0} = V_d s_A \quad (2.127a)$$

$$v_{B0} = V_d s_B \quad (2.127b)$$

$$v_{C0} = V_d s_C \quad (2.127c)$$

La componente omopolare e il vettore di spazio delle tensioni di polo risultano essere

$$v_{p0} = \frac{2}{3} [v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}] \quad (2.128)$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3} [v_{A0} + v_{B0} \bar{\alpha} + v_{C0} \bar{\alpha}^2] \quad (2.129)$$

Sostituendo le (2.127) nelle (2.128) e (2.129) risultano

$$v_{p0} = V_d \frac{2}{3} [s_A + s_B + s_C] \quad (2.130)$$

$$\bar{v}_p = V_d \frac{2}{3} [s_A + s_B \bar{\alpha} + s_C \bar{\alpha}^2] \quad (2.131)$$

La componente omopolare ed il vettore di spazio delle tensioni di polo assumono particolari valori al variare della configurazione (s_A, s_B, s_C) degli interruttori dell'inverter. Utilizzando la legge di Kirchoff alle maglie, è possibile ricavare il legame tra le tensioni di polo e le tensioni stellate di carico.

$$v_{AN} = v_{A0} + v_{0N} \quad (2.132a)$$

$$v_{BN} = v_{B0} + v_{0N} \quad (2.132b)$$

$$v_{CN} = v_{C0} + v_{0N} \quad (2.132c)$$

Trasformando le relazioni (2.132) in forma omopolare si ottiene

$$v_{c0} = 2 v_{0N} + v_{p0} \quad (2.133)$$

$$v_{c0} = \frac{2}{3} [v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}] \quad (2.134)$$

Poiché il carico è simmetrico risulta che $v_{c0} = 0$ e quindi la componente omopolare della tensione di polo definisce solo il valore della tensione v_{0N} .

$$v_{0N} = - \frac{v_{p0}}{2} \quad (2.135)$$

Trasformando le relazioni (2.132) in forma complessa si ottiene

$$\bar{v}_c = \bar{v}_p \quad (2.136)$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3} [v_{AN} + v_{BN} \bar{\alpha} + v_{CN} \bar{\alpha}^2] \quad (2.137)$$

Il vettore di spazio delle tensioni stellate di carico coincide con il

vettore di spazio delle tensioni di polo. Passando al calcolo dei vettori di spazio delle tensioni stellate di carico corrispondenti alle otto possibili configurazioni degli interruttori dell'inverter si ha

$$\bar{v}_c = V_d \frac{2}{3} [s_A + s_B \bar{\alpha} + s_C \bar{\alpha}^2] \quad (2.138)$$

$$(s_A, s_B, s_C) = (0/1, 0/1, 0/1) \quad (2.139)$$

L'espressione fondamentale (2.138) rappresenta le relazioni tra le tensioni di ingresso e uscita dell'inverter. Questa relazione definisce 2 configurazioni nulle e 6 configurazioni attive con modulo $2/3V_d$.

Le configurazioni nulle risultano essere

$$0 \rightarrow (0,0,0) \quad (2.140)$$

$$7 \rightarrow (1,1,1) \quad (2.141)$$

Le configurazioni attive risultano essere

$$1 \rightarrow (1,0,0) \quad (2.142)$$

$$2 \rightarrow (1,1,0) \quad (2.143)$$

$$3 \rightarrow (0,1,0) \quad (2.144)$$

$$4 \rightarrow (0,1,1) \quad (2.145)$$

$$5 \rightarrow (0,0,1) \quad (2.146)$$

$$6 \rightarrow (1,0,1) \quad (2.147)$$

Le configurazioni possibili sono mostrate nel piano complesso in Figura 2.42.

L'inverter trifase ha la capacità di regolare ampiezza e frequenza delle tensioni di carico. Essendo il flusso di potenza bidirezionale, l'inverter offre anche la possibilità di recuperare energia. Le armoniche di disturbo

delle tensioni di carico hanno frequenza f_c elevata. Il tempo di risposta è l'inverso della frequenza ed è inferiore ai 500 ms. La massima tensione di uscita concatenata efficace ottenibile vale

$$V_{o,conc,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_d \quad (2.148)$$

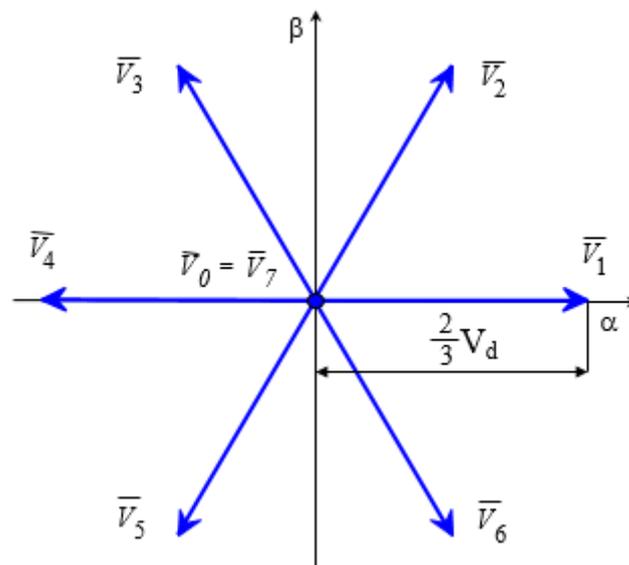


Fig. 2.42: Vettori di spazio sul piano complesso.

2.6 Dinamica del veicolo

Il veicolo studiato in questa tesi è, come già anticipato, un ibrido serie. Per eseguire una simulazione attendibile bisogna tener conto della dinamica che il veicolo può avere durante il moto. Il modello che si prende in considerazione è estremamente semplificato ed è necessario solo per applicare una coppia resistente verosimile a quella che un veicolo reale può applicare sul motore di trazione. Come azione propulsiva, il modello prende in considerazione solo la coppia erogata dal motore brushless a magneti permanenti superficiali. Come azioni

resistenti si prende in considerazione la resistenza aerodinamica del veicolo, definita in (2.149), l'attrito tra gomma e asfalto, definito nell'equazione (2.150), ed infine la eventuale pendenza della strada percorsa, espressa in (2.151). E' da osservare che se la strada fosse in discesa l'azione dovuta alla pendenza diventerebbe propulsiva e non frenante.

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho_{air} C_x S_f v^2 \quad (2.149)$$

$$F_{att} = m g f_v \quad (2.150)$$

$$F_{incl} = m g \sin\alpha \quad (2.151)$$

dove ρ_{air} è la densità dell'aria, C_x è il coefficiente di penetrazione del veicolo, S_f è l'area frontale del veicolo, v è la velocità del veicolo, m è la massa del veicolo, g è la costante di accelerazione gravitazionale, f_v è il coefficiente di attrito volvente tra gomma e asfalto ed infine α indica la pendenza della strada.

Per simulare inoltre una accelerazione il più fedele possibile alla realtà bisogna prendere in considerazione anche l'inerzia del veicolo. Per come sarà costruito il modello di motore brushless, l'inerzia del veicolo sarà riportata direttamente all'albero del motore di trazione. La relazione che permette di trovare il valore del momento di inerzia riportato all'albero è l'equilibrio dell'energia cinetica:

$$\frac{1}{2} J \omega^2 = \frac{1}{2} m v^2 \quad (2.152)$$

Ricavando la relazione che intercorre tra la velocità del veicolo e la velocità angolare dell'albero motore si ottiene la (2.153)

$$\omega = \frac{v}{R} K_r \quad (2.153)$$

dove R è il raggio della ruota e K_r è il rapporto di trasmissione del riduttore. Sostituendo la (2.153) nella (2.152) si ottiene il momento di inerzia totale da applicare al motore brushless.

$$J = \frac{m R^2}{K_r^2} \quad (2.154)$$

L'equilibrio di coppia del veicolo completo risulta essere

$$C_{em} - C_r = J_{tot} \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.155)$$

dove J_{tot} è il momento di inerzia complessivo riportato all'albero motore comprensivo dell'inerzia del motore stesso.

Capitolo 3

CONTROLLO PREDITTIVO

3.1 Introduzione

Le macchine a corrente alternata alimentate da un inverter sono largamente impiegate nelle applicazioni industriali. In particolare, per realizzare rapide risposte di coppia e operazioni ad elevate prestazioni, le macchine sincrone a magneti permanenti sono spesso controllate mediante algoritmi vettoriali che utilizzano regolatori di corrente ad alta dinamica. Molti studi sono stati condotti sullo sviluppo di diversi algoritmi per il controllo di corrente. Tra loro, i regolatori di corrente predittivi (Predictive Current Controller – PCC) mostrano prestazioni superiori rispetto ai tradizionali regolatori PI. L'obiettivo principale del controllo predittivo di corrente è controllare istantaneamente le correnti di statore con elevata accuratezza e con tempi di risposta molto ridotti. Questo può fornire una elevata dinamica e l'eliminazione di armoniche di corrente a bassa frequenza garantendo la qualità del controllo di velocità e di coppia.

3.2 Controllo predittivo di corrente

3.2.1 Generalità

La tipologia di controllo predittiva utilizzata in questa tesi consiste nel

prevedere i valori futuri delle correnti di carico per tutti i vettori di tensione che il convertitore di potenza può generare. Successivamente viene selezionata la configurazione del convertitore di potenza che minimizza una funzione costo. Quindi, una ed una sola configurazione è scelta per essere applicata durante il ciclo successivo. L'approccio è diretto, poiché le variabili controllate sono direttamente le possibili configurazioni dell'inverter; questo tipo di controllo infatti prende il nome di controllo predittivo diretto (Direct Predictive Control – DPC) o modello di controllo predittivo con un set finito di configurazioni (Finite Set Model Predictive Control – FS-MPC).

Considerando la natura discreta dei convertitori di potenza, quindi, è possibile semplificare la modalità di impiego dell'inverter evitando l'uso di un modulatore. Prendendo infatti in considerazione il numero finito di stati possibili del convertitore di potenza dai quali dipendono le possibili combinazioni *on/off* degli "interruttori", il problema di ottimizzazione, come già anticipato, si riduce alla valutazione di tutti i possibili stati e alla selezione di quello che minimizza una certa funzione costo.

Confrontando questo metodo con, ad esempio, il controllo diretto di coppia, si nota che entrambi gli algoritmi hanno in comune la selezione diretta di una ed una sola configurazione dell'inverter per ogni ciclo. Infatti, con il controllo diretto della coppia, la configurazione applicata è selezionata secondo una tabella che altro non è che il risultato di un approccio euristico, infatti non c'è una previsione delle possibili correnti di carico future. Inoltre, il controllo diretto di coppia utilizza regolatori ad isteresi che comportano una frequenza di commutazione variabile dell'inverter ed un ripple significativo nelle correnti di statore

3.2.2 Teoria del controllo predittivo di corrente

Quando si modella un convertitore, l'elemento base è l'interruttore, che può essere un IGBT, un diodo o un SCR etc. Il modello più semplice che può essere utilizzato per questi interruttori è quello di considerare

tali interruttori ideali, cioè con la possibilità di avere solo due stati: acceso o spento. Per questo, il numero totale di configurazioni del convertitore di potenza è uguale al numero delle differenti combinazioni di *on-off* possibili dei vari interruttori. È da sottolineare come alcune configurazioni non siano possibili. Ad esempio, in un inverter trifase non possono essere selezionate le combinazioni che permettano un cortocircuito della tensione continua di alimentazione, per cui non possono essere accesi in contemporanea due IGBT dello stesso ramo di chopper (si faccia riferimento alla Figura 2.40). In generale, il numero dei possibili stati di un convertitore di potenza può essere calcolato con x^y , dove x è il numero degli stati possibili per ogni ramo del convertitore e y è il numero di fasi (o rami) del convertitore. Per esempio, per un inverter trifase (a due livelli di tensione) risulta $n = 2^3 = 8$ possibili stati. Nella Tabella IV sono mostrati tutti gli stati possibili dell'inverter trifase con i relativi vettori di tensione che, a loro volta, sono mostrati in Figura 3.1.

S_a	S_b	S_c	\mathbf{v}
0	0	0	$\mathbf{v}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{v}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{v}_2 = \frac{V_{dc}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{v}_3 = -\frac{V_{dc}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{v}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{v}_5 = -\frac{V_{dc}}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{v}_6 = \frac{V_{dc}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{v}_7 = 0$

TABELLA IV – Stati possibili dell'inverter trifase con i relativi vettori di tensione [6].

Nel controllo predittivo considerato in questa tesi, le variabili di stato del sistema all'istante k sono misurate (o stimate) e utilizzate come condizioni iniziali per le previsioni. Gli n valori previsti all'istante $k+1$, corrispondenti all' n -esimo stato possibile del convertitore, sono valutati

utilizzando una funzione costo. La configurazione che minimizza la funzione costo è selezionata e applicata. Considerando come variabili di stato del sistema le componenti d e q delle correnti di statore del motore brushless a magneti superficiali all'istante k, il diagramma a blocchi del controllo predittivo di corrente è mostrato in Figura 3.2.

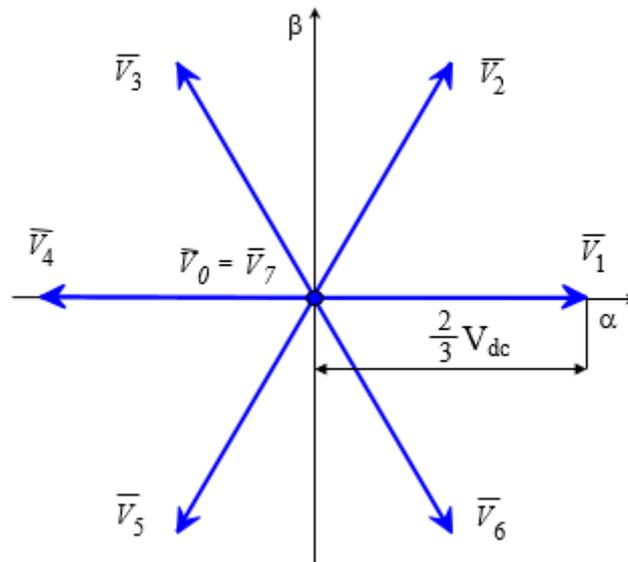


Fig. 3.1: Vettori di tensioni sul piano complesso.

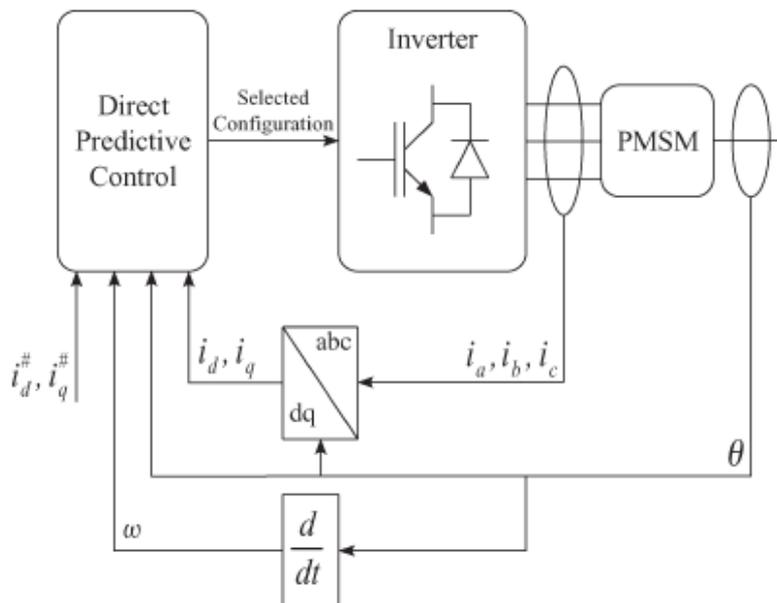


Fig. 3.2: Diagramma a blocchi del controllo predittivo diretto della corrente [7].

Si ricavino ora le previsioni delle correnti all'istante $k+1$. Partendo dalle equazioni (2.113) e (2.114), si ricavano le derivate delle componenti della corrente

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{v_{sd}}{L_S} - \frac{R_S}{L_S} i_{sd} + \omega i_{sq} \quad (3.1)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{v_{sq}}{L_S} - \frac{R_S}{L_S} i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\omega \Phi_M}{L_S} \quad (3.2)$$

Consideriamo lo sviluppo in serie di Taylor delle correnti all'istante k . Essendo T_c il tempo ciclo si avrà che le correnti all'istante k saranno

$$i_{sd_{k+1}} = i_{sd_k} + \left(\frac{di_{sd}}{dt}\right)_k T_c + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2 i_{sd}}{dt^2}\right)_k T_c^2 + \dots \quad (3.3)$$

$$i_{sq_{k+1}} = i_{sq_k} + \left(\frac{di_{sq}}{dt}\right)_k T_c + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2 i_{sq}}{dt^2}\right)_k T_c^2 + \dots \quad (3.4)$$

Consideriamo le correnti all'istante $k+1$ come sviluppo in serie di Taylor troncato al primo ordine

$$i_{sd_{k+1}} = i_{sd_k} + \left(\frac{di_{sd}}{dt}\right)_k T_c \quad (3.5)$$

$$i_{sq_{k+1}} = i_{sq_k} + \left(\frac{di_{sq}}{dt}\right)_k T_c \quad (3.6)$$

Sostituendo la (3.1) e la (3.2) nelle (3.5) e (3.6) si ottiene

$$i_{sd_{k+1}} = i_{sd_k} \left[1 - \frac{R_S}{L_S} T_c\right] + i_{sq_k} [T_c \omega_k] + v_{sd_k} \left[\frac{T_c}{L_S}\right] \quad (3.7)$$

$$i_{sq_{k+1}} = i_{sq_k} \left[1 - \frac{R_S}{L_S} T_c\right] + i_{sd_k} [T_c \omega_k] + v_{sq_k} \left[\frac{T_c}{L_S}\right] - \frac{\omega_k \Phi_M}{L_S} T_c \quad (3.8)$$

Compattando ulteriormente

$$i_{sd_{k+1}} = i_{sd_k} A_1 + i_{sq_k} [T_c \omega_k] + v_{sd_k} B_1 \quad (3.9)$$

$$i_{sq_{k+1}} = i_{sq_k} A_1 + i_{sd_k} [T_c \omega_k] + v_{sq_k} B_1 - \omega_k C_1 \quad (3.10)$$

dove

$$A_1 = 1 - \frac{R_S}{L_S} T_c \quad (3.11)$$

$$B_1 = \frac{T_c}{L_S} \quad (3.12)$$

$$C_1 = \frac{\Phi_M}{L_S} T_c \quad (3.13)$$

Per quanto riguarda la funzione costo, dovendo realizzare un regolatore che insegue la corrente di riferimento, risulta comodo misurare il quadrato della distanza tra il vettore di riferimento della corrente ed il vettore della corrente effettiva

$$d^2 = (i_{sd_{ref_{k+1}}} - i_{sd_{k+1}})^2 + (i_{sq_{ref_{k+1}}} - i_{sq_{k+1}})^2 \quad (3.14)$$

Una volta calcolate tutte le distanze sul piano d - q , si sceglie la configurazione n che ha la distanza (al quadrato) minore e la si applica.

3.3 *Compensazione del ritardo*

L'algoritmo per la previsione delle correnti fin qui descritto consiste in vari passi che devono essere compiuti:

- 1) Misura delle correnti di carico.
- 2) Previsione della correnti di carico per l'istante successivo per tutte

le possibili configurazioni dell'inverter.

- 3) Valutazione della funzione costo per ogni previsione.
- 4) Scelta della configurazione che minimizza la funzione costo.
- 5) Applicazione della nuova configurazione.

Un inverter trifase ha sette diversi vettori di tensione, per cui le previsioni delle correnti e le corrispondenti funzioni costo vengono calcolate sette volte. Come si può osservare, questo algoritmo risulta computazionalmente impegnativo, soprattutto se confrontato con un classico schema di controllo. Questo non è comunque un problema vista la potenza di calcolo dei moderni microprocessori e l'algoritmo può essere completamente eseguito in tempi dell'ordine della decina di microsecondi.

Nel caso ideale, questo tempo di calcolo risulta nullo e l'algoritmo può essere implementato senza problemi. Il risultato può essere osservato nella Figura 3.3 (a).

In realtà il tempo di calcolo tra la misurazione delle correnti di carico e l'applicazione della nuova configurazione deve essere considerato. In particolare, la nuova configurazione verrà applicata all'inizio del ciclo successivo. In questo modo viene introdotto un ciclo di ritardo nell'implementazione del sistema di controllo. Come può essere osservato in Figura 3.3 (b), a causa del ritardo la configurazione scelta dall'inverter utilizzando le misurazioni effettuate nell'istante t_k viene applicata a partire dall'istante t_{k+1} , facendo in modo che la corrente di carico si allontani dal riferimento. La configurazione successiva sarà calcolata considerando le misurazioni effettuate a t_{k+1} e sarà applicata a partire dall'istante t_{k+2} . Come conseguenza di questo ritardo, la corrente di carico oscillerà attorno al riferimento, incrementando il ripple di corrente.

Una semplice soluzione per compensare questo ritardo è tenere in considerazione il tempo di calcolo e prevedere l'effetto della

configurazione che si sta applicando sulle correnti, effettuando poi la scelta della configurazione da applicare al ciclo successivo sulla base di questa previsione. In questo modo l'algoritmo verrà modificato come segue:

- 1) Misura delle correnti di carico.
- 2) Applicazione della configurazione calcolata nel periodo precedente.
- 3) Stima del valore delle correnti all'istante t_{k+1} , considerando la configurazione applicata.
- 4) Previsione delle correnti di carico per l'istante t_{k+2} per tutte le possibili configurazioni.
- 5) Valutazione della funzione costo per ogni previsione.
- 6) Selezione della configurazione che minimizza la funzione costo.

L'applicazione del controllo predittivo con la compensazione del ritardo è mostrata in Figura 3.3 (c); le correnti misurate e la configurazione applicata all'istante t_k sono utilizzate in (3.7) e (3.8) per stimare il valore della corrente di carico all'istante t_{k+1} . Poi, questa corrente è utilizzata come punto di partenza per le previsioni di ogni configurazione. Queste previsioni vengono calcolate utilizzando le stesse equazioni traslate di un ciclo più avanti, cioè:

$$i_{sd_{k+2}} = i_{sd_{k+1}} \left[1 - \frac{R_S}{L_S} T_c \right] + i_{sq_{k+1}} [T_c \omega_k] + v_{sd_{k+1}} \left[\frac{T_c}{L_S} \right] \quad (3.15)$$

$$i_{sq_{k+1}} = i_{sq_{k+1}} \left[1 - \frac{R_S}{L_S} T_c \right] + i_{sd_{k+1}} [T_c \omega_k] + v_{sq_{k+1}} \left[\frac{T_c}{L_S} \right] - \frac{\omega_k \Phi_M}{L_S} T_c \quad (3.16)$$

Dopo aver calcolato le previsioni delle correnti per ogni configurazione all'istante t_{k+2} , viene calcolata la funzione costo e la configurazione che minimizza tale funzione è scelta per essere applicata al prossimo ciclo.

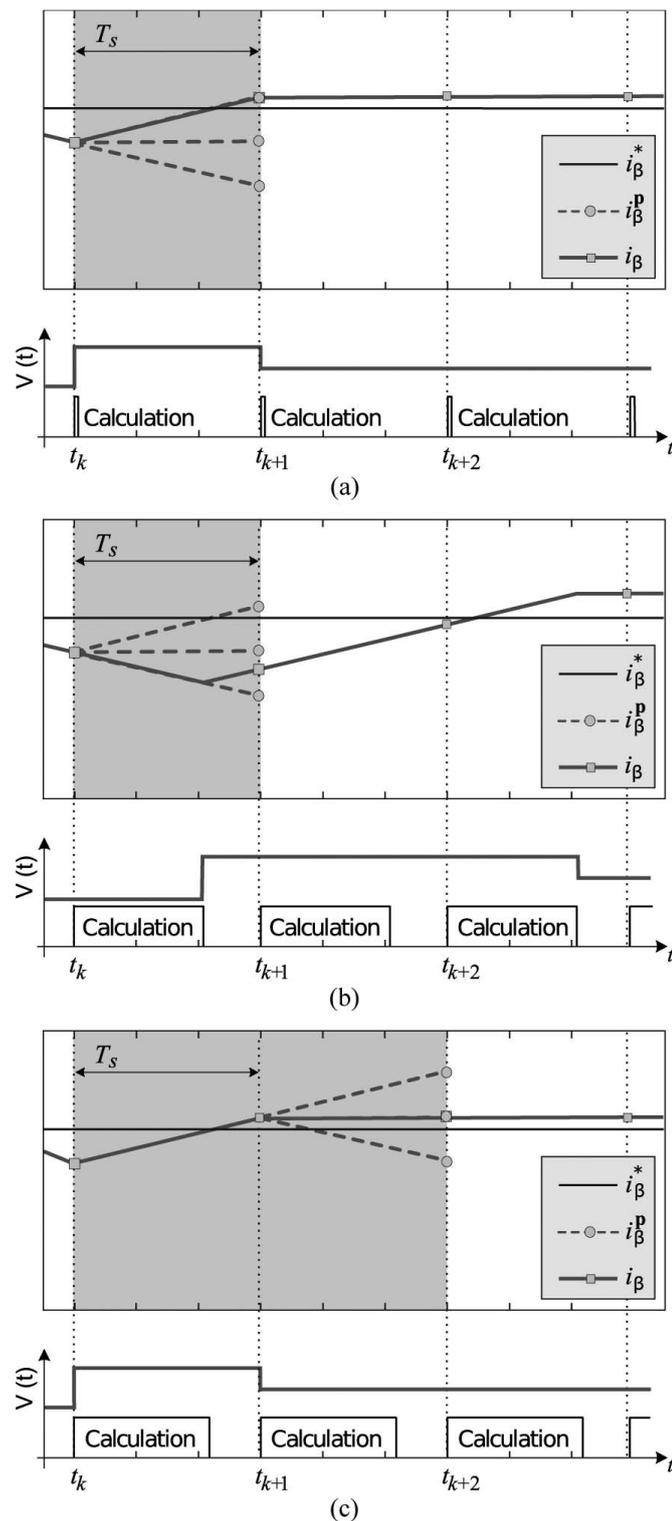


Fig. 3.3: Controllo predittivo di corrente. (a) Caso ideale: senza ritardo, cioè con tempo di calcolo nullo. (b) Caso reale: con ritardo e senza compensazione: lungo tempo di calcolo. (c) Caso reale: con ritardo e con compensazione: lungo tempo di calcolo [8].

La stima delle componenti della corrente $i_{sd_{k+1}}$ e $i_{sq_{k+1}}$ e delle componenti della tensione $v_{sd_{k+1}}$ e $v_{sq_{k+1}}$ aumenta solo marginalmente il tempo di calcolo dell'intero algoritmo, anche perché devono essere calcolate una sola volta. Oltretutto si può considerare la tensione di ingresso all'inverter, cioè la tensione di batteria, all'istante $k+1$ uguale alla tensione all'istante k in quanto il suo valore varia molto lentamente.

Capitolo 4

MODELLO DEL VEICOLO

4.1 Introduzione

In questo capitolo sono descritte la modellizzazione del veicolo ibrido di tipo serie in ambiente Simulink di Matlab e l'implementazione del sistema di controllo di tipo predittivo.

4.2 Motore a combustione interna

4.2.1 Introduzione

In questa tesi è stato preso in considerazione l'utilizzo di un modello di motore a combustione interna preesistente in Simulink. La scelta di questo modello è risultata appropriata in quanto si sono riuscite ad ottenere le prestazioni richieste con piccole modifiche, fermo restando che la progettazione e l'ottimizzazione dell'utilizzo del motore termico esula dallo scopo di questa tesi che è focalizzata sul controllo elettronico del motore di trazione.

4.2.2 Analisi e Fisica

Il modello del motore termico si basa sui risultati pubblicati da Crossley e Cook nel 1991 [9]. Esso descrive la simulazione di un motore a combustione interna quattro cilindri ad accensione comandata. La

pubblicazione di Crossley e Cook mostra come una simulazione effettuata con questo modello è stata validata attraverso l'utilizzo di dinamometri. Gli elementi chiave del modello del motore a combustione interna studiato risultano essere:

- 1) Farfalla.
- 2) Collettore di aspirazione.
- 3) Portata massica in aspirazione.
- 4) Fase di compressione.
- 5) Generazione di coppia e accelerazione.

Nel modello si utilizzano ben definiti principi fisici supportati, dove opportuno, con relazioni empiriche per descrivere la dinamica del sistema senza introdurre una maggior complessità non necessaria.

4.2.3 Relazioni fondamentali

4.2.3.1 Farfalla

Il primo elemento del modello è la farfalla. Il controllo è effettuato agendo sull'angolo di farfalla. La portata in massa di aria che il modello introduce nel collettore di aspirazione può essere espresso come il prodotto di due funzioni:

- 1) Una relazione empirica funzione del solo angolo di farfalla θ (*deg*).

$$f(\theta) = 2.821 - 0.05231 \cdot \theta + 0.10299 \cdot \theta^2 - 0.00063 \cdot \theta^3 \quad (4.1)$$

- 2) Una funzione della pressione atmosferica P_{amb} (*bar*) e della pressione del collettore di aspirazione P_m (*bar*).

$$g(P_m) = 1 \quad \text{se} \quad P_m \leq P_{amb}/2 \quad (4.2a)$$

$$g(P_m) = \frac{2}{P_{amb}} \sqrt{P_m P_{amb} - P_m^2} \quad \text{se} \quad P_{amb}/2 \leq P_m \leq P_{amb} \quad (4.2b)$$

$$g(P_m) = \frac{2}{P_m} \sqrt{P_m P_{amb} - P_{amb}^2} \quad \text{se} \quad P_{amb} \leq P_m \leq 2P_{amb} \quad (4.2c)$$

$$g(P_m) = -1 \quad \text{se} \quad P_m \geq 2P_{amb} \quad (4.2d)$$

La portata in massa di aria che il modello introduce nel collettore di aspirazione \dot{m}_{ai} (g/s) come anticipato si può esprimere:

$$\dot{m}_{ai} = f(\theta) \cdot g(P_m) \quad (4.3)$$

4.2.3.2 Collettore di aspirazione

Il modello utilizzato descrive il collettore di aspirazione con una equazione differenziale per la pressione del collettore stesso. La differenza di portata massica di aria tra ingresso e uscita determina il cambiamento della massa di aria rispetto al tempo. Questa quantità, in accordo con la legge dei gas ideali, è proporzionale alla derivata rispetto al tempo della pressione del collettore di aspirazione. Diversamente dal modello proposto da Crossley e Cook, questo modello, per semplicità, non prende in considerazione il ricircolo dei gas di scarico (EGR). L'equazione differenziale è la seguente.

$$\dot{P}_m = \frac{RT}{V_m} (\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (4.4)$$

dove R è la costante universale dei gas, T è la temperatura (K), V_m è il volume del collettore di aspirazione (m^3), \dot{m}_{ao} è la portata in massa di aria all'uscita del collettore di aspirazione e \dot{P}_m è la variazione delle pressione del collettore di aspirazione (bar/s).

4.2.3.3 Portata in massa aspirata

La portata in massa di aria che il modello introduce nel cilindro dal collettore di aspirazione è descritta nell'equazione empirica (4.5) che risulta essere funzione della pressione del collettore (bar) e della velocità di rotazione del motore (rad/s).

$$\dot{m}_{ao} = 0.366 + 0.08979 \cdot N \cdot P_m - 0.0337 \cdot N \cdot P_m^2 + 0.0001 \cdot N^2 \cdot P_m \quad (4.5)$$

Per determinare la quantità di aria immessa nel cilindro, il modello integra la portata in massa proveniente dal collettore di aspirazione fino alla fine di ogni fase di aspirazione. Questo determina la massa di aria totale presente in ogni cilindro dopo la fase di aspirazione e prima della fase di compressione.

4.2.3.4 Fase di compressione

In un motore quattro cilindri in linea quattro tempi, 180 gradi di rotazione dell'albero separano l'accensione di ogni cilindro successivo. In questo modello la fase di aspirazione, la fase di compressione, la fase di espansione e la fase di scarico sono fatte simultaneamente in quanto in ogni istante di tempo ogni cilindro si trova in una fase diversa. Per tener conto della compressione, la combustione di ogni carica di aspirazione è ritardata di 180 gradi di rotazione dell'albero a partire dalla fine della fase di aspirazione.

4.2.3.5 Generazione di coppia e accelerazione

L'elemento finale che il modello descrive è la coppia fornita dal motore. Una relazione empirica dipendente dalla massa dell'aria immessa nel cilindro per la combustione (g), dal rapporto aria/combustibile, dall'anticipo di accensione (deg prima di PMS) e dal numero di giri del motore esprime la coppia prodotta (Nm).

$$\begin{aligned} Torque_{eng} = & -181.3 + 379.36 \cdot m_a + 21.91 \cdot \left(\frac{A}{F}\right) - 0.85 \cdot \left(\frac{A}{F}\right)^2 + 0.26 \cdot \sigma \\ & - 0.0028 \cdot \sigma^2 + 0.027 \cdot N - 0.000107 \cdot N^2 + 0.00048 \cdot N \cdot \sigma \\ & + 2.55 \cdot \sigma \cdot m_a - 0.05 \cdot \sigma^2 \cdot m_a \end{aligned} \quad (4.6)$$

Con l'utilizzo del momento di inerzia del motore ($kg \cdot m^2$), attraverso l'equazione (4.7) si calcola l'accelerazione angolare del motore (rad/s^2).

$$J\dot{N} = Torque_{eng} - Torque_{load} \quad (4.7)$$

4.2.4 Modellizzazione

4.2.4.1 Blocco completo

La Figura 4.1 mostra il livello superiore del modello. In generale, i blocchi che si possono osservare corrispondono a grandi linee con la lista delle funzioni date nella descrizione del modello nel paragrafo precedente. A loro volta, all'interno di questi blocchi (o sottosistemi) sono presenti altri blocchi. I sotto paragrafi seguenti descriveranno questi blocchi più piccoli.

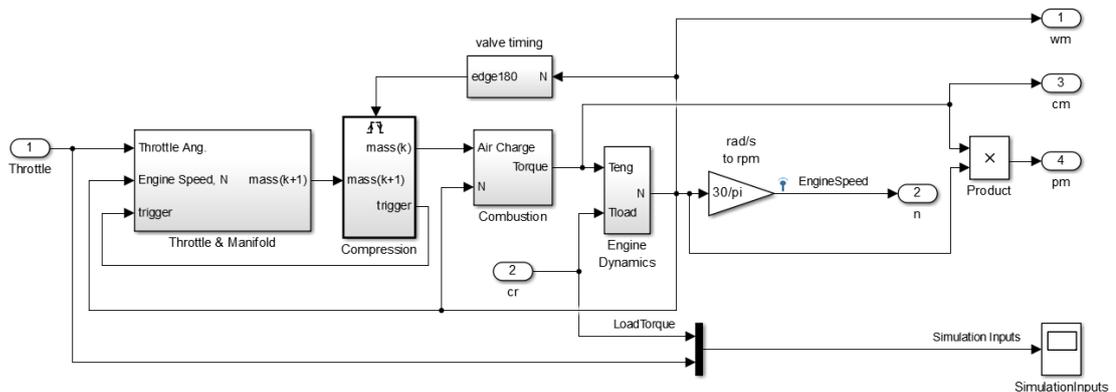


Fig. 4.1: Blocco motore a combustione interna.

L'unico ingresso del blocco del motore a combustione interna è l'angolo di farfalla e la coppia resistente altro non è che la coppia elettromagnetica prodotta dal generatore messo in rotazione dal motore stesso.

4.2.4.2 Sottosistema farfalla e collettore

Come si può osservare dalla Figura 4.2, all'interno del blocco "Throttle & Manifold" sono presenti altri due sottosistemi che rappresentano la dinamica del flusso di aria in aspirazione– il blocco farfalla e il blocco collettore.

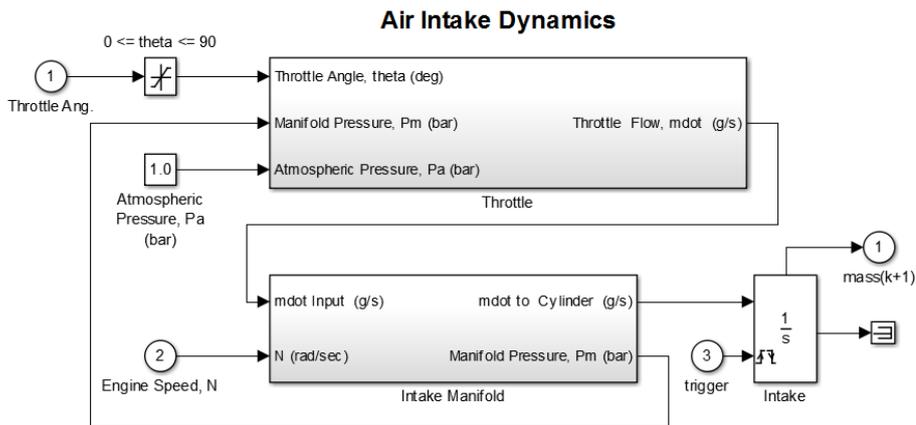
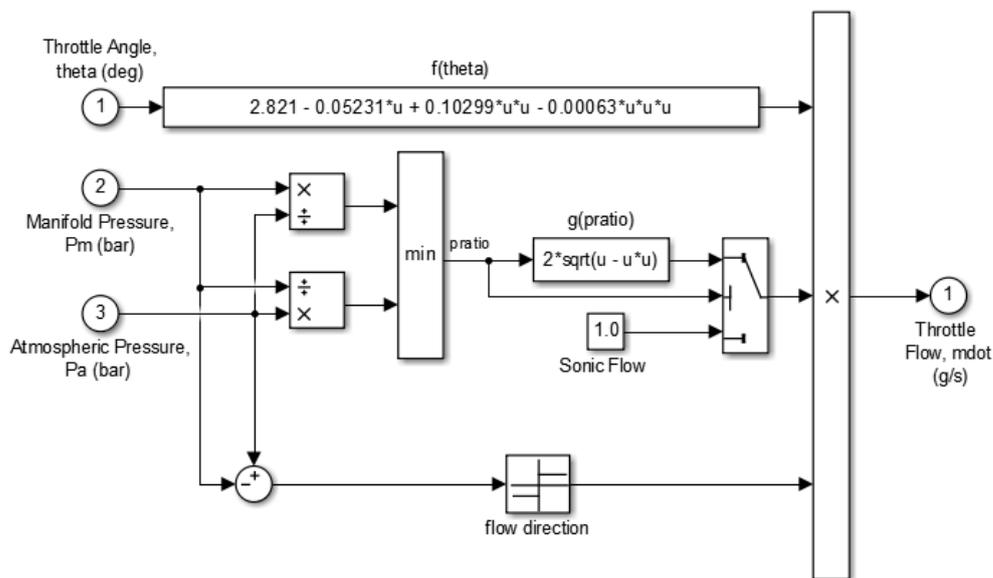


Fig. 4.2: Blocco Throttle & Manifold.

La valvola a farfalla si comporta in maniera non lineare ed è modellizzata come un sottosistema a tre ingressi. Simulink implementa le singole equazioni, in particolare le (4.1), (4.2) e (4.3), come blocchi funzione. Questo fornisce una via conveniente per descrivere una equazione non lineare con molte variabili. Come mostrato in Figura 4.3, un blocco switch determina se il flusso è sonico confrontando il rapporto di pressione con la sua soglia di switch, che è impostata su un mezzo.

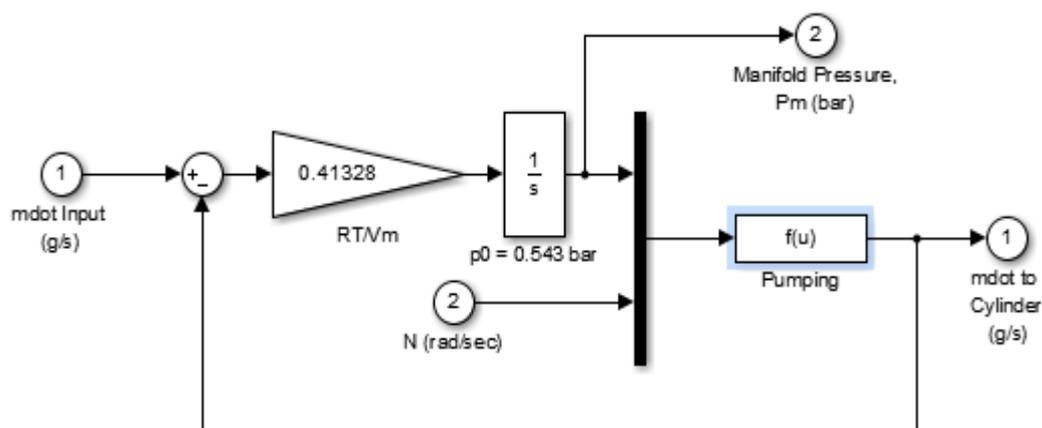


Throttle Flow vs. Valve Angle and Pressure

Fig. 4.3: Blocco Throttle.

Se il regime è sonico, il flusso è funzione solo della posizione della farfalla. La direzione del flusso è dalla regione di pressione maggiore alla regione di pressione minore ed è determinata dal blocco Segno. Con questo noto, il blocco “min” assicura che il rapporto di pressione sia sempre uguale o inferiore all’unità.

L’equazione differenziale dell’equazione (4.4) determina la pressione di aspirazione nel collettore. Una funzione blocco di Simulink, evidenziata in Figura 4.4, calcola la portata in massa che fluisce all’interno del cilindro utilizzando l’equazione (4.5).

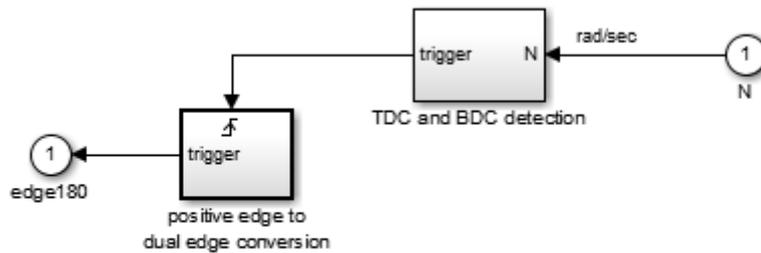


Intake Manifold Vacuum

Fig. 4.4: Blocco Intake Manifold.

4.2.4.3 Sottosistema aspirazione e compressione

Un integratore accumula il flusso di massa di aria del cilindro nel blocco di aspirazione (posizionato all’interno del sottosistema “Throttle and Manifold”). Il blocco “Valve Timing”, mostrato in Figura 4.5, genera impulsi che corrispondono a posizioni di rotazione ben definite, al fine di gestire i tempi di aspirazione e di compressione.



Rotational Velocity to Synchronized Discrete Event Conversion

Fig. 4.5: Blocco Valve Timing.

Gli eventi occorrono ogni rotazione della camma, oppure ogni 180 gradi di rotazione dell'albero motore. Ogni evento innesca una singola esecuzione del sottosistema Compressione, mostrato in Figura 4.6.

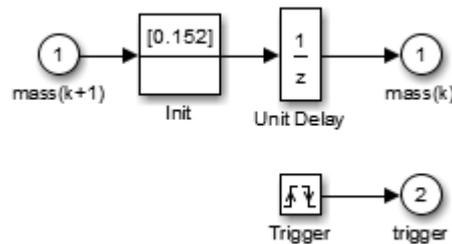


Fig. 4.6: Blocco Compression.

L'uscita del blocco Trigger permette al sottosistema Compressione di resettare l'integratore di aspirazione. In questo modo, anche se entrambi i segnali di trigger concettualmente occorrono nello stesso istante di tempo, l'uscita dell'integratore è elaborata dal blocco Compressione immediatamente prima di essere resettata. Funzionalmente, il sottosistema Compressione utilizza un blocco Unit Delay per inserire 180 gradi di ritardo tra l'aspirazione e la combustione di ogni carica di aria.

Si consideri un ciclo completo di un motore a quattro tempi per un cilindro. Durante la fase di aspirazione, il blocco Aspirazione integra il flusso di massa di aria proveniente dal collettore. Dopo 180 gradi di

rotazione della manovella, la valvola di aspirazione viene chiusa e il blocco “Unit Delay” all’interno del sottosistema Compressione fornisce un ulteriore intervallo di tempo all’integratore per riportare il pistone al PMS per simulare la fase di compressione. Il valore della massa di aria accumulata è disponibile all’uscita del sottosistema Compressione con un ritardo di 180 gradi per essere utilizzata per la combustione. Durante la fase di espansione, la manovella accelera grazie alla coppia generata dalla combustione. I 180 gradi finali, che rappresentano la fase di scarico, termina con un reset dell’integratore di aspirazione, preparandolo per il prossimo ciclo completo per questo cilindro di 720 gradi.

Per un motore quattro cilindri si possono utilizzare quattro blocchi aspirazione, quattro sottosistemi compressione, etc., ma ognuno sarà inattivo per il 75% del tempo. L’implementazione di questo modello è stata resa più efficiente grazie all’esecuzione in contemporanea di tutte le fasi del ciclo Otto. Questo è possibile in quanto, al livello di dettaglio con cui è stata eseguita la modellizzazione del motore, ogni fase è applicata ad un solo cilindro per volta.

4.2.4.4 Sottosistema combustione e generazione di coppia

La coppia generata dal motore termico, come può essere osservato in Figura 4.7, è funzione di quattro variabili. Il modello utilizza un blocco “Mux” per combinare queste quattro variabili in un vettore da fornire in ingresso ai blocchi “Torque Gen”, due blocchi funzione che implementano l’equazione empirica (4.6).

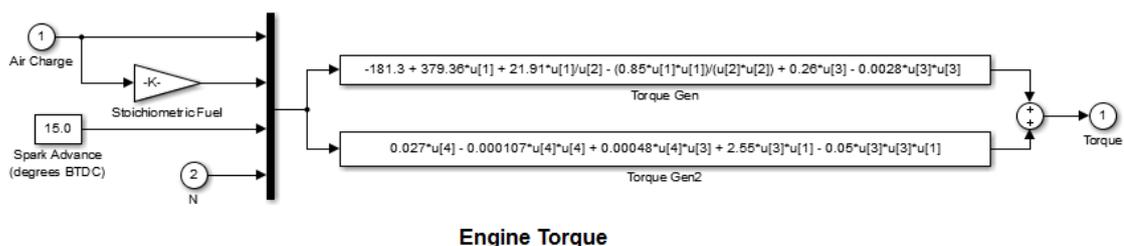


Fig. 4.7: Blocco Combustion.

La coppia resistente applicata al motore, che altro non è che la coppia elettromagnetica prodotta dal generatore accoppiato direttamente ad esso attraverso l'albero, è sommata, in quanto negativa, alla coppia motrice prodotta direttamente dal motore stesso all'interno del sottosistema "Engine Dynamics", mostrato in Figura 4.8. Il risultato di questa operazione è diviso per l'inerzia del blocco motore-generatore per ricavare l'accelerazione che a sua volta sarà integrata per ottenere la velocità dell'albero motore.

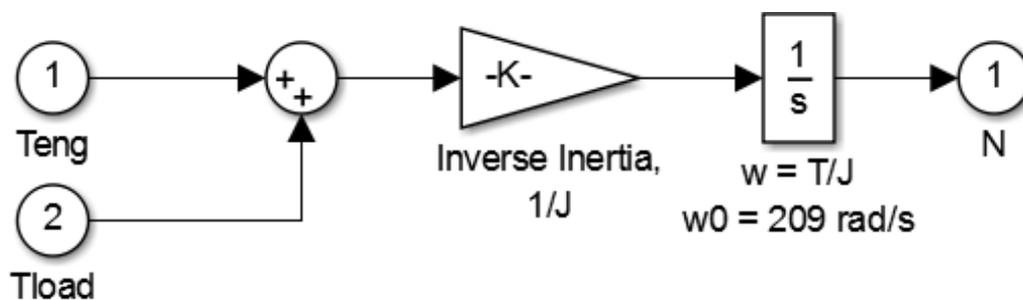


Fig. 4.8: Blocco Engine Dynamics.

4.3 Generatore Brushless

Il blocco relativo al generatore brushless, mostrato in Figura 4.9, rappresenta la modellizzazione delle equazioni descritte nel Capitolo 2 all'interno del paragrafo 2.3 relativo alle macchine sincrone. Accoppiato direttamente all'albero del motore termico, da una parte ricava la coppia elettromagnetica prodotta che risulterà proprio la coppia resistente applicata al motore a combustione interna, dall'altra invece ricava le tre tensioni di statore che verranno inviate all'ingresso di un ponte raddrizzatore non controllato trifase. Il blocco denominato Brushless è il nucleo centrale del generatore e rappresenta la parte più complessa; tale blocco è lo stesso sia per il generatore che per il motore e sarà mostrato in seguito.

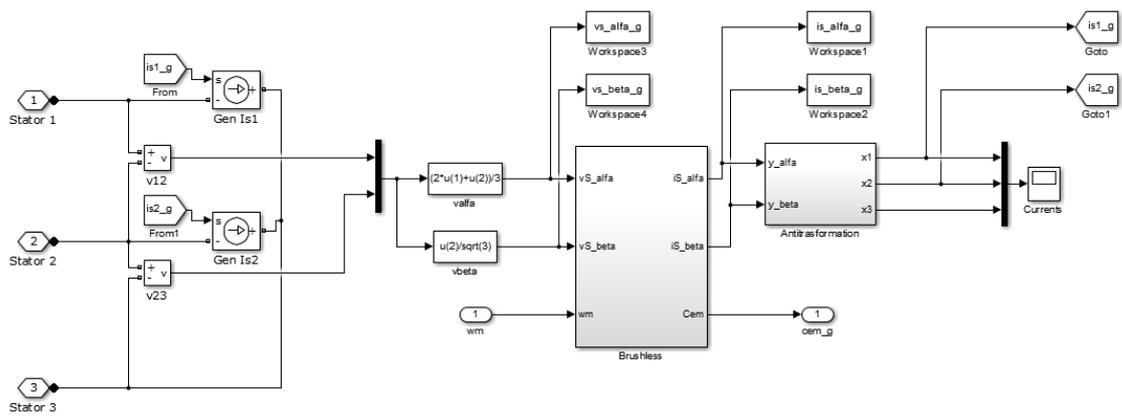


Fig. 4.9: Blocco Generatore Brushless.

4.4 Raddrizzatore a ponte non controllato trifase

Il blocco relativo al ponte raddrizzatore non controllato trifase, mostrato in Figura 4.10, rappresenta la modellizzazione di quanto descritto nel Capitolo 2 all'interno del paragrafo 2.4. Il raddrizzatore trasforma l'energia elettrica alternata proveniente dal generatore brushless in energia elettrica continua che sarà utilizzata per ricaricare la batteria del veicolo elettrico ibrido serie. Nei blocchi che simulano il comportamento dei diodi è possibile modificare i principali parametri di funzionamento del componente.

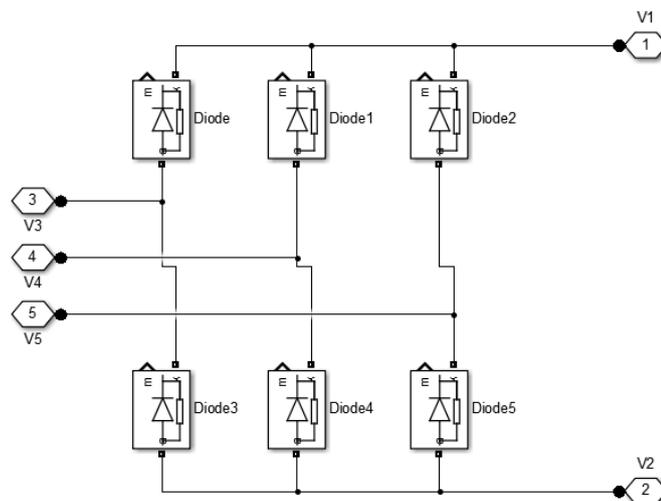


Fig. 4.10: Blocco Raddrizzatore a ponte non controllato trifase.

4.5 Batterie

La batteria utilizzata nel modello, mostrata un Figura 4.11, è una batteria standard presente nella libreria di Simulink, della quale è possibile impostare la tipologia di batteria (agli Ioni di Litio, al Piombo, etc.), la tensione nominale e la capacità.

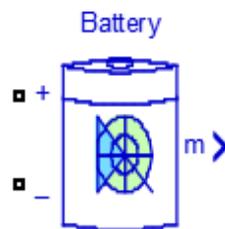


Fig. 4.11: Batteria utilizzata nel modello.

4.6 Controllo predittivo di corrente

4.6.1 Introduzione

Il blocco funzione Matlab, mostrato in Figura 4.12, è responsabile del controllo predittivo da effettuare sull'inverter e di una corretta esecuzione del deflussaggio. In questo paragrafo sarà effettuata una descrizione sommaria; il testo completo del codice potrà essere consultato nella Appendice A.

4.6.2 Tecnica di deflussaggio

4.6.2.1 Generalità

Per l'implementazione di una corretta strategia di deflussaggio, innanzi tutto bisogna definire alcuni specifici valori di ω . Dalla Figura 4.13, si definisce ω_1 velocità base, ω_2 velocità limite con $i_{sd} = 0$ e ω_3 velocità limite con i_{sd} ottimale.

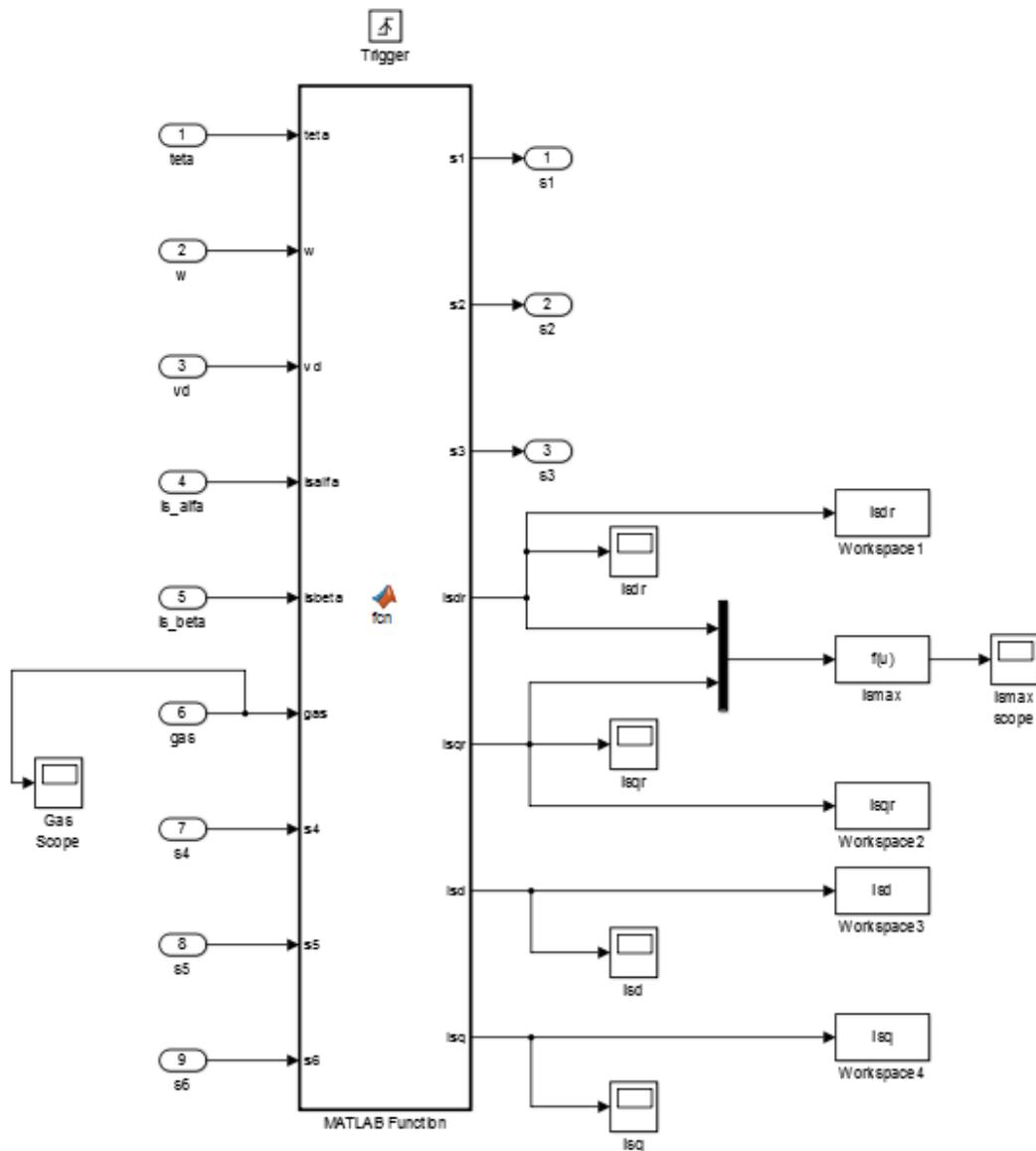


Fig. 4.12: Blocco funzione per controllo predittivo della corrente ed esecuzione del deflussaggio.

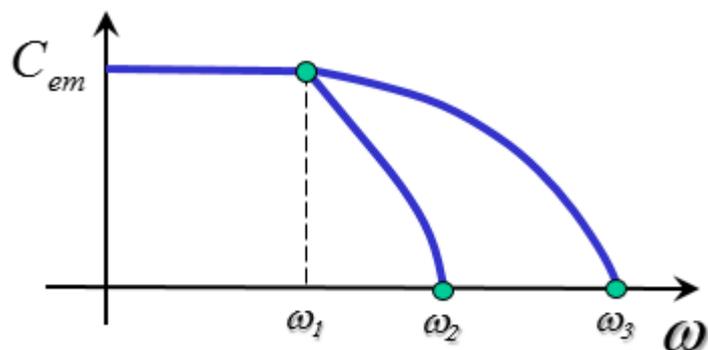


Fig. 4.13: Curve di coppia di un motore brushless.

Ragionando sul piano I_{sd} - I_{sq} , risulta utile partire dalle equazioni (2.120) e (2.123) che, rispettivamente, rappresentano il limite di corrente ed il limite di tensione.

$$\sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \leq I_{s,max} \quad (2.120)$$

$$\left(I_{sd} + \frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2 + I_{sq}^2 \leq \left(\frac{V_{S,max}}{\omega L_S} \right)^2 \quad (2.123)$$

Per la velocità base ω_1 si può scrivere

$$\frac{V_{S,max}}{\omega_1 L_S} = \sqrt{I_{S,max}^2 + \left(\frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2} \quad (4.8)$$

$$\omega_1 = \frac{V_{S,max}}{L_S \sqrt{I_{S,max}^2 + \left(\frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2}} \quad (4.9)$$

Per la velocità limite ω_2 si può scrivere

$$\frac{V_{S,max}}{\omega_2 L_S} = \frac{\Phi_M}{L_S} \quad (4.10)$$

$$\omega_2 = \frac{V_{S,max}}{\Phi_M} \quad (4.11)$$

Per la velocità limite ω_3 si può scrivere

$$\frac{V_{S,max}}{\omega_3 L_S} = \left(\frac{\Phi_M}{L_S} - I_{S,max} \right) \quad (4.12)$$

$$\omega_3 = \frac{V_{S,max}}{\Phi_M - L_S I_{S,max}} \quad (4.13)$$

Facendo il rapporto tra la (4.11) e la (4.9) si ottiene

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{V_{S,max}}{\Phi_M} \frac{L_S \sqrt{I_{S,max}^2 + \left(\frac{\Phi_M}{L_S}\right)^2}}{V_{S,max}} \quad (4.14)$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1 + \frac{L_S^2 I_{S,max}^2}{\Phi_M^2}} \quad (4.15)$$

Facendo il rapporto tra la (4.13) e la (4.9) si ottiene

$$\frac{\omega_3}{\omega_1} = \frac{V_{S,max}}{\Phi_M - L_S I_{S,max}} \frac{L_S \sqrt{I_{S,max}^2 + \left(\frac{\Phi_M}{L_S}\right)^2}}{V_{S,max}} \quad (4.16)$$

$$\frac{\omega_3}{\omega_1} = \frac{\sqrt{\Phi_M^2 + L_S^2 I_{S,max}^2}}{(\Phi_M - L_S I_{S,max})}$$

$$\frac{\omega_3}{\omega_1} = \frac{\sqrt{1 + \frac{L_S^2 I_{S,max}^2}{\Phi_M^2}}}{\left(1 - \frac{L_S I_{S,max}}{\Phi_M}\right)} \quad (4.17)$$

Per compattare ulteriormente si definisce la variabile α .

$$\alpha = \frac{L_S I_{S,max}}{\Phi_M} \quad (4.18)$$

Sostituendo la (4.18) nella (4.15) e nella (4.17) si ottiene che

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1 + \alpha^2} \quad (4.19)$$

$$\frac{\omega_3}{\omega_1} = \frac{\sqrt{1 + \alpha^2}}{(1 - \alpha)} \quad (4.20)$$

Ricordando che per il motore brushless vale l'equazione (2.126)

$$\frac{\Phi_M}{L_S} > I_{S,max} \quad (2.126)$$

si può immediatamente dedurre che

$$0 < \alpha < 1 \quad (4.21)$$

Note le relazioni appena ricavate, mostrate in Figura 4.14, si può passare ora al vero calcolo per l'implementazione del deflussaggio. Verranno presentati i casi in cui $I_{Sq} > 0$. I casi con $I_{Sq} < 0$ risultano facilmente ricavabili e possono essere consultati nel codice in Appendice A.

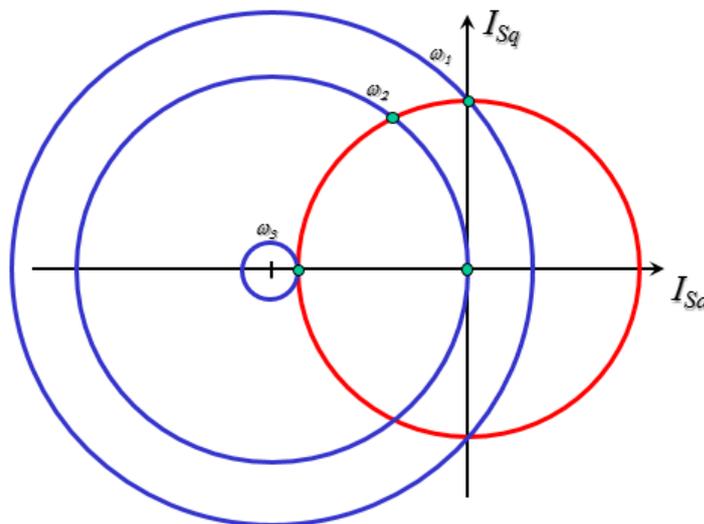


Fig. 4.14: Rappresentazione delle velocità angolari ricavate.

4.6.2.2 Caso $\omega > \omega_3$ per $I_{Sq} > 0$

Nel caso in cui la velocità angolare ω sia superiore alla velocità angolare ω_3 allora i nuovi riferimenti delle correnti saranno

$$I'_{Sd,ref} = -I_{S,max} \quad (4.22a)$$

$$I'_{Sq,ref} = 0 \quad (4.22b)$$

4.6.2.3 Caso $\omega_2 < \omega < \omega_3$ per $I_{Sq} > 0$

Nel caso in cui la velocità angolare ω sia compresa tra le velocità angolari ω_2 e ω_3 , si deve procedere innanzi tutto valutando l'intersezione tra il cerchio di corrente e il cerchio di tensione.

$$\begin{cases} I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2 = I_{S,max}^2 \\ \left(I_{Sd} + \frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2 + I_{Sq}^2 = \left(\frac{V_{S,max}}{\omega L_S} \right)^2 \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} I_{Sq}^2 = I_{S,max}^2 - I_{Sd}^2 \\ \left(I_{Sd} + \frac{\Phi_M}{L_S} \right)^2 + I_{S,max}^2 - I_{Sd}^2 = \left(\frac{V_{S,max}}{\omega L_S} \right)^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{Sd}^2 + \frac{\Phi_M^2}{L_S^2} + 2 I_{Sd} \frac{\Phi_M}{L_S} + I_{S,max}^2 - I_{Sd}^2 = \left(\frac{V_{S,max}}{\omega L_S} \right)^2 \\ I_{Sq}^2 = I_{S,max}^2 - I_{Sd}^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{Sd} = \left(\frac{V_{S,max}}{\omega} \right)^2 \frac{1}{2 \Phi_M L_S} - \frac{\Phi_M}{2 L_S} - \frac{I_{S,max}^2 L_S}{2 \Phi_M} \\ I_{Sq} = \sqrt{I_{S,max}^2 - I_{Sd}^2} \end{cases} \quad (4.24)$$

Tenendo conto della (4.24) e tenendo conto della corrente di riferimento richiesta $I_{Sq,ref}$, se

$$I_{sq,ref} < I_{sq} \quad (4.25a)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq,ref} \quad (4.25b)$$

$$I'_{sd,ref} = \sqrt{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega L_s}\right)^2 - I_{sq,ref}^2} - \frac{\Phi_M}{L_s} \quad (4.25c)$$

Se invece

$$I_{sq,ref} > I_{sq} \quad (4.26a)$$

$$I'_{sd,ref} = I_{sd} \quad (4.26b)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq} \quad (4.26c)$$

4.6.2.4 Caso $\omega_1 < \omega < \omega_2$ per $I_{sq} > 0$

Nel caso in cui la velocità angolare ω sia compresa tra le velocità angolari ω_1 e ω_2 , si deve procedere innanzi tutto valutando l'intersezione tra l'asse I_{sq} e il cerchio di tensione.

$$\begin{cases} I_{sd} = 0 \\ \left(I_{sd} + \frac{\Phi_M}{L_s}\right)^2 + I_{sq}^2 = \left(\frac{V_{s,max}}{\omega L_s}\right)^2 \end{cases} \quad (4.27)$$

$$\begin{cases} I_{sd} = 0 \\ I_{sq} = \sqrt{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega L_s}\right)^2 - \left(\frac{\Phi_M}{L_s}\right)^2} \end{cases} \quad (4.28)$$

Se

$$I_{sq,ref} < I_{sq} \quad (4.29a)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq,ref} \quad (4.29b)$$

$$I'_{sd,ref} = 0 \quad (4.29c)$$

In caso contrario a (4.29a), dopo aver valutato l'intersezione tra il cerchio di corrente e il cerchio di tensione, come precedentemente fatto con risultato (4.24)

$$\begin{cases} I_{sd} = \left(\frac{V_{s,max}}{\omega}\right)^2 \frac{1}{2\Phi_M L_S} - \frac{\Phi_M}{2L_S} - \frac{I_{s,max}^2 L_S}{2\Phi_M} \\ I_{sq} = \sqrt{I_{s,max}^2 - I_{sd}^2} \end{cases} \quad (4.24)$$

e tenendo conto della corrente di riferimento richiesta $I_{sq,ref}$, se

$$I_{sq,ref} < I_{sq} \quad (4.30a)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq,ref} \quad (4.30b)$$

$$I'_{sd,ref} = \sqrt{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega L_S}\right)^2 - I_{sq,ref}^2} - \frac{\Phi_M}{L_S} \quad (4.30c)$$

Se invece

$$I_{sq,ref} > I_{sq} \quad (4.31a)$$

$$I'_{sd,ref} = I_{sd} \quad (4.31b)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq} \quad (4.31c)$$

4.6.2.5 Caso $\omega < \omega_1$ per $I_{sq} > 0$

Nel caso in cui la velocità angolare ω sia inferiore alla velocità angolare ω_1 , tenendo conto della corrente di riferimento richiesta $I_{sq,ref}$, allora i nuovi riferimenti delle correnti saranno

$$I'_{sd,ref} = 0 \quad (4.32a)$$

$$I'_{sq,ref} = I_{sq,ref} \quad (4.32b)$$

4.7 Inverter trifase

Il blocco relativo all'inverter trifase, mostrato in Figura 4.15, rappresenta la modellizzazione di quanto descritto nel Capitolo 2 all'interno del paragrafo 2.5. L'inverter trasforma l'energia elettrica continua proveniente dalla batteria in energia elettrica alternata che sarà utilizzata per alimentare il motore di trazione del veicolo. I segnali di gate provengono dal blocco Modulation mostrato in Figura 4.16 e vengono ottenuti dalla trasformazione delle funzioni di commutazione in uscita dal blocco che esegue il controllo predittivo di corrente.

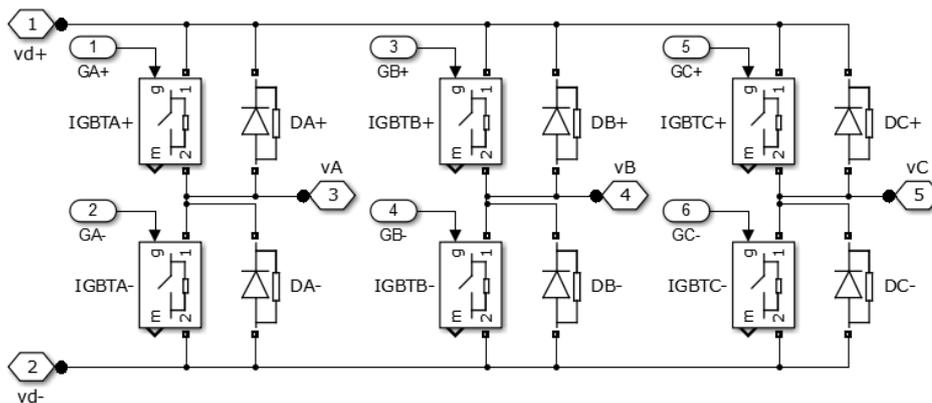


Fig. 4.15: Blocco Inverter trifase.

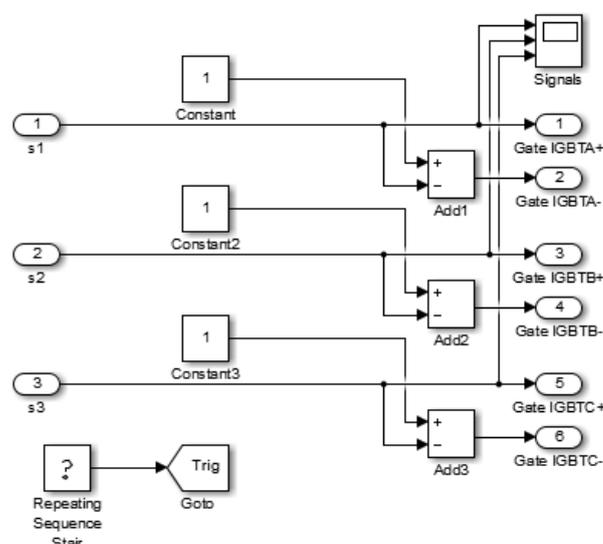


Fig. 4.16: Blocco Modulazione.

4.8 Motore brushless

Il blocco relativo al motore brushless, di trazione, mostrato in Figura 4.17, rappresenta la modellizzazione delle equazioni descritte nel Capitolo 2 all'interno del paragrafo 2.3 relativo alle macchine sincrone. Alimentato dalla tensione trifase in uscita dall'inverter, il motore brushless genera una coppia motrice che deve essere in grado, entro limiti realistici, di vincere la coppia resistente generata dalla dinamica del veicolo.

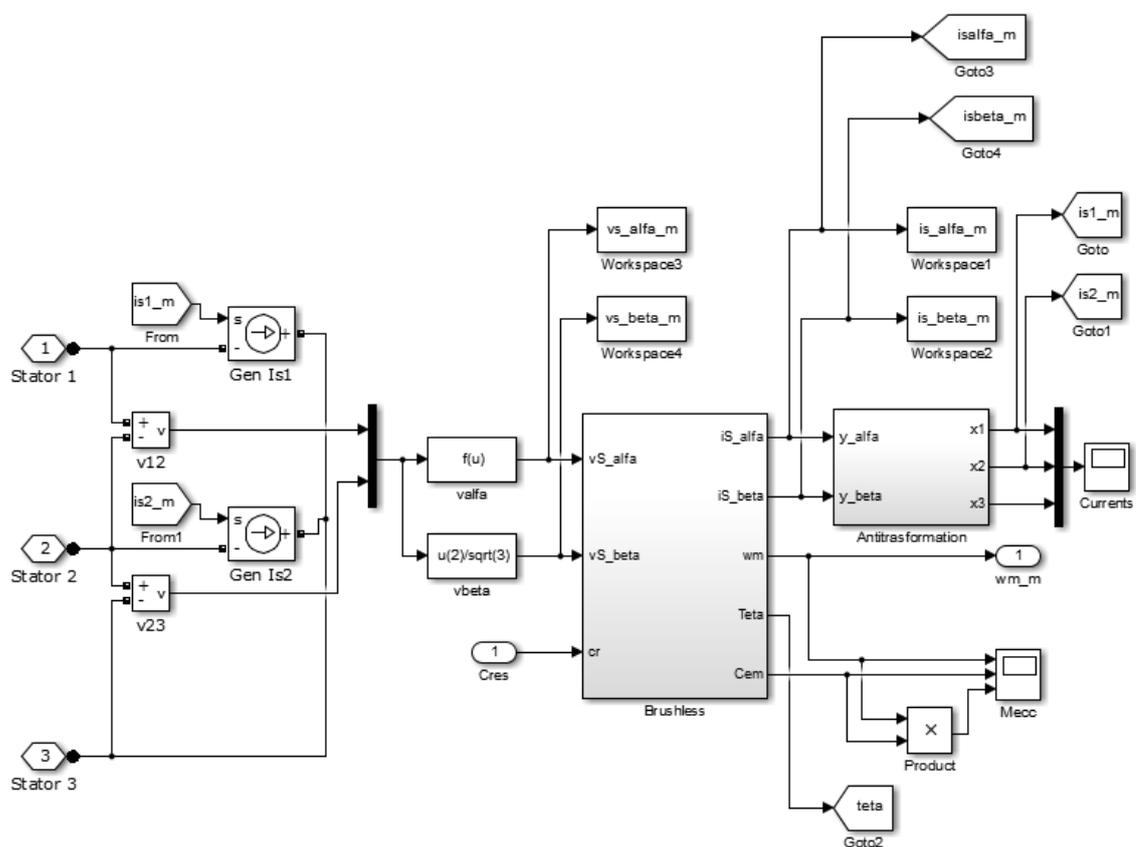


Fig. 4.17: Blocco Motore Brushless.

Il blocco Brushless, uguale sia per il generatore che per il motore, è la parte che rappresenta la maggiore complessità del sottosistema e viene mostrato in Figura 4.18.

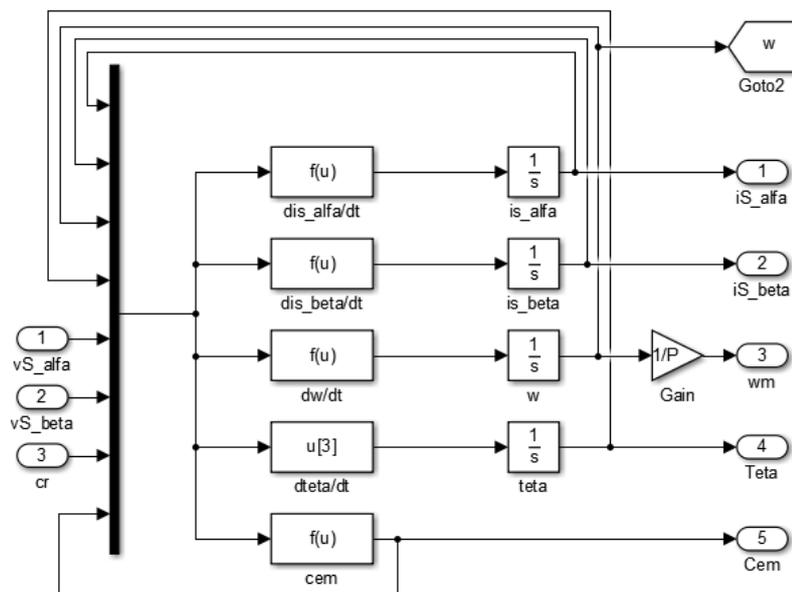


Fig. 4.18: Blocco Brushless all'interno del motore.

4.9 Dinamica del veicolo

Il blocco relativo alla dinamica del veicolo, mostrato in Figura 4.19, rappresenta la modellizzazione di quanto descritto nel Capitolo 2 all'interno del paragrafo 2.6. Il blocco ha in ingresso la velocità dell'albero del motore di trazione e calcola la velocità del veicolo e la coppia resistente da applicare al motore brushless.

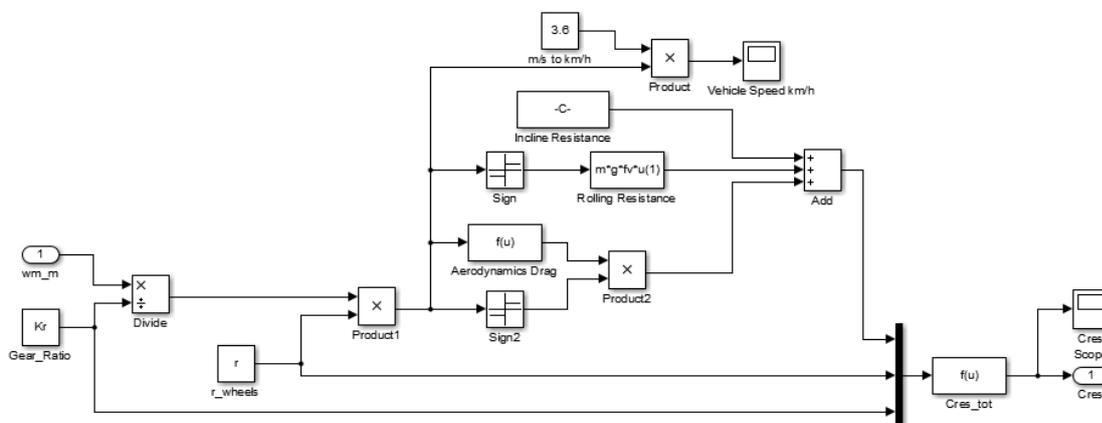


Fig. 4.19: Blocco Dinamica del veicolo.

4.10 *Veicolo elettrico ibrido serie*

In Figura 4.20, nella pagina seguente, è mostrato il veicolo ibrido elettrico serie nella sua interezza, modellizzato sfruttando tutte le parti sopra descritte.

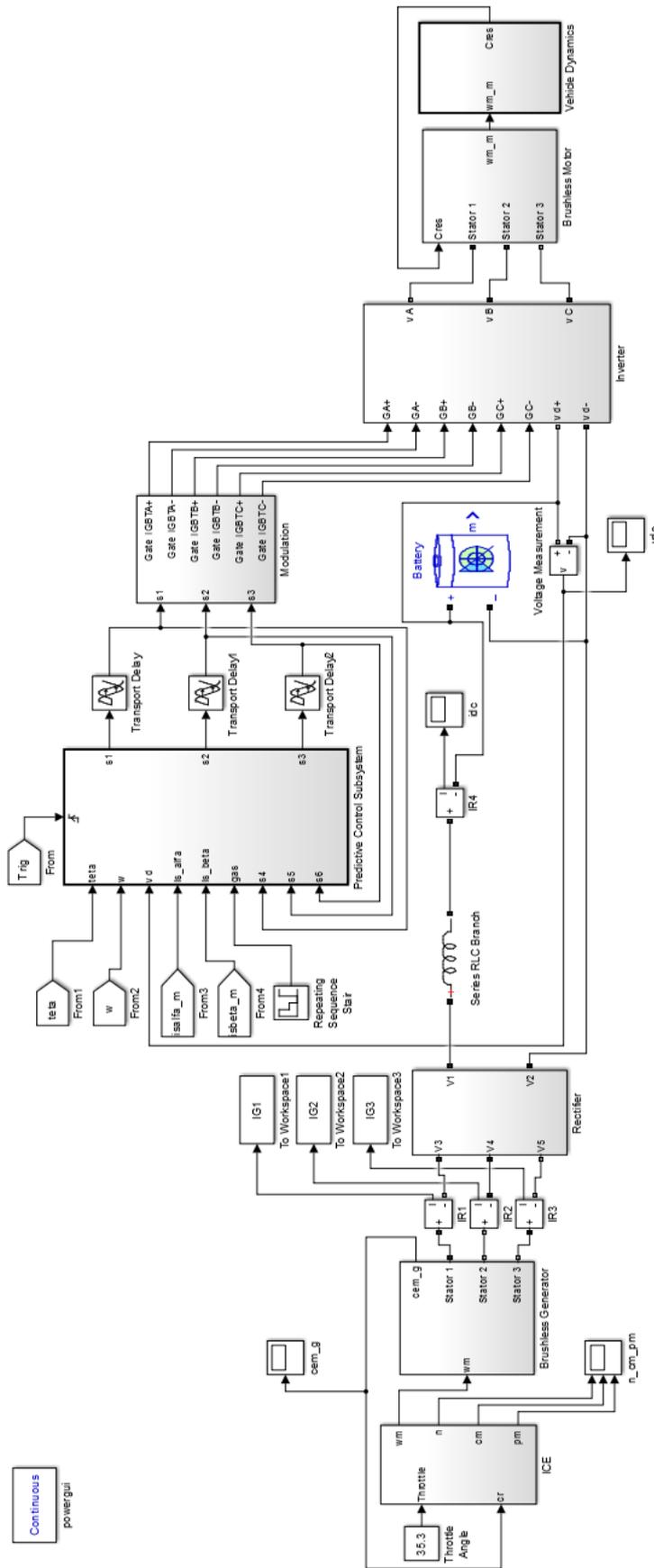


Fig. 4.20: Modello completo del veicolo elettrico ibrido serie.

Capitolo 5

SIMULAZIONI

5.1 Introduzione

In questo capitolo sono presentate le simulazioni effettuate in ambiente Simulink di Matlab del veicolo elettrico ibrido serie con controllo vettoriale del motore brushless a magneti superficiali con regolatore di corrente di tipo predittivo.

5.2 Parametri del modello

In questo paragrafo vengono mostrati i parametri principali utilizzati nelle simulazioni del veicolo elettrico ibrido serie modellizzato secondo i criteri del capitolo precedente.

I parametri utilizzati per la parte a valle della batteria sono i seguenti.

```
%Dinamica Veicolo
roair=1.204;
Cx=0.3;
Sf=2.38;
m=1315;
fv=0.013;
g=9.81;
r=0.342;

%Riduttore
etarid=0.95;
Kr=10;
```

```
%Dati Motore Brushless
P=2
RS=0.0404
LS=0.001
FM=0.24
JTOT=(m*(r^2))/(Kr^2)

is_alfa_0=0
is_beta_0=0
wm_0=0.1
teta_0=-pi/2-pi/6

ismax=206.5

%Tempo ciclo
tc=50e-6

%conteggio commutazioni rami
ramo1=0;
ramo2=0;
ramo3=0;
```

I parametri utilizzati per la parte a monte della batteria sono i seguenti.

```
%Dati Generatore Brushless
P=2
RS=0.21
LS=0.0022
FM=0.36
JTOT=0.8

is_alfa_0=0
is_beta_0=0
wm_0=628.3
teta_0=-pi/2-pi/6

%Tempo ciclo
tc=50e-6

% Velocità iniziale ICE (rad/s)
wice0=628.3
jtotg=0.14+0.008
```

Le simulazioni eseguite per mostrare il comportamento del veicolo sono tutte effettuate con il blocco motore a combustione interna-generatore spento, con batteria ad alti livelli di carica e con compensazione del ritardo di calcolo dell'algoritmo di controllo. Questo significa che la condizione operativa che viene utilizzata durante le simulazioni è la modalità puro elettrico.

5.3 Funzionamento del gruppo ICE-GEN

Prima di mostrare i risultati ottenuti con la simulazione è opportuno dare qualche chiarimento in merito alle scelte effettuate. Il motore termico lavora accoppiato in modo diretto, attraverso l'albero motore, con il generatore brushless. La potenza meccanica generata risulta essere il prodotto tra la coppia del motore stesso e la velocità di rotazione. Il blocco motogeneratore è disaccoppiato dalla parte propulsiva della vettura e, in particolare, dalle ruote; per questo, al motore a combustione interna non è richiesto di fornire una coppia molto elevata ma "solo" la potenza necessaria per ricaricare le batterie o, eventualmente, bypassarle per fornire potenza direttamente al motore elettrico di trazione. Una coppia elevata implica avere azionamenti elettrici di maggior ingombro e, di conseguenza, anche con pesi e inerzie maggiori. Per questa serie di motivi il motore a combustione interna dovrà essere in grado di erogare la potenza desiderata con velocità di rotazioni elevate. Il modello di motore a combustione interna già preesistente in ambiente Simulink di Matlab permette di viaggiare a circa 6000 rpm erogando una potenza compresa tra i 45/50 KW. Il valore di 6000 rpm risulta un valore sensato in quanto può essere verificato che il picco di potenza, ad una apertura di farfalla fissata, è intorno a 9000 rpm e il picco di coppia intorno ai 5000 rpm. Infatti, a livello teorico, come mostrato in Figura 5.1, il minimo consumo di carburante è compreso tra questi due picchi. Poiché esula dallo scopo di questa tesi cercare di ottimizzare la scelta del motore in funzione del minimo consumo e il suo controllo, è risultato comodo ricercare un valore di angolo di farfalla che permettesse di verificare il corretto funzionamento del gruppo motogeneratore alla velocità di circa 6000 rpm. Ovviamente, come si può vedere in Figura 5.2, la velocità di rotazione dell'albero motore si assesta attorno ai 6000 rpm. E' da notare come ovviamente la velocità di rotazione tenda a calare; questo accade in quanto il generatore ricarica correttamente la

batteria che, aumentando la propria tensione, aumenta il carico sul generatore stesso, che porta ad un aumento di coppia resistente e, di conseguenza, ad un calo di velocità di rotazione se la farfalla è mantenuta fissa. In Figura 5.3 è mostrata la corrente sul lato continuo del raddrizzatore, opportunamente filtrata con una induttanza per diminuirne il ripple. La ricarica della batteria viene mostrata in Figura 5.4 e dimostra come effettivamente il blocco ICE-GEN funziona in maniera corretta e sufficiente per lo svolgimento di questa tesi. Inoltre, essendo questo blocco perfettamente disaccoppiato dalla parte di trazione, è stato ritenuto opportuno focalizzarsi solo sulla parte a valle della batteria utilizzando sempre una carica della batteria molto elevata mantenendo il gruppo motogeneratore sempre spento. Nonostante questa scelta viene mostrato come, in caso di normale circolazione del veicolo, se la carica della batteria risultasse troppo bassa, la sua ricarica potrà essere effettuata correttamente con l'accensione del motore termico.

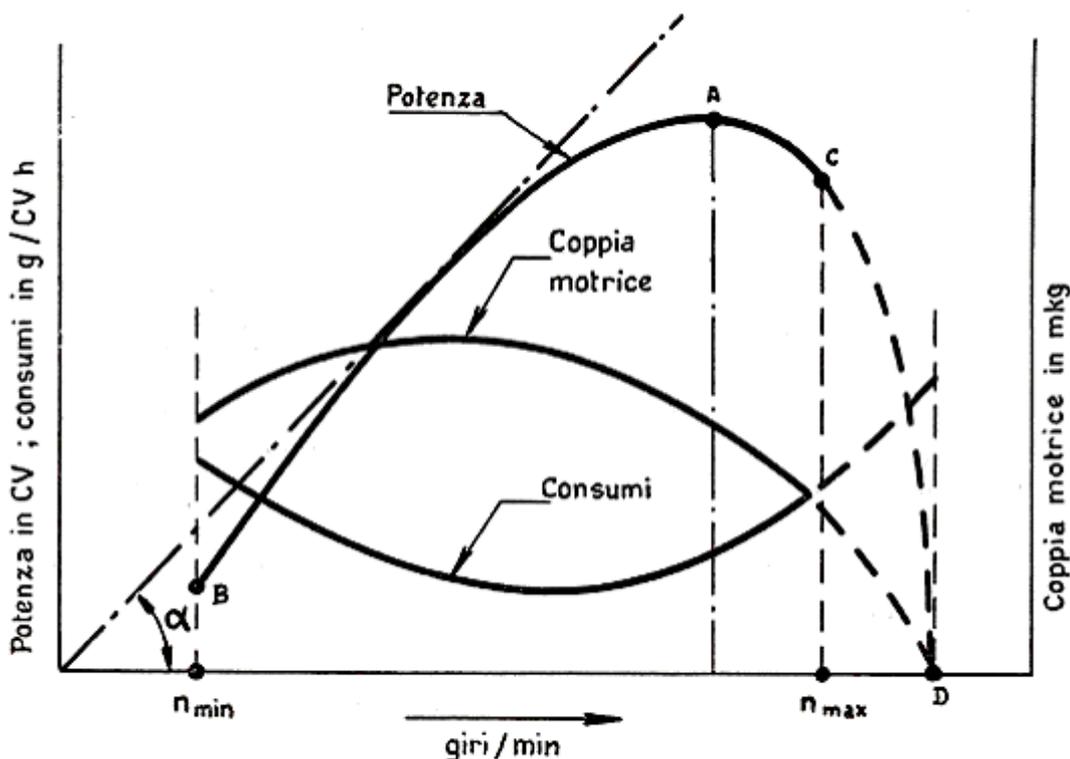


Fig. 5.1: Curva Coppia-Potenza-Consumi [a].

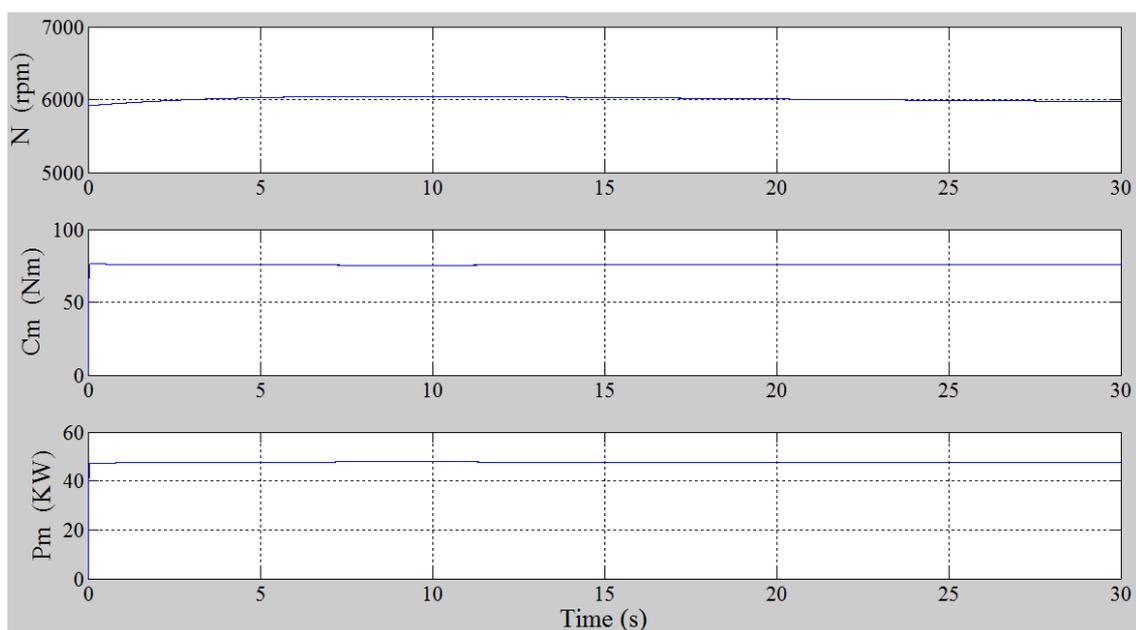


Fig. 5.2: Curve di Velocità, Coppia e Potenza generata dal motore a combustione interna.

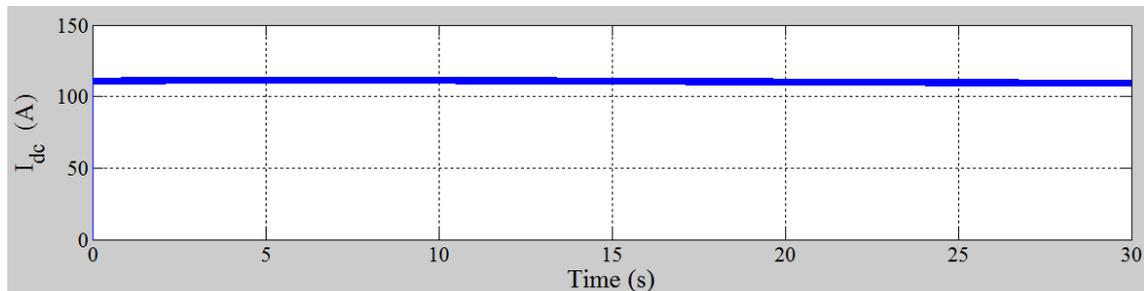


Fig. 5.3: Corrente in uscita dal generatore.

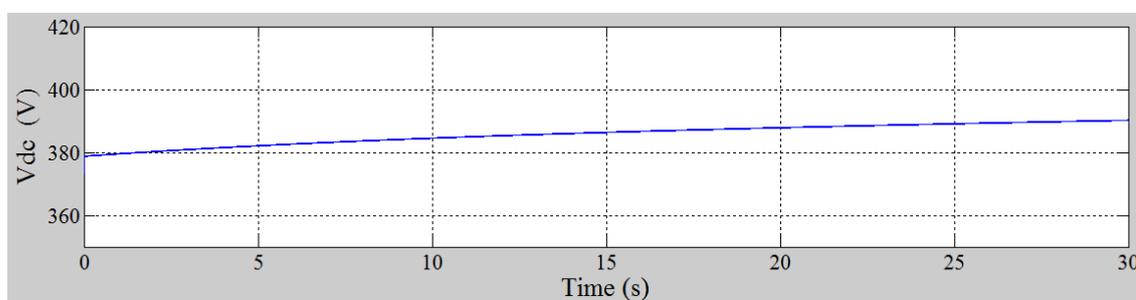


Fig. 5.4: Tensione di batteria.

5.4 Accelerazione “a tutto gas”

La prima simulazione della trazione della vettura riguarda, come si può osservare dalla Figura 5.5, una accelerazione “a tutto gas” per 60 secondi.

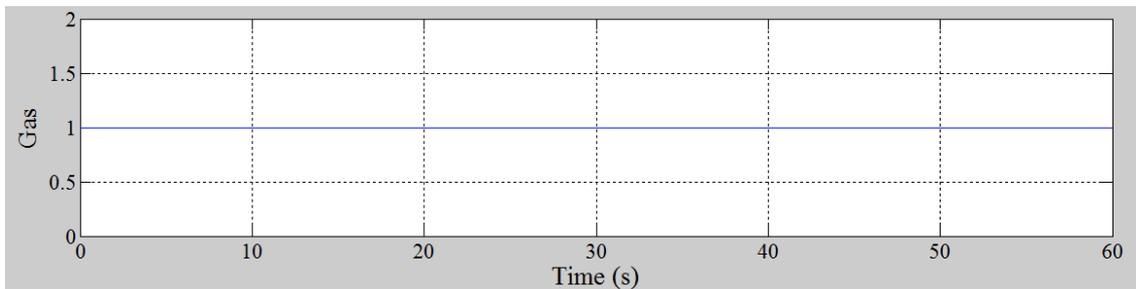


Fig. 5.5: Gas.

Si nota, in Figura 5.6, come effettivamente la macchina accelera in modo ottimale, con una accelerazione 0-100 km/h paragonabile a quella delle migliori utilitarie attualmente in commercio. Il corretto funzionamento è sottolineato dalla batteria che, come mostrato in Figura 5.7, si scarica lentamente. In questa tesi non si è tenuto conto dell'eventuale controllo di trazione per evitare lo slittamento delle gomme sull'asfalto.

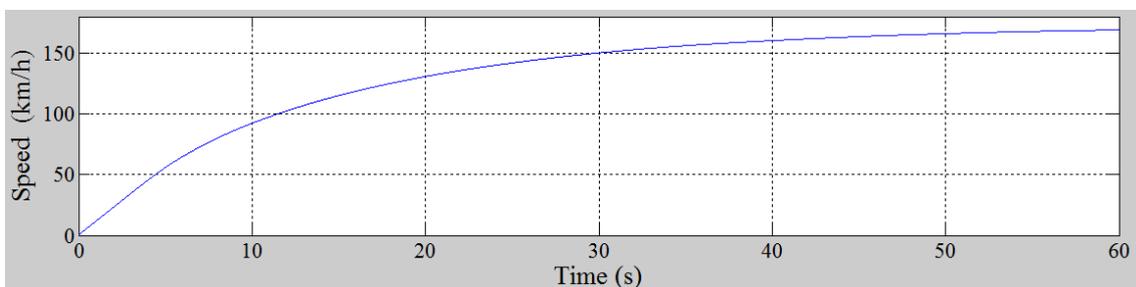


Fig. 5.6: Velocità del veicolo.

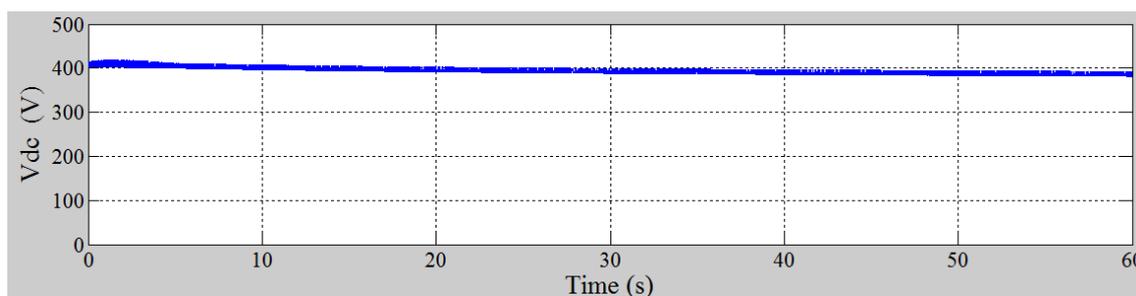


Fig. 5.7: Tensione di batteria.

Entrando nel dettaglio, il corretto funzionamento del controllo vettoriale con regolatore predittivo di corrente è verificato nelle figure a seguire.

In Figura 5.8 e in Figura 5.9 sono mostrati rispettivamente I_{sd} e I_{sq} di riferimento. Osservando la Figura 5.10, dove è mostrato I_{sq} di riferimento in funzione di I_{sd} di riferimento, si può notare come l'algoritmo implementato esegue correttamente il deflussaggio.

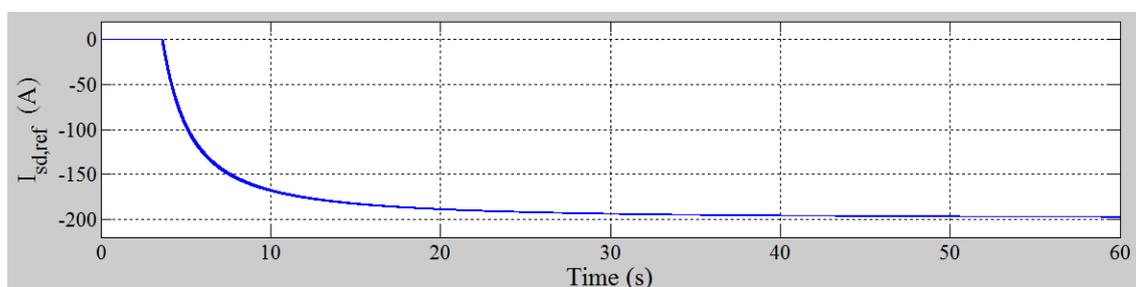


Fig. 5.8: $I_{sd,ref}$.

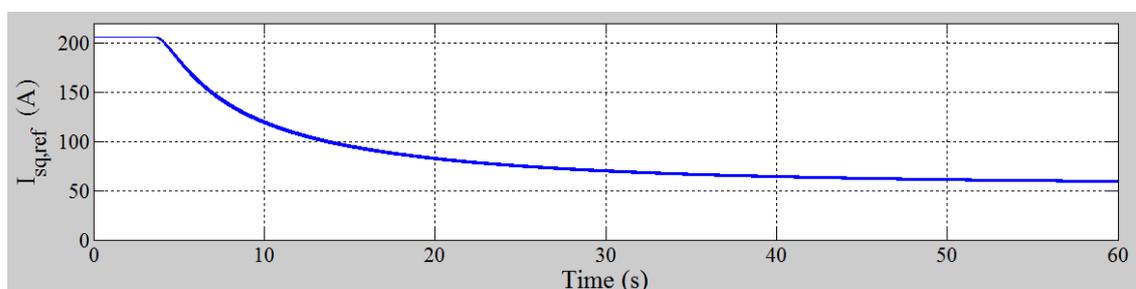


Fig. 5.9: $I_{sq,ref}$.

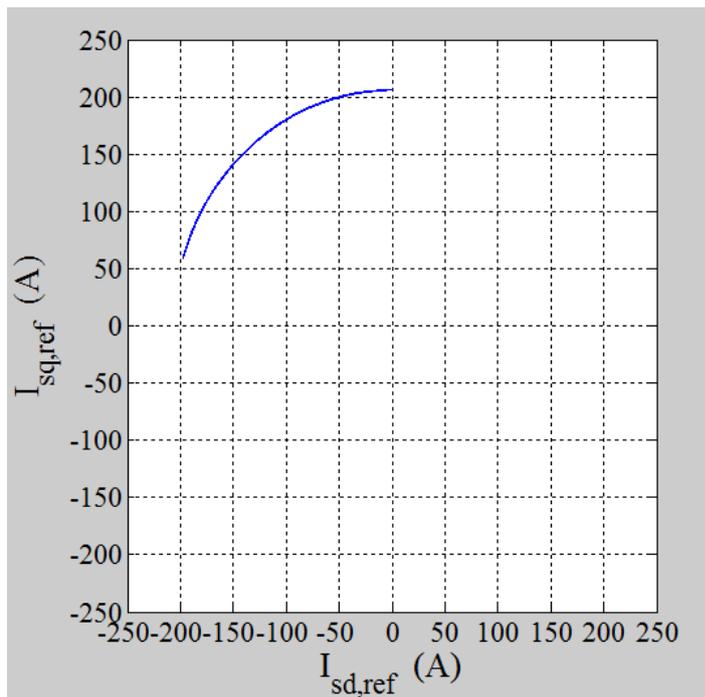


Fig. 5.10: $I_{sq,ref}(I_{sd,ref})$.

Si può verificare nelle Figure 5.11, 5.12 e 5.13, come le grandezze reali effettive seguono fedelmente i riferimenti calcolati dall’algoritmo.

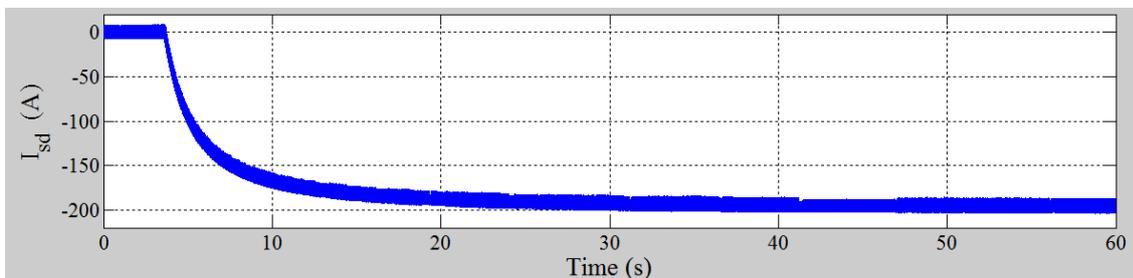


Fig. 5.11: I_{sd} .

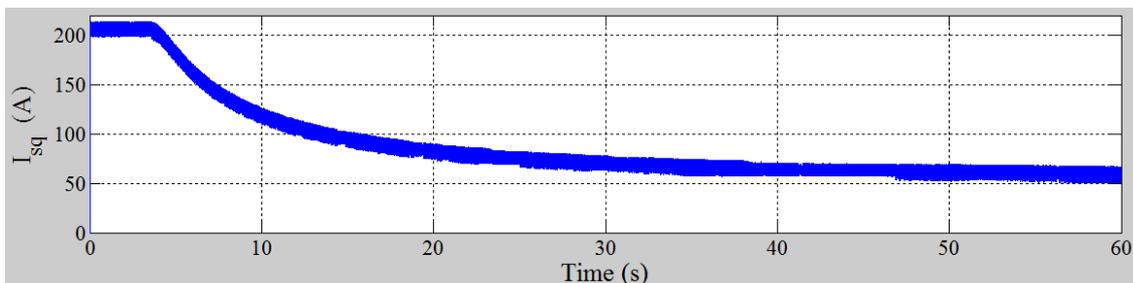


Fig. 5.12: I_{sq} .

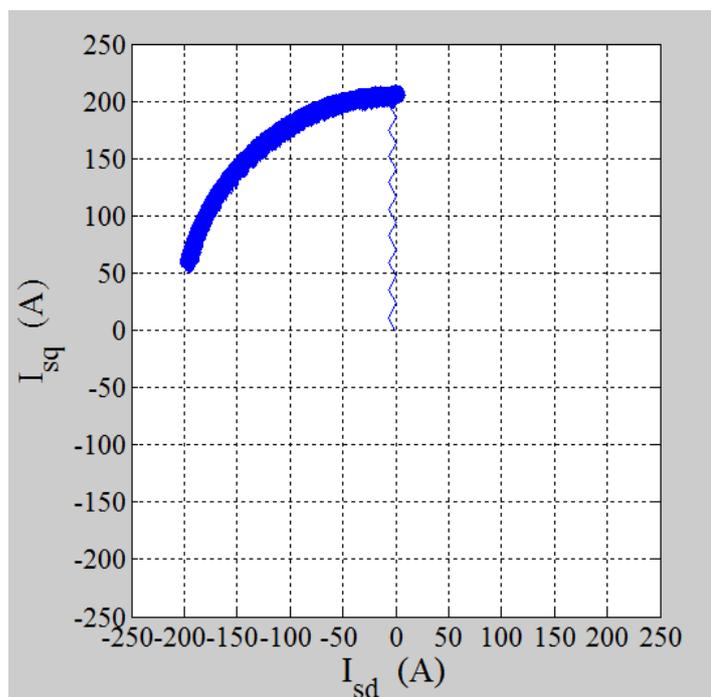


Fig. 5.13: $I_{sq}(I_{sd})$.

Per quanto riguarda la risposta del motore brushless di trazione, le correnti prodotte dall'algoritmo di controllo risultano, a parte un transitorio di avviamento mostrato in Figura 5.14, una terna sinusoidale molto buona, come si può osservare in Figura 5.15.

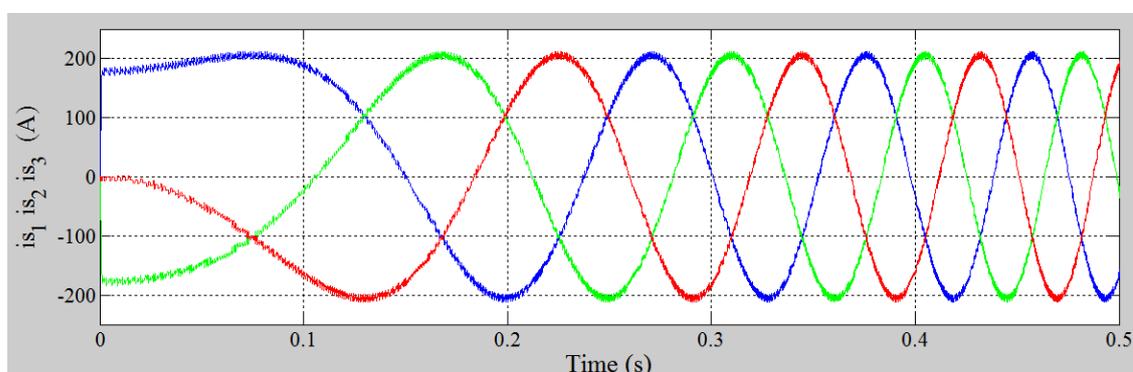


Fig. 5.14: Correnti del motore brushless durante il transitorio di avviamento.

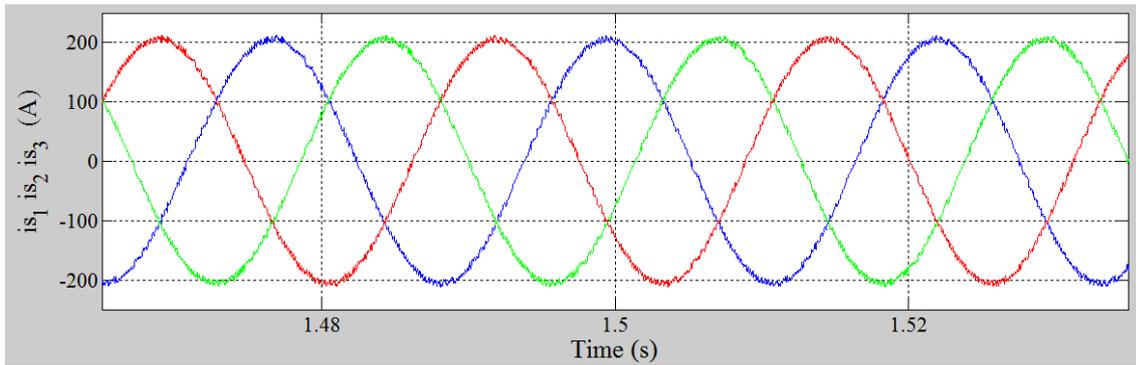


Fig. 5.15: Correnti del motore brushless avviato.

A confermare la bontà del funzionamento del motore brushless di trazione, vengono mostrate, in Figura 5.16, le componenti di corrente reale e immaginaria nel riferimento statorico.

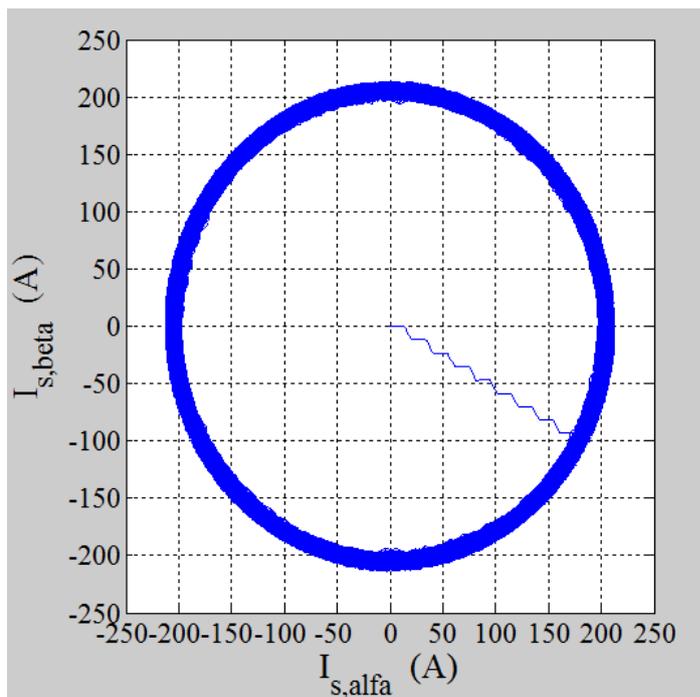


Fig. 5.16: $I_{s,beta}(I_{s,alfa})$.

In Figura 5.17 e in Figura 5.18 si possono osservare rispettivamente la coppia erogata dal motore di trazione e la coppia resistente totale del veicolo. La Figura 5.19, infine, mette in relazione la velocità di rotazione dell'albero motore, la coppia erogata e la potenza erogata.

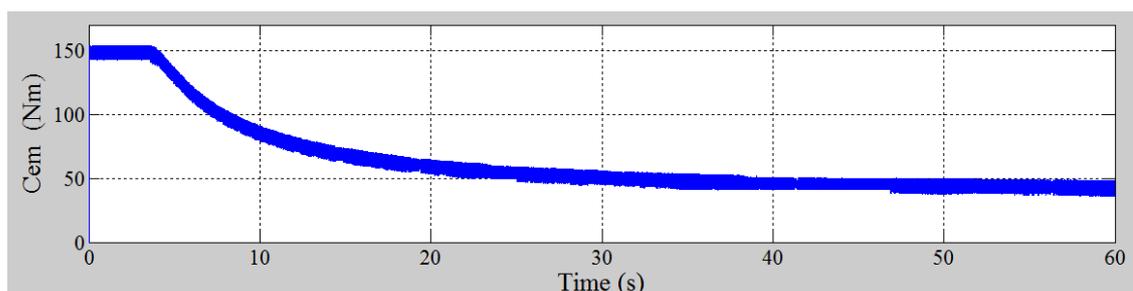


Fig. 5.17: Coppia elettromagnetica del motore brushless.

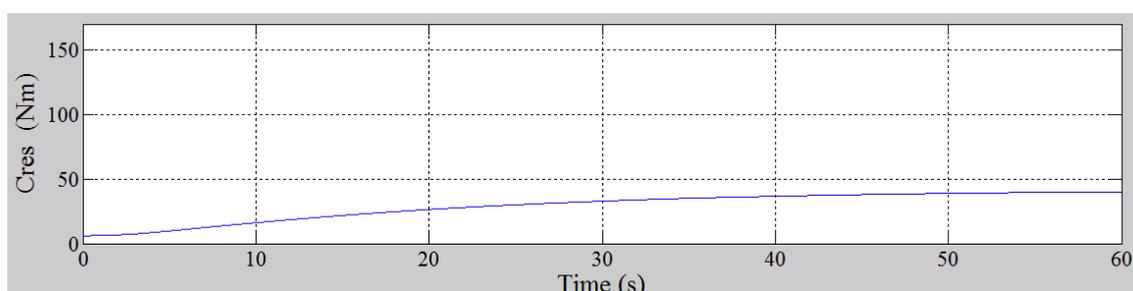


Fig. 5.18: Coppia resistente totale del veicolo.

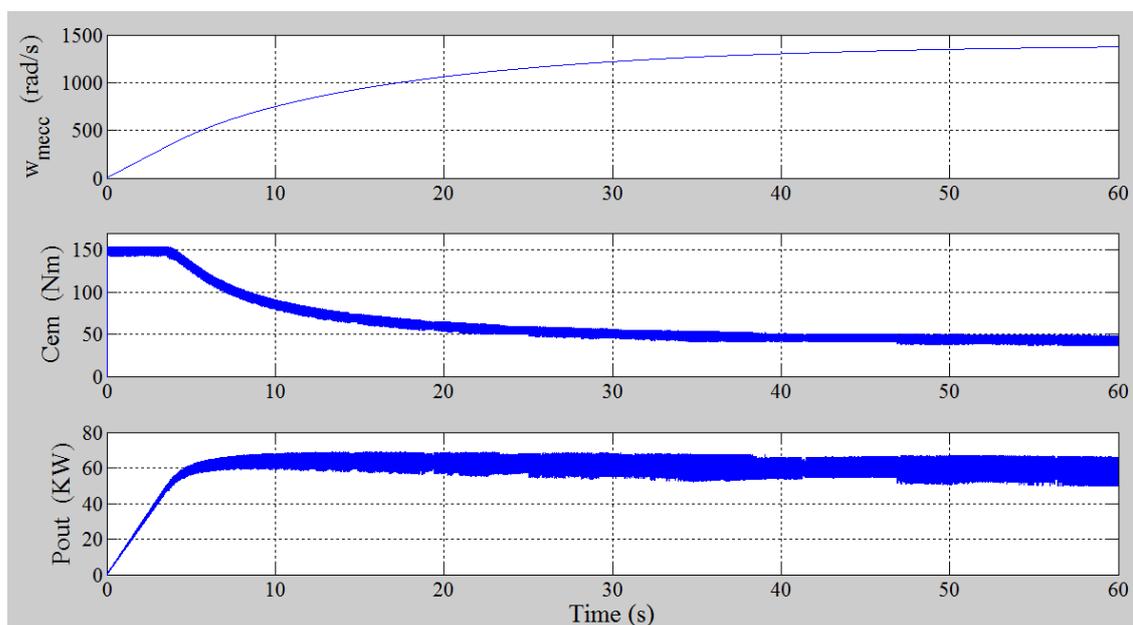


Fig. 5.19: Velocità di rotazione dell'albero motore, coppia motrice e potenza.

Potrebbe risultare conveniente limitare la velocità del veicolo a 150 km/h in quanto potrebbero comparire problemi legati ai limiti meccanici dei componenti.

5.5 Compensazione del ritardo di calcolo

La stessa simulazione eseguita il paragrafo precedente è stata effettuata senza tener conto della compensazione del ritardo. L'algoritmo utilizzato può essere consultato in Appendice B. L'algoritmo di controllo funziona ugualmente ma con risultati meno precisi di quelli mostrati in precedenza. Essendo un controllo predittivo di corrente si può notare, in Figura 5.20 durante il transitorio di avviamento e in Figura 5.21 con motore avviato, come le correnti del motore brushless in questo caso risultino maggiormente distorte rispetto a quelle mostrate in Figura 5.14 e in Figura 5.15. Questa mancata compensazione porta la macchina a lavorare in modo meno ottimale.

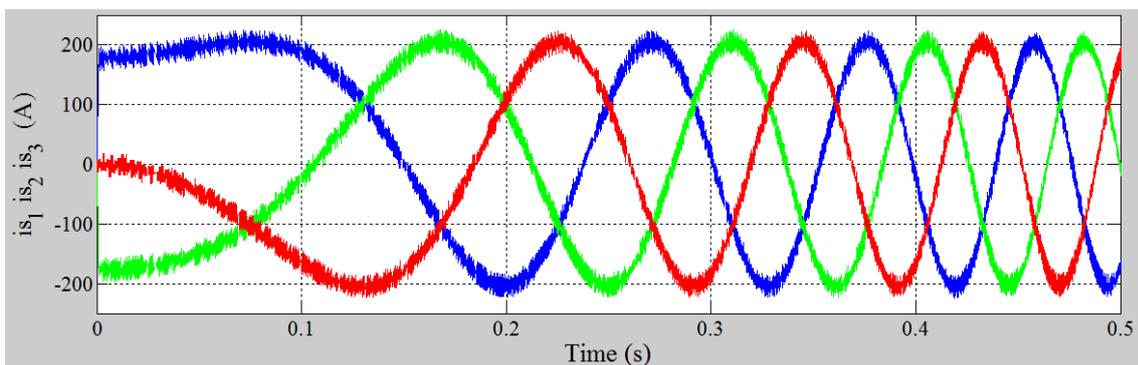


Fig. 5.20: Correnti del motore brushless durante il transitorio di avviamento senza compensazione del ritardo di calcolo.

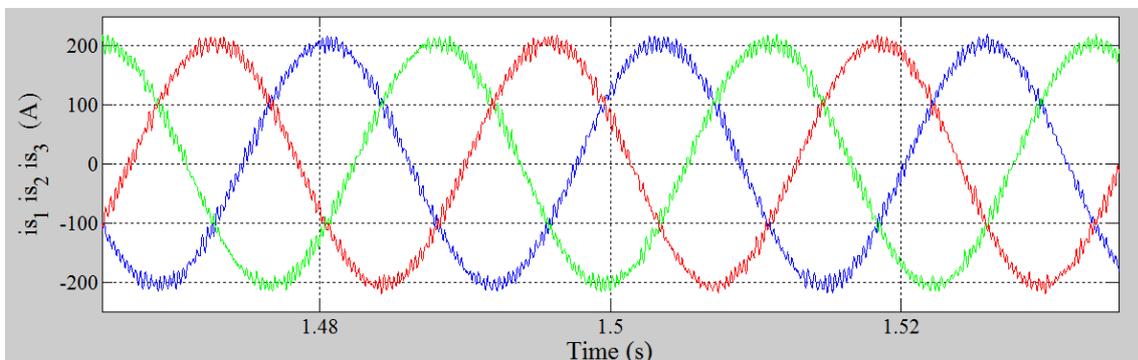


Fig. 5.21: Correnti del motore brushless avviato senza compensazione del ritardo di calcolo.

5.6 Accelerazione “a tutto gas” con frenata a recupero di energia

Questa simulazione vuole mostrare come effettivamente si può effettuare una frenata utilizzando il motore di trazione come generatore. In Figura 5.22 si può osservare come la simulazione preveda una accelerazione “a tutto gas” fino a 10 secondi, poi si effettui una frenata importante con la variabile gas impostata al valore -0.7 per 5 secondi per poi passare ad una frenata più dolce per altri 5 secondi con gas al valore -0.2.

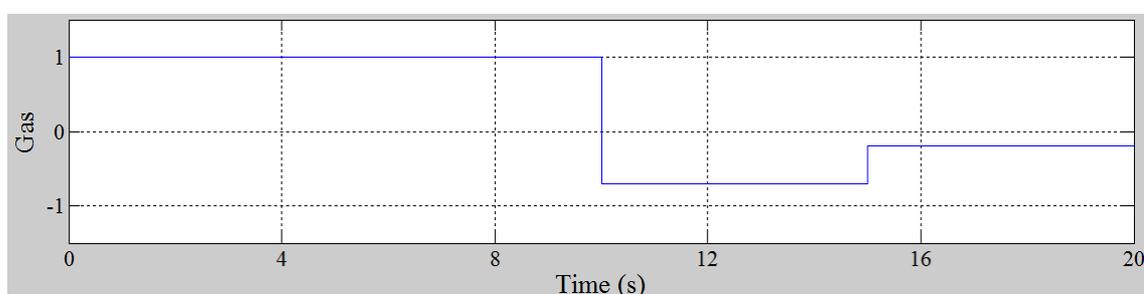


Fig. 5.22: Gas.

Si nota, in Figura 5.23, come effettivamente la macchina acceleri in modo ottimale, per poi diminuire la sua velocità in modo repentino dopo 10 secondi e poi più dolcemente dopo 15 secondi. Il corretto funzionamento è sottolineato dalla batteria che, come mostrato in Figura 5.24, si scarica lentamente in fase di accelerazione e poi si ricarica lentamente in fase di frenata.

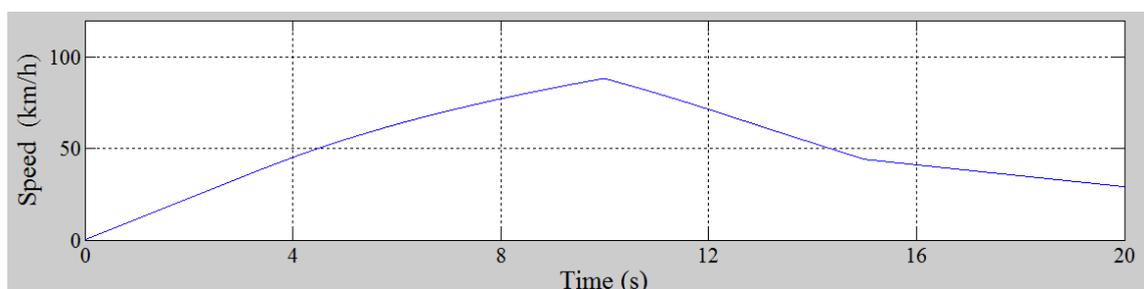


Fig. 5.23: Velocità del veicolo.

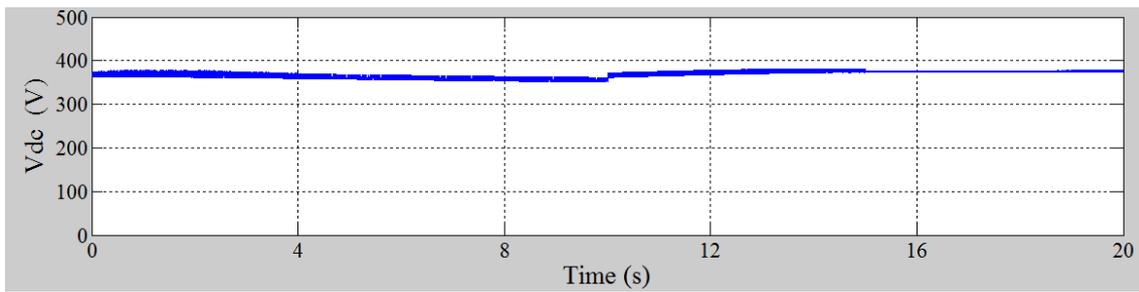


Fig. 5.24: Tensione di batteria.

Entrando nel dettaglio, il corretto funzionamento del controllo vettoriale con regolatore predittivo di corrente è verificato nelle figure a seguire. In Figura 5.25 e in Figura 5.26 sono mostrati rispettivamente I_{sd} e I_{sq} di riferimento. In Figura 5.27, dove è mostrato I_{sq} di riferimento in funzione di I_{sd} di riferimento, si può immediatamente notare come in fase di frenata il motore si trovi con un riferimento di I_{sq} negativo.

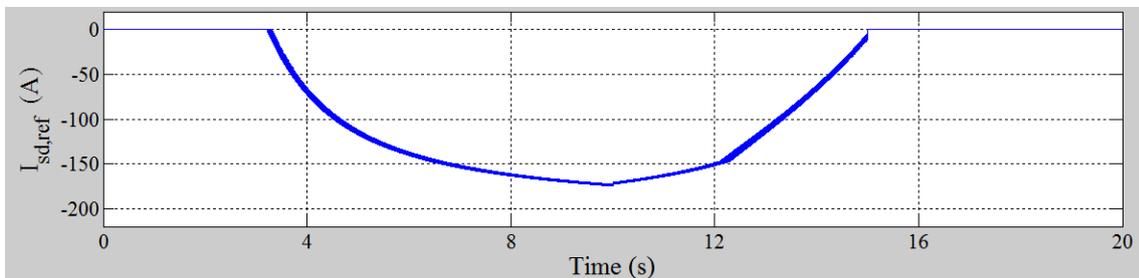


Fig. 5.25: Isd,ref.

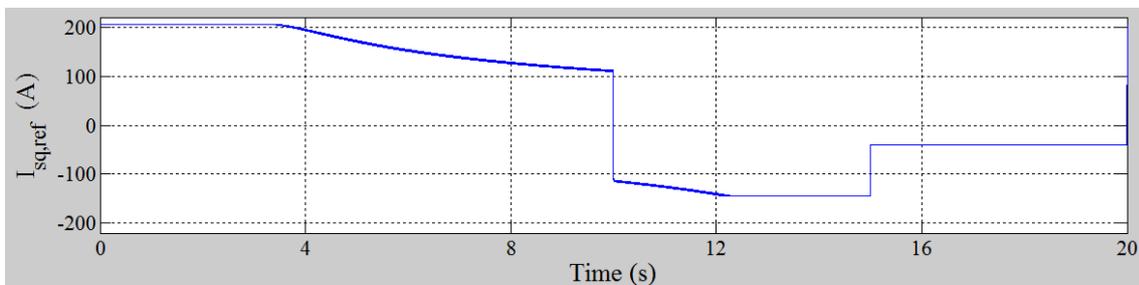


Fig. 5.26: Isq,ref.

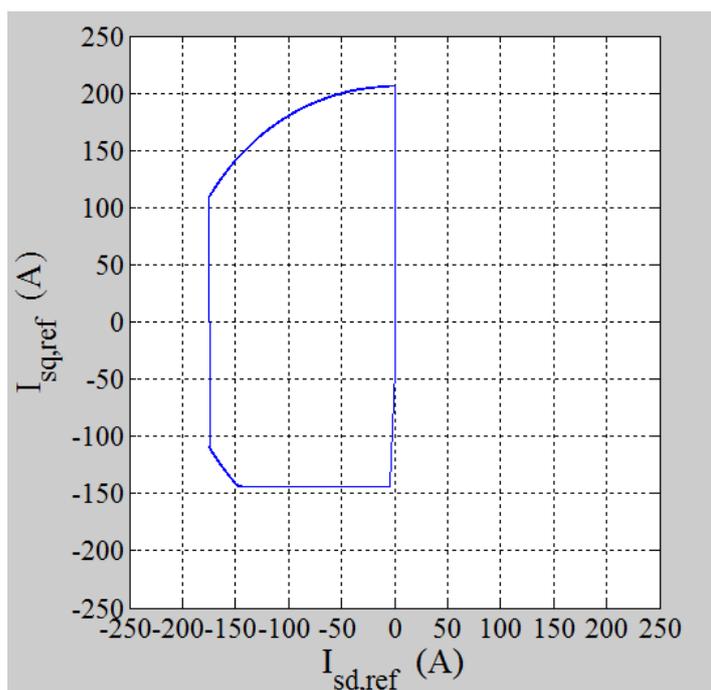


Fig. 5.27: $I_{sq,ref}(I_{sd,ref})$.

Si può verificare nelle Figure 5.28, 5.29 e 5.30, come le grandezze reali effettive seguono fedelmente i riferimenti calcolati dall'algoritmo.

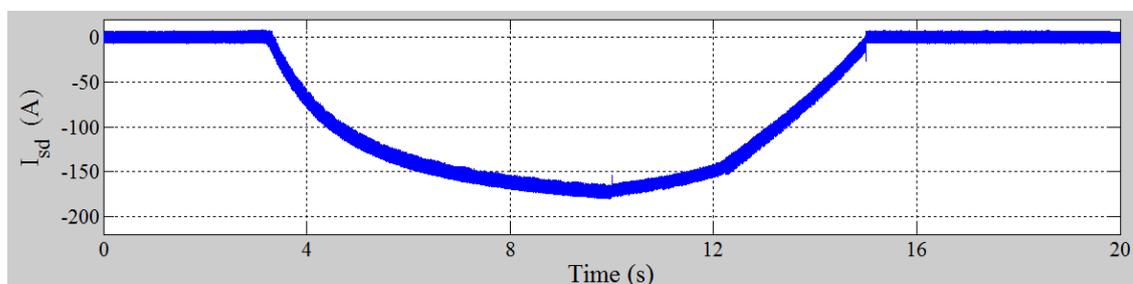


Fig. 5.28: I_{sd} .

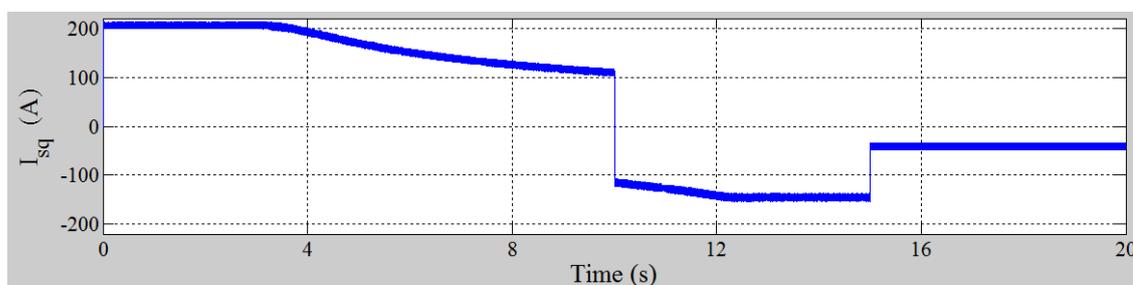


Fig. 5.29: I_{sq} .

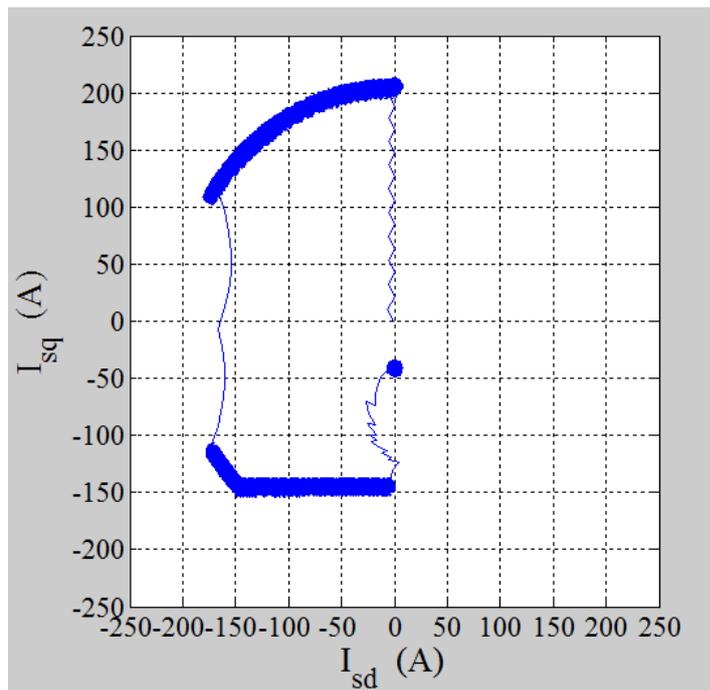


Fig. 5.30: $I_{sq}(I_{sd})$.

In Figura 5.31, le componenti di corrente reale e immaginaria nel riferimento statorico mostrano il buon funzionamento del motore.

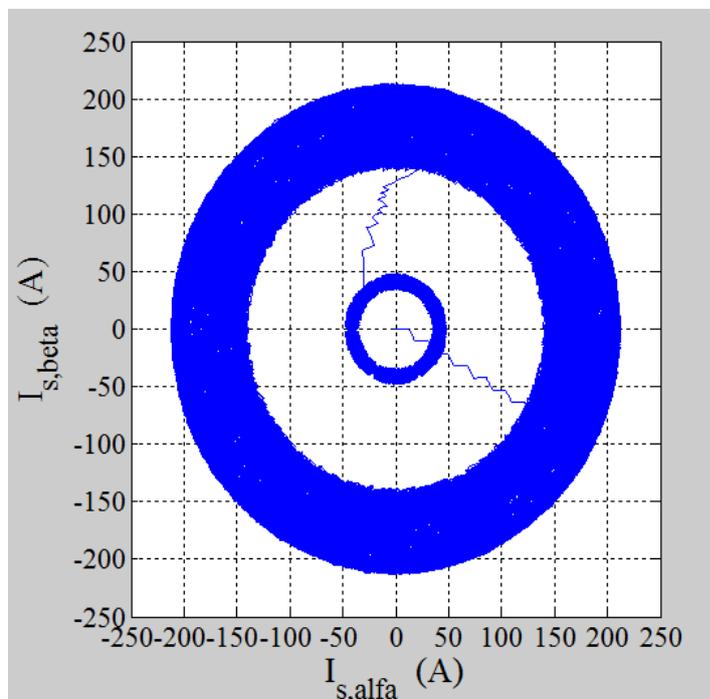


Fig. 5.31: $I_{s_beta}(I_{s_alfa})$.

Le Figure 5.32 e 5.33 mostrano la coppia erogata dal motore e la coppia resistente totale del veicolo. La Figura 5.34, infine, mette in relazione la velocità di rotazione dell'albero motore, la coppia e la potenza erogata.

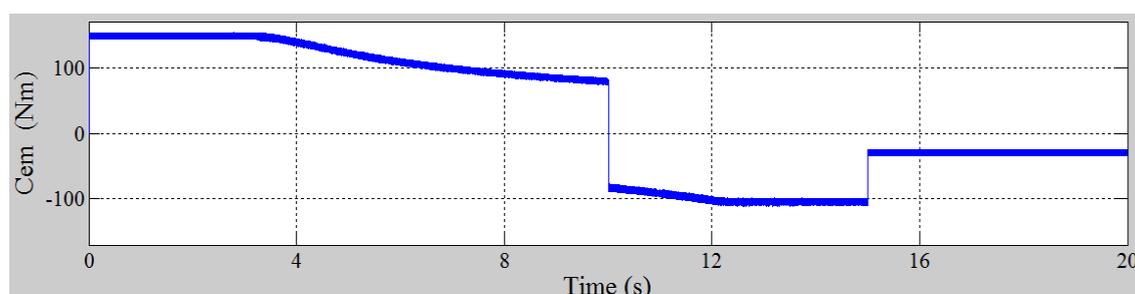


Fig. 5.32: Coppia elettromagnetica del motore brushless.

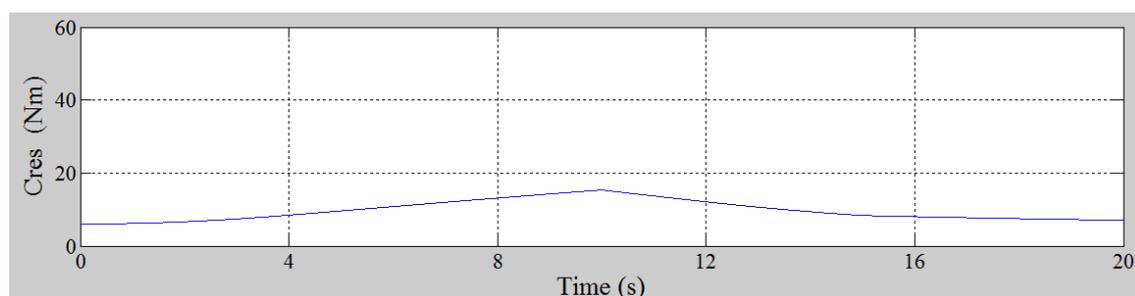


Fig. 5.33: Coppia resistente totale del veicolo.

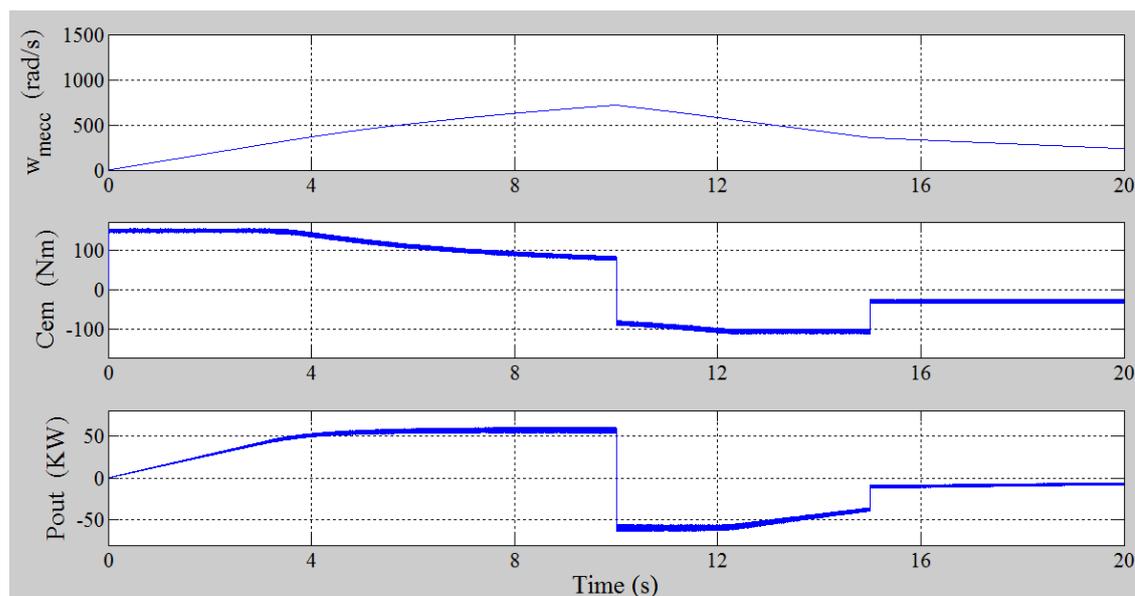


Fig. 5.34: Velocità di rotazione dell'albero motore, coppia motrice e potenza.

Come si può facilmente intuire, quando la coppia elettromagnetica è, di conseguenza, la potenza è negativa, il flusso di energia si inverte, il motore funziona come generatore e la batteria si ricarica.

5.7 Dinamica della risposta di coppia

Questa simulazione vuole mostrare come la dinamica del controllo predittivo sia elevatissima. La simulazione, come si può osservare dalla Figura 5.35, prevede una accelerazione con la variabile gas impostata a 0.5 fino a 5 secondi, poi si posta questa variabile al valore 0.2 per altri 5 secondi; dopo 10 secondi si lascia il pedale dell'acceleratore per altri 5 secondi per poi riaccelerare negli ultimi 5 con la variabile gas impostata su 0.3.

Si nota, in Figura 5.36, come effettivamente la macchina accelera in modo diverso per ogni livello di coppia differente.

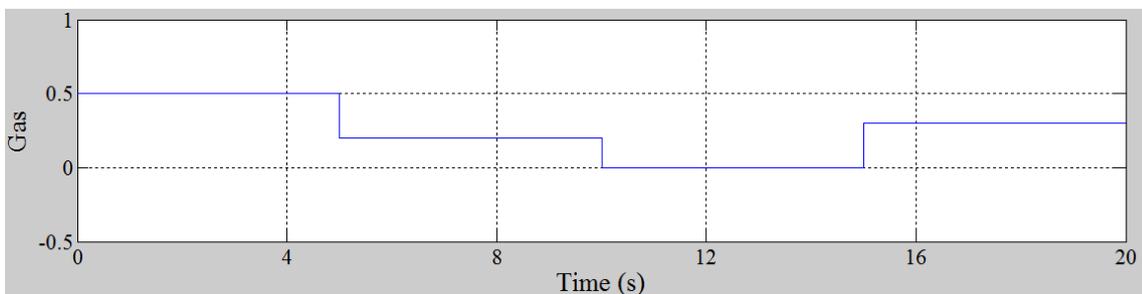


Fig. 5.35: Gas.

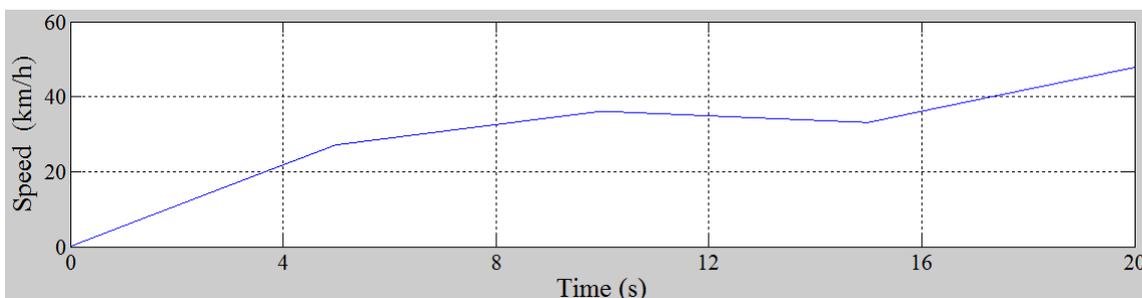


Fig. 5.36: Velocità del veicolo.

Entrando nel dettaglio, il corretto funzionamento del controllo vettoriale con regolatore predittivo di corrente è verificato nelle figure a seguire. In Figura 5.37 e in Figura 5.38 sono mostrati rispettivamente I_{sd} e I_{sq} di riferimento. Si può immediatamente notare come in questo caso ci si trovi a lavorare sempre sull'asse I_{sq} .

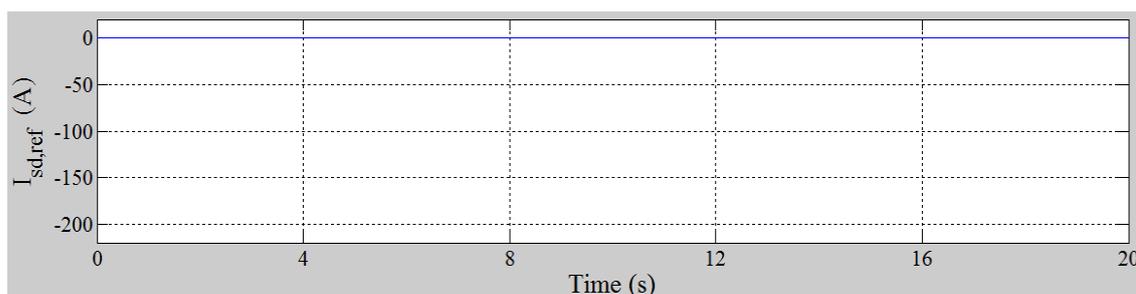


Fig. 5.37: $I_{sd,ref}$.

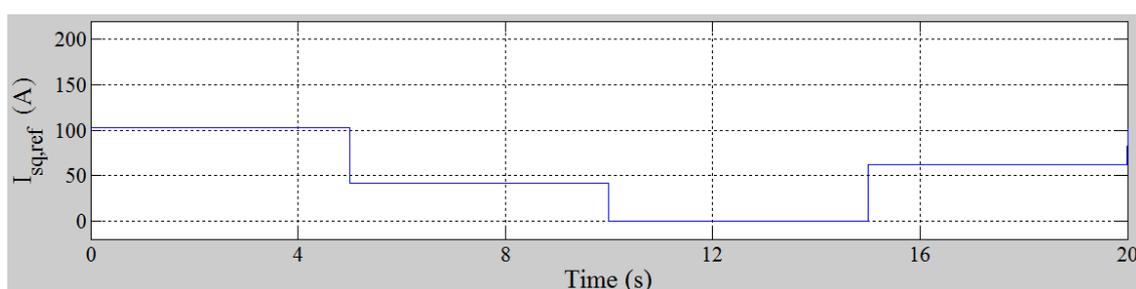


Fig. 5.38: $I_{sq,ref}$.

Si può verificare nelle Figure 5.39, 5.40 e 5.41, come le grandezze reali effettive seguono fedelmente i riferimenti calcolati dall'algoritmo di controllo.

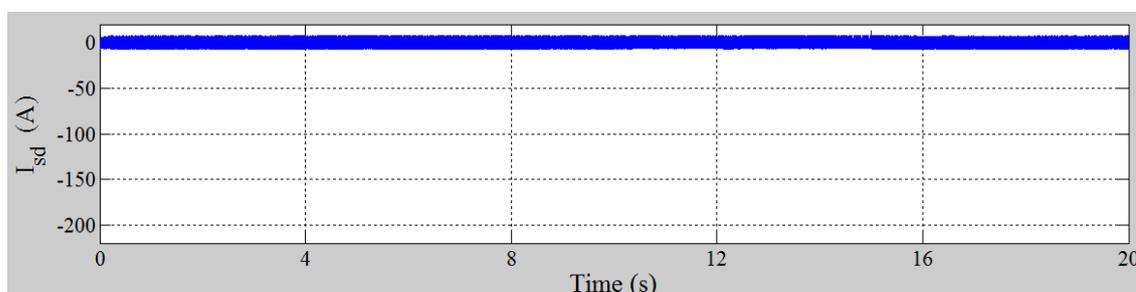


Fig. 5.39: I_{sd} .

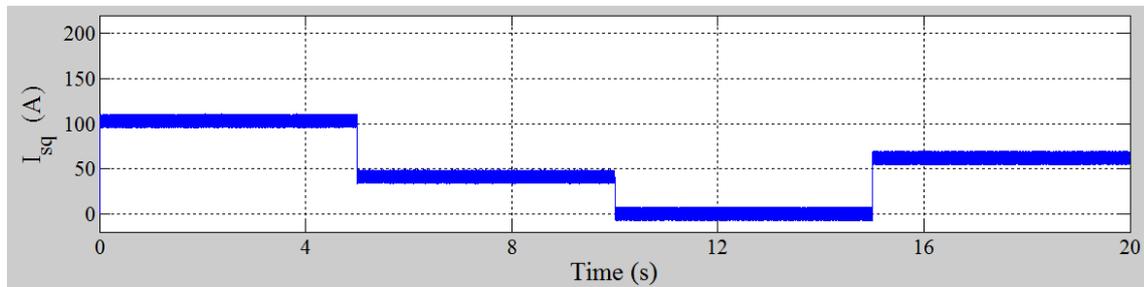


Fig. 5.40: I_{sq} .

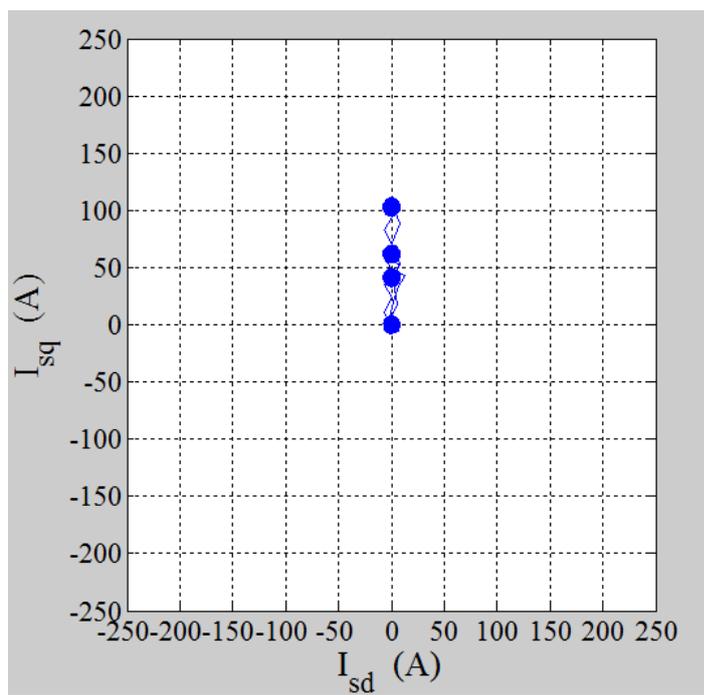


Fig. 5.41: $I_{sq}(I_{sd})$.

Per quanto riguarda la risposta del motore brushless di trazione, le correnti prodotte dall'algoritmo di controllo risultano estremamente dinamiche. Quanto detto può essere osservato nel transitorio al secondo 5, in Figura 5.42, al secondo 10, in figura 5.43, ed infine al secondo 15, in Figura 5.44.

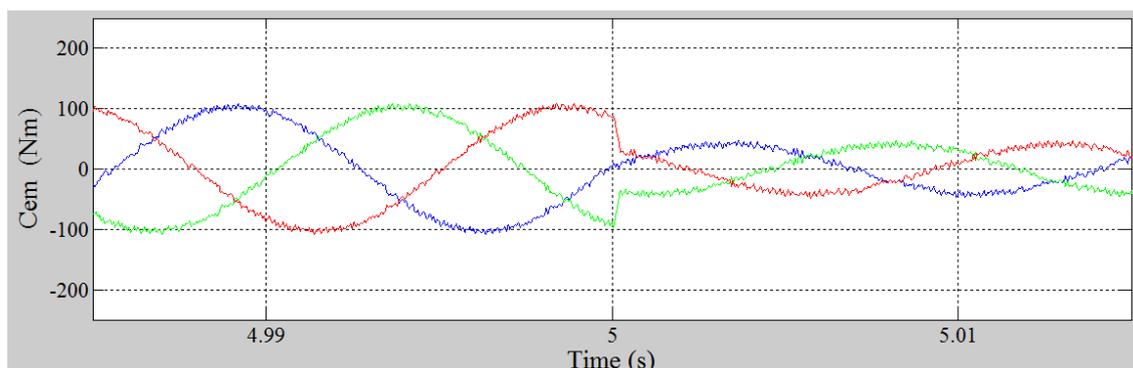


Fig. 5.42: Correnti del motore brushless durante il transitorio all'istante 5 s.

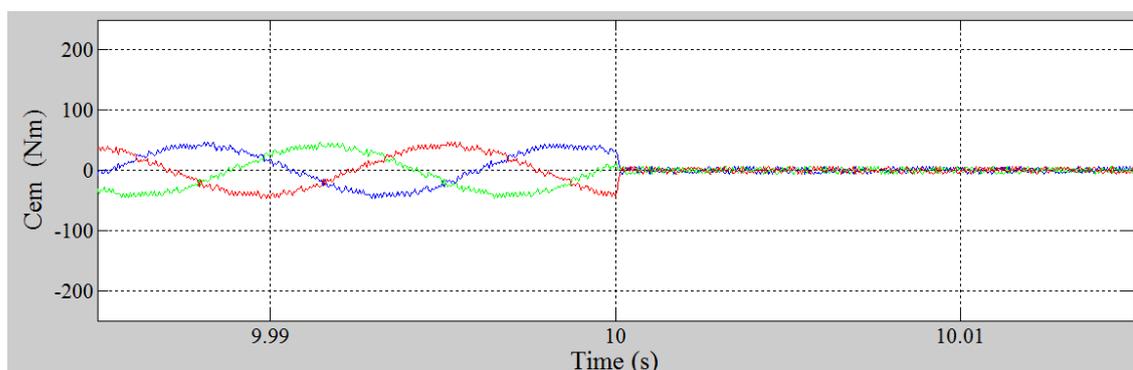


Fig. 5.43: Correnti del motore brushless durante il transitorio all'istante 10 s.

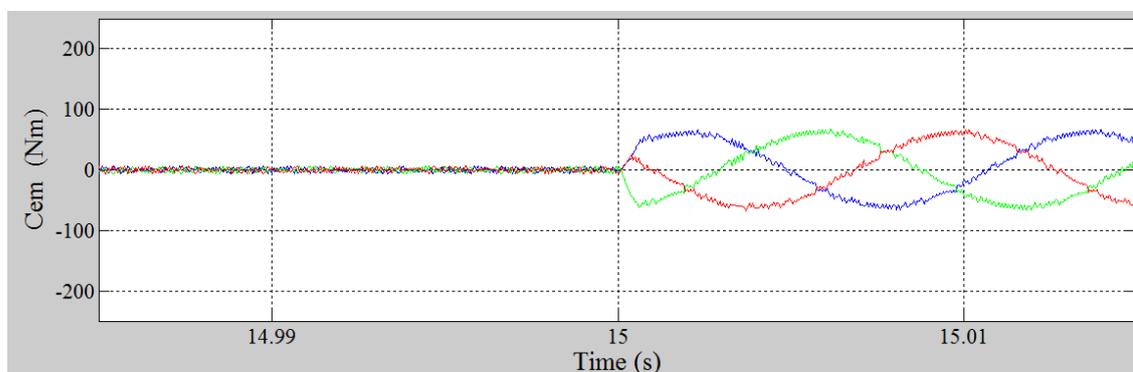


Fig. 5.44: Correnti del motore brushless durante il transitorio all'istante 15 s.

A conferma del corretto funzionamento del motore brushless di trazione, vengono mostrate, in Figura 5.45, le componenti di corrente reale e immaginaria nel riferimento statorico.

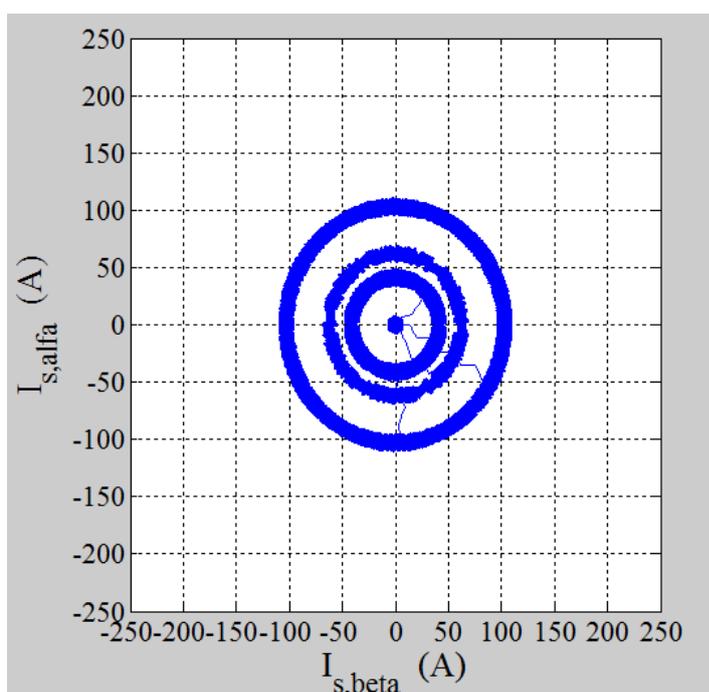


Fig. 5.45: $I_{s,beta}(I_{s,alfa})$.

In Figura 5.46 si può osservare l'elevata dinamica della coppia erogata dal motore di trazione. In Figura 5.47 viene mostrata invece la coppia resistente totale del veicolo.

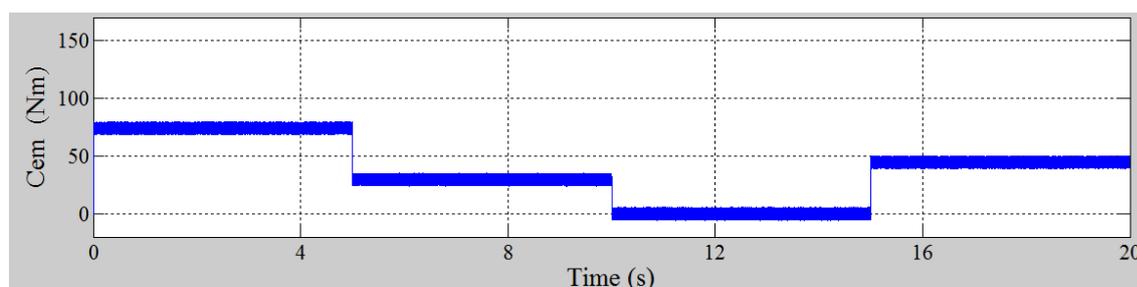


Fig. 5.46: Coppia elettromagnetica del motore brushless.

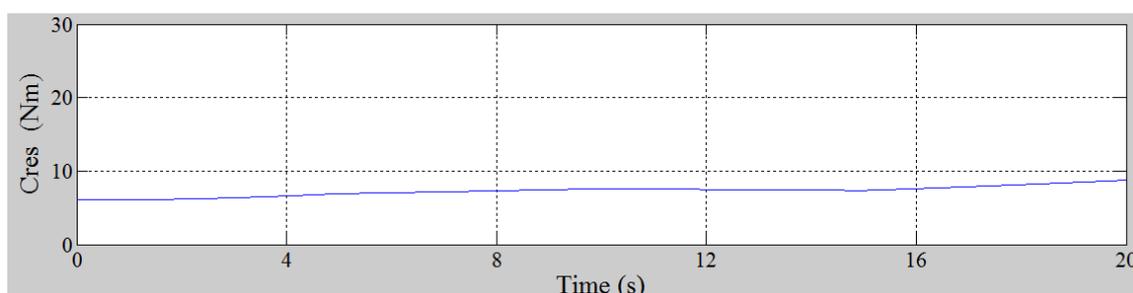


Fig. 5.47: Coppia resistente totale del veicolo.

La Figura 5.48, infine, mette in relazione la velocità di rotazione dell'albero motore, la coppia erogata e la potenza erogata. Ancora una volta si può osservare come l'algoritmo di controllo abbia nella dinamica un punto di forza.

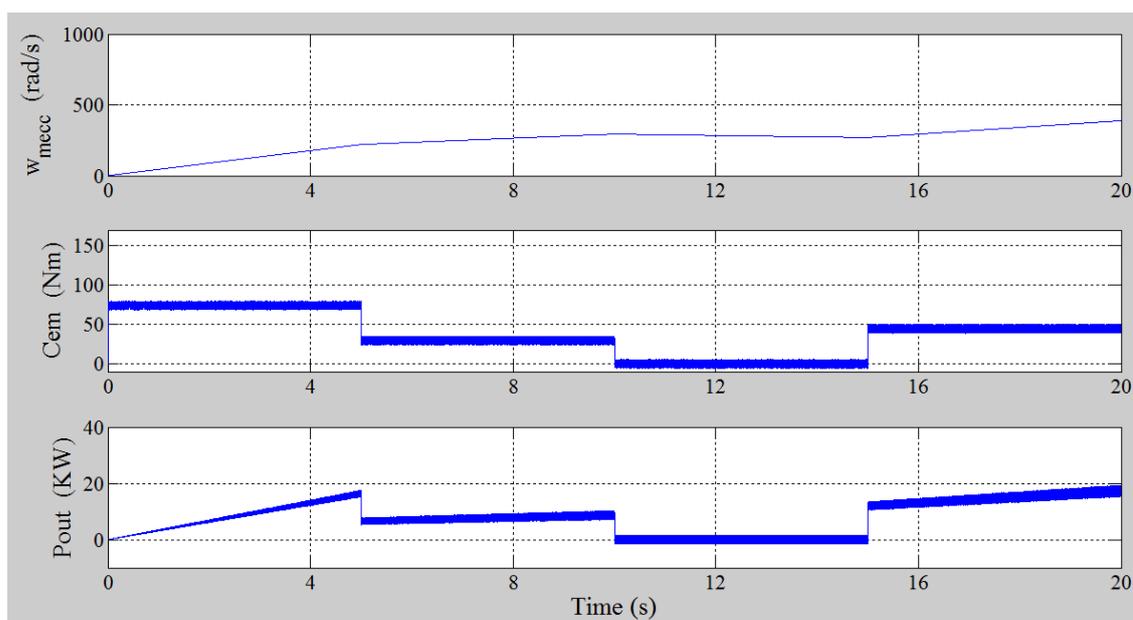


Fig. 5.48: Velocità di rotazione dell'albero motore, coppia motrice e potenza.

5.8 Accelerazione “a tutto gas” su pendenza del 20%

Facendo riferimento al D.M. 1 febbraio 1986, sezione 3.7.2, Rampe, decreta che un'autorimessa avente capacità di parcheggio superiore a 9

veicoli può avere una pendenza delle rampe di accesso e uscita al massimo del 20%. Questa simulazione vuole mostrare come il veicolo possa superare “a tutto gas” un pendenza del 20%. È sicuramente possibile superare pendenze maggiori ma, per quelle troppo elevate, si deve mettere in conto una sovracorrente che può surriscaldare il motore. Tutte le variabili reagiscono come nel caso di accelerazione “a tutto gas” descritta nel paragrafo 5.4. La differenza sarà la velocità che, mostrata in Figura 5.49, sarà nettamente inferiore a causa di una maggiore coppia resistente, mostrata a sua volta in Figura 5.50.

La Figura 5.51, infine, mette in relazione la velocità di rotazione dell'albero motore, la coppia erogata e la potenza erogata.

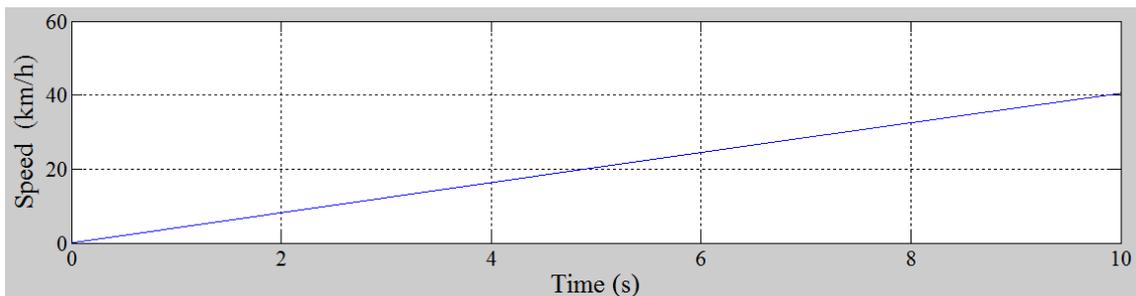


Fig. 5.49: Velocità del veicolo.

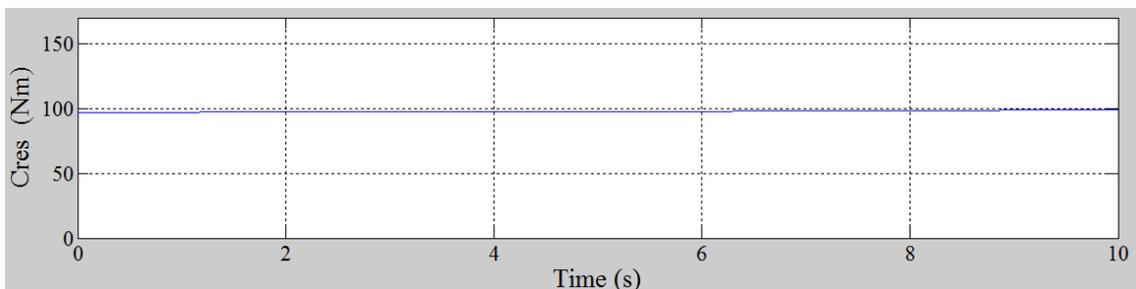


Fig. 5.50: Coppia resistente totale del veicolo.

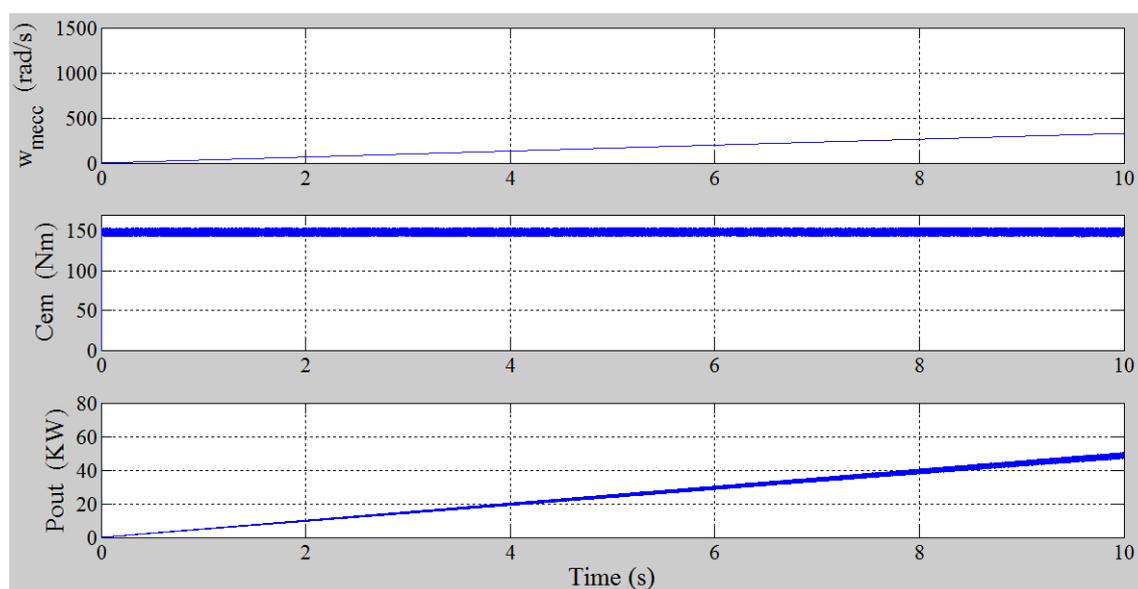


Fig. 5.51: Velocità di rotazione dell'albero motore, coppia motrice e potenza.

5.9 Influenza dei parametri di macchina sull'algoritmo di controllo

Il controllo implementato, come può essere osservato in Appendice A, risulta funzione dei parametri di macchina, in particolar modo della resistenza statorica, l'induttanza statorica e ϕ_{im} . Fermo restando che per un corretto ed ottimo funzionamento dell'algoritmo di controllo si devono usare i corretti parametri di macchina, se questi non sono noti, una stima relativamente precisa permette il funzionamento dell'algoritmo senza particolari problemi. Infatti, effettuando la simulazione "a tutto gas" e la simulazione per verificare la dinamica di coppia, aumentando prima del 10% tutte le grandezze e poi diminuendole del 10%, tutti i risultati sono paragonabili a quelli presentati nei rispettivi paragrafi senza nessuna variazione macroscopica di rilievo. Ovviamente se i parametri sono molto sbagliati, il motore brushless seguirà i riferimenti con precisione minore.

CONCLUSIONI

Nel traffico urbano, le vetture elettriche sono senza dubbio una valida alternativa alle autovetture tradizionali in termini di consumo energetico e di emissioni inquinanti. Non essendo le batterie ancora in grado di garantire una elevata autonomia, una ulteriore alternativa viene offerta dai veicoli ibridi, in particolare, per l'uso cittadino, il veicolo ibrido serie.

In questa tesi è mostrato come la trazione di un veicolo elettrico ibrido può essere affidata convenientemente ad un motore elettrico sincrono trifase a magneti permanenti brushless con degli ottimi risultati. Il suo controllo è stato affidato ad una tecnica vettoriale con regolatore predittivo delle correnti di statore che si dimostra senza dubbio efficace. Le simulazioni effettuate dimostrano come il controllo predittivo possieda un grande potenziale.

Innanzitutto nella tesi è mostrato come in una simulazione a pari condizioni di coppia resistente, se si tiene conto del ritardo dovuto ai calcoli per la previsione delle correnti di statore, la risposta in termini di ripple migliora in modo significativo portando ad un utilizzo ottimale del motore brushless.

La dinamica di questo sistema di controllo è altresì elevatissima; simulando diversi cambiamenti di coppia richiesti in modo istantaneo, si è dimostrato di poter passare con rapidità da una condizione richiesta dall'automobilista ad un'altra con transitori brevissimi; questo permette il suo utilizzo nel campo dell'automotive.

Un punto di forza delle macchine brushless è il recupero dell'energia in frenata. Nella tesi è simulato come il controllo del motore possa efficacemente trasformare la coppia motrice in coppia resistente facendo sì che il motore si "trasformi" in generatore, invertendo il flusso dell'energia e permettendo la ricarica delle batterie.

Sono stati simulati anche un superamento di una pendenza del 20% e variazione dei parametri di macchina all'interno del codice per verificare la sensibilità dell'algoritmo alla conoscenza di essi; entrambe le simulazioni hanno mostrato ottimi risultati.

In questa tesi è stato preso in considerazione anche l'implementazione nel codice di un algoritmo di deflussaggio per portare il veicolo a velocità nettamente più elevate e con un motore relativamente piccolo rispetto a quello che sarebbe necessario utilizzare per ottenere le stesse velocità senza deflussaggio.

Appendice A

CODICE CONTROLLO PREDITTIVO E DEFLUSSAGGIO

```
function [s1,s2,s3,isdr,isqr,isd,isq]=  
fcn(teta,w,vd,isalfa,isbeta,gas,s4,s5,s6)  
%#codegen  
  
persistent init  
persistent tc  
persistent rs  
persistent ls  
persistent phim  
persistent vsd0  
persistent vsq0  
persistent vsbeta1  
persistent vsbeta4  
persistent vsd7  
persistent vsq7  
persistent a1  
persistent b1  
persistent c1  
persistent minimo  
persistent ramo1  
persistent ramo2  
persistent ramo3  
persistent ismax  
  
if (isempty(init));  
    init=1;  
  
    tc=50e-6;  
  
    rs=0.0404;  
    ls=0.001;  
    phim=0.24;  
  
    vsd0=0;  
    vsq0=0;  
    vsd7=0;  
    vsq7=0;
```

```

vsbeta1=0;
vsbeta4=0;

a1=1-tc*rs/ls;
b1=tc/ls;
c1=phim*tc/ls;

minimo=0;
ramo1=0;
ramo2=0;
ramo3=0;

ismax=206;

end

%coefficiente correttivo per declassare la macchina (trascurato rs)
vsmax=0.9*vd/sqrt(3);

%deflussaggio
isqrin=ismax*gas;

w1=vsmax/sqrt((ls^2)*(ismax^2)+phim^2);
w2=vsmax/phim;
w3=vsmax/(phim-ls*ismax);

if gas>=0
    if w>w3
        isdr=-ismax;
        isqr=0;
    elseif w>w2
        isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
        isqrc=sqrt(ismax^2 - isdrc^2);

        if isqrin<isqrc
            isqr=isqrin;
            isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
        else
            isdr=isdrc;
            isqr=isqrc;
        end
    elseif w>w1
        if isqrin<sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- (phim/ls)^2);
            isdr=0;
            isqr=isqrin;
        else
            isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
            isqrc=sqrt(ismax^2 - isdrc^2);
            if isqrin<isqrc
                isqr=isqrin;
                isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
            else

```

```

            isqr=isqrc;
            isdr=isdrc;
        end
    end
else
    isdr=0;
    isqr=isqrin;
end
else
    if w>w3
        isdr=-ismax;
        isqr=0;
    elseif w>w2
        isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
        isqrc=-sqrt(ismax^2 - isdrc^2);

        if isqrin>isqrc
            isqr=isqrin;
            isdr=(sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls);
        else
            isdr=isdrc;
            isqr=isqrc;
        end
    elseif w>w1
        if isqrin>-sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- (phim/ls)^2);
            isdr=0;
            isqr=isqrin;
        else
            isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
            isqrc=-sqrt(ismax^2 - isdrc^2);
            if isqrin>isqrc
                isqr=isqrin;
                isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
            else
                isqr=isqrc;
                isdr=isdrc;
            end
        end
    end
else
    isdr=0;
    isqr=isqrin;
end
end

minimok1=minimo;

% Definizione dei vettori tensione nel riferimento alfa-beta
vsalfa1=2*vd/3;
vsalfa2=vd/3;
vsbeta2=vd/sqrt(3);
vsalfa3=-vsalfa2;
vsbeta3=vsbeta2;
vsalfa4=-vsalfa1;
vsalfa5=-vsalfa2;
vsbeta5=-vsbeta2;

```

```
vsalfa6=vsalfa2;
vsbeta6=-vsbeta2;

% Calcolo di isd e isq
isd=isalfa*cos(teta)+isbeta*sin(teta);
isq=-isalfa*sin(teta)+isbeta*cos(teta);

S=[s4 s5 s6];

% Calcolo dei vettori tensione nel riferimento d q all'istante k+1
if isequal (S,[0 0 0])
    vsd=0;
    vsq=0;

elseif isequal (S,[1 0 0])
    vsd=vsalfa1*cos(teta)+vsbeta1*sin(teta);
    vsq=-vsalfa1*sin(teta)+vsbeta1*cos(teta);

elseif isequal (S,[1 1 0])
    vsd=vsalfa2*cos(teta)+vsbeta2*sin(teta);
    vsq=-vsalfa2*sin(teta)+vsbeta2*cos(teta);

elseif isequal (S,[0 1 0])
    vsd=vsalfa3*cos(teta)+vsbeta3*sin(teta);
    vsq=-vsalfa3*sin(teta)+vsbeta3*cos(teta);

elseif isequal (S,[0 1 1])
    vsd=vsalfa4*cos(teta)+vsbeta4*sin(teta);
    vsq=-vsalfa4*sin(teta)+vsbeta4*cos(teta);

elseif isequal (S,[0 0 1])
    vsd=vsalfa5*cos(teta)+vsbeta5*sin(teta);
    vsq=-vsalfa5*sin(teta)+vsbeta5*cos(teta);

elseif isequal (S,[1 0 1])
    vsd=vsalfa6*cos(teta)+vsbeta6*sin(teta);
    vsq=-vsalfa6*sin(teta)+vsbeta6*cos(teta);

else
    vsd=0;
    vsq=0;

end

%previsioni delle correnti a k+1
isdk1=isd*a1+isq*w*tc+vsd*b1;
isqk1=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq*b1;

tetak1=teta+w*tc;

% Calcolo dei vettori tensione nel riferimento d q a k+1 (con
%brotazione del rotore e quindi con tetak1
vsd1=vsalfa1*cos(tetak1)+vsbeta1*sin(tetak1);
vsq1=-vsalfa1*sin(tetak1)+vsbeta1*cos(tetak1);
vsd2=vsalfa2*cos(tetak1)+vsbeta2*sin(tetak1);
```

```

vsq2=-vsalfa2*sin(tetak1)+vsbeta2*cos(tetak1);
vsd3=vsalfa3*cos(tetak1)+vsbeta3*sin(tetak1);
vsq3=-vsalfa3*sin(tetak1)+vsbeta3*cos(tetak1);
vsd4=vsalfa4*cos(tetak1)+vsbeta4*sin(tetak1);
vsq4=-vsalfa4*sin(tetak1)+vsbeta4*cos(tetak1);
vsd5=vsalfa5*cos(tetak1)+vsbeta5*sin(tetak1);
vsq5=-vsalfa5*sin(tetak1)+vsbeta5*cos(tetak1);
vsd6=vsalfa6*cos(tetak1)+vsbeta6*sin(tetak1);
vsq6=-vsalfa6*sin(tetak1)+vsbeta6*cos(tetak1);

```

```
% Previsione delle correnti k+2
```

```

isd0=isd1*a1+isq1*w*tc;
isq0=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1;
isd1=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd1*b1;
isq1=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq1*b1;
isd2=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd2*b1;
isq2=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq2*b1;
isd3=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd3*b1;
isq3=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq3*b1;
isd4=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd4*b1;
isq4=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq4*b1;
isd5=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd5*b1;
isq5=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq5*b1;
isd6=isd1*a1+isq1*w*tc+vsd6*b1;
isq6=isq1*a1-isdk1*w*tc-w*c1+vsq6*b1;
isd7=isd0;
isq7=isq0;

```

```
% Algoritmo di scelta ottimizzata
```

```

d0=(isd1-isd0)^2+(isq1-isq0)^2;
d1=(isd2-isd1)^2+(isq2-isq1)^2;
d2=(isd3-isd2)^2+(isq3-isq2)^2;
d3=(isd4-isd3)^2+(isq4-isq3)^2;
d4=(isd5-isd4)^2+(isq5-isq4)^2;
d5=(isd6-isd5)^2+(isq6-isq5)^2;
d6=(isd7-isd6)^2+(isq7-isq6)^2;
d7=(isd7-isd7)^2+(isq7-isq7)^2;

```

```
%definizione del minimo.
```

```

A= [ d0 d1 d2 d3 d4 d5 d6 d7];
minimo=min(A, [], 2);

```

```
%scelta configurazione
```

```

if (d0==minimo)
    if (s4+s5+s6==1)
        s1=0;
        s2=0;
        s3=0;
    else
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
elseif (d1==minimo)
    s1=1;
    s2=0;
    s3=0;

```

```
elseif (d2==minimo)
    s1=1;
    s2=1;
    s3=0;
elseif (d3==minimo)
    s1=0;
    s2=1;
    s3=0;
elseif (d4==minimo)
    s1=0;
    s2=1;
    s3=1;
elseif (d5==minimo)
    s1=0;
    s2=0;
    s3=1;
elseif (d6==minimo)
    s1=1;
    s2=0;
    s3=1;
else
    if (s4+s5+s6==1)
        s1=0;
        s2=0;
        s3=0;
    else
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
end

end

%Calcolo numero di commutazioni per ramo
if (minimo==minimok1)
    ramo1=ramo1+0;
    ramo2=ramo2+0;
    ramo3=ramo3+0;
else
    if (s1==s4)
        ramo1=ramo1+0;
    else
        ramo1=ramo1+1;
    end
    if (s2==s5)
        ramo2=ramo2+0;
    else
        ramo2=ramo2+1;
    end
    if (s3==s6)
        ramo3=ramo3+0;
    else
        ramo3=ramo3+1;
    end
end
end
```

Appendice B

CODICE SENZA COMPENSAZIONE DEL RITARDO DI CALCOLO

```
function [s1,s2,s3,isdr,isqr,isd,isq]=  
fcn(teta,w,vd,isalfa,isbeta,gas,s4,s5,s6)  
%#codegen  
  
persistent init  
persistent tc  
persistent rs  
persistent ls  
persistent phim  
persistent vsd0  
persistent vsq0  
persistent vsbeta1  
persistent vsbeta4  
persistent vsd7  
persistent vsq7  
persistent a1  
persistent b1  
persistent c1  
persistent minimo  
persistent ramo1  
persistent ramo2  
persistent ramo3  
persistent ismax  
  
if (isempty(init));  
    init=1;  
  
    tc=50e-6;  
  
    rs=0.0404;  
    ls=0.001;  
    phim=0.24;  
  
    vsd0=0;  
    vsq0=0;  
    vsd7=0;  
    vsq7=0;
```

```
vsbeta1=0;
vsbeta4=0;

a1=1-tc*rs/ls;
b1=tc/ls;
c1=phim*tc/ls;

minimo=0;
ramo1=0;
ramo2=0;
ramo3=0;

ismax=206;

end

%coefficiente correttivo per declassare la macchina (trascurato rs)
vsmax=0.9*vd/sqrt(3);

%deflussaggio
isqrin=ismax*gas;

w1=vsmax/sqrt((ls^2)*(ismax^2)+phim^2);
w2=vsmax/phim;
w3=vsmax/(phim-ls*ismax);

if gas>=0
    if w>w3
        isdr=-ismax;
        isqr=0;
    elseif w>w2
        isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
        isqrc=sqrt(ismax^2 - isdrc^2);

        if isqrin<isqrc
            isqr=isqrin;
            isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
        else
            isdr=isdrc;
            isqr=isqrc;
        end
    elseif w>w1
        if isqrin<sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- (phim/ls)^2);
            isdr=0;
            isqr=isqrin;
        else
            isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
            isqrc=sqrt(ismax^2 - isdrc^2);
            if isqrin<isqrc
                isqr=isqrin;
                isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
            else
                isdr=isdrc;
                isqr=isqrc;
            end
        end
    end
end
```

```
            isqr=isqrc;
            isdr=isdr;
        end
    end
else
    isdr=0;
    isqr=isqrin;
end
else
    if w>w3
        isdr=-ismax;
        isqr=0;
    elseif w>w2
        isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
        isqrc=-sqrt(ismax^2 - isdrc^2);

        if isqrin>isqrc
            isqr=isqrin;
            isdr=(sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls);
        else
            isdr=isdr;
            isqr=isqrc;
        end
    elseif w>w1
        if isqrin>-sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- (phim/ls)^2);
            isdr=0;
            isqr=isqrin;
        else
            isdrc=((vsmax^2)/(2*(w^2)*ls*phim))-(phim/(2*ls))-
(ismax^2)*ls/(2*phim);
            isqrc=-sqrt(ismax^2 - isdrc^2);
            if isqrin>isqrc
                isqr=isqrin;
                isdr=sqrt(((vsmax/(w*ls))^2)- isqrin^2)- phim/ls;
            else
                isqr=isqrc;
                isdr=isdr;
            end
        end
    end
else
    isdr=0;
    isqr=isqrin;
end
end

minimok1=minimo;

% Definizione dei vettori tensione nel riferimento alfa-beta
vsalfa1=2*vd/3
vsalfa2=vd/3
vsbeta2=vd/sqrt(3)
vsalfa3=-vsalfa2
vsbeta3=vsbeta2
vsalfa4=-vsalfa1
vsalfa5=-vsalfa2
vsbeta5=-vsbeta2
```

```
vsalfa6=vsalfa2
vsbeta6=-vsbeta2

% Calcolo dei vettori tensione nel riferimento d q
vsd1=vsalfa1*cos(teta)+vsbeta1*sin(teta)
vsq1=-vsalfa1*sin(teta)+vsbeta1*cos(teta)
vsd2=vsalfa2*cos(teta)+vsbeta2*sin(teta)
vsq2=-vsalfa2*sin(teta)+vsbeta2*cos(teta)
vsd3=vsalfa3*cos(teta)+vsbeta3*sin(teta)
vsq3=-vsalfa3*sin(teta)+vsbeta3*cos(teta)
vsd4=vsalfa4*cos(teta)+vsbeta4*sin(teta)
vsq4=-vsalfa4*sin(teta)+vsbeta4*cos(teta)
vsd5=vsalfa5*cos(teta)+vsbeta5*sin(teta)
vsq5=-vsalfa5*sin(teta)+vsbeta5*cos(teta)
vsd6=vsalfa6*cos(teta)+vsbeta6*sin(teta)
vsq6=-vsalfa6*sin(teta)+vsbeta6*cos(teta)

% Calcolo di isd e isq
isd=isalfa*cos(teta)+isbeta*sin(teta)
isq=-isalfa*sin(teta)+isbeta*cos(teta)

% Previsione delle correnti
isd0=isd*a1+isq*w*tc
isq0=isq*a1-isd*w*tc-w*c1
isd1=isd*a1+isq*w*tc+vsd1*b1
isq1=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq1*b1
isd2=isd*a1+isq*w*tc+vsd2*b1
isq2=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq2*b1
isd3=isd*a1+isq*w*tc+vsd3*b1
isq3=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq3*b1
isd4=isd*a1+isq*w*tc+vsd4*b1
isq4=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq4*b1
isd5=isd*a1+isq*w*tc+vsd5*b1
isq5=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq5*b1
isd6=isd*a1+isq*w*tc+vsd6*b1
isq6=isq*a1-isd*w*tc-w*c1+vsq6*b1
isd7=isd0
isq7=isq0

% Algoritmo di scelta ottimizzata
d0=(isdr-isd0)^2+(isqr-isq0)^2;
d1=(isdr-isd1)^2+(isqr-isq1)^2;
d2=(isdr-isd2)^2+(isqr-isq2)^2;
d3=(isdr-isd3)^2+(isqr-isq3)^2;
d4=(isdr-isd4)^2+(isqr-isq4)^2;
d5=(isdr-isd5)^2+(isqr-isq5)^2;
d6=(isdr-isd6)^2+(isqr-isq6)^2;
d7=(isdr-isd7)^2+(isqr-isq7)^2;

%definizione del minimo.
A= [ d0 d1 d2 d3 d4 d5 d6 d7];
minimo=min(A, [], 2);

%scelta configurazione
if (d0==minimo)
    if (s4+s5+s6==1)
```

```
        s1=0;
        s2=0;
        s3=0;
    else
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
elseif (d1==minimo)
    s1=1;
    s2=0;
    s3=0;
elseif (d2==minimo)
    s1=1;
    s2=1;
    s3=0;
elseif (d3==minimo)
    s1=0;
    s2=1;
    s3=0;
elseif (d4==minimo)
    s1=0;
    s2=1;
    s3=1;
elseif (d5==minimo)
    s1=0;
    s2=0;
    s3=1;
elseif (d6==minimo)
    s1=1;
    s2=0;
    s3=1;
else
    if (s4+s5+s6==1)
        s1=0;
        s2=0;
        s3=0;
    else
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
end

%Calcolo numero di commutazioni per ramo
if (minimo==minimok1)
    ramo1=ramo1+0;
    ramo2=ramo2+0;
    ramo3=ramo3+0;
else
    if (s1==s4)
        ramo1=ramo1+0;
    else
        ramo1=ramo1+1;
    end
    if (s2==s5)
        ramo2=ramo2+0;
```

```
    else
        ramo2=ramo2+1;
    end
    if (s3==s6)
        ramo3=ramo3+0;
    else
        ramo3=ramo3+1;
    end
end
```

BIBLIOGRAFIA

[1] C. C. Chan, “The state of the art of electric and hybrid vehicles”, Proc. IEEE, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, Feb. 2002.

[2] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”, Proc. IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 704-718, April 2007.

[3] Vipul Agarwal and Mayank Dev, “Introduction to Hybrid Electric Vehicles: State of Art”, Engineering and Systems (SCES), 2013 Students Conference on, pp. 1-6, 12-14 April 2013

[4] Alireza Khaligh and Zhihao Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art”, IEEE Transaction on vehicular technology, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010.

[5] Yanus A. Çengel, Michael A. Boles, “Thermodynamics, An Engineering approach”, McGraw-Hill, 5th edition.

[6] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive control in power electronics and drives”, IEEE Trans. Ind.Electron., vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.

[7] Florent Morel, Member, Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie Rétif, Bruno Allard and Cyril Buttay, “A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive”, IEEE Trans. Ind.Electron., vol. 56, no. 7, pp. 2715–2728, July 2009.

- [8] Patricio Cortes, Jose Rodriguez, Cesar Silva and Alexis Flores, “Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter”, IEEE Trans. Ind.Electron., vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, February 2012.
- [9] P.R. Crossley and J.A. Cook, IEEE® International Conference 'Control 91', Conference Publication 332, vol. 2, pp. 921-925, 25-28 March, 1991, Edinburgh, U.K.
- [10] Angelo Tani, “Raddrizzatori a ponte”, Azionamenti Elettrici, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy.
- [11] Angelo Tani, “Inverter”, Azionamenti Elettrici, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy.
- [12] Angelo Tani, “Convertitori CC/CA (Inverter)”, Azionamenti Elettrici, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy.
- [13] Angelo Tani, “Veicoli Elettrici”, Azionamenti Elettrici, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy.
- [14] Angelo Tani, “Azionamenti con motori sincroni”, Azionamenti Elettrici LM, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy.

SITOGRAFIA

[a] <http://www.hondaclub.it/motore.htm>

[b] <http://it.mathworks.com/help/simulink/examples/modeling-engine-timing-using-triggered-subsystems.html>

RINGRAZIAMENTI

Giunti al termine della carriera da studente fare ringraziamenti non è semplice e da dove iniziare non è scontato. Si lascia una strada a suo modo conosciuta, con una rotta da tenere per conseguire un risultato, per intraprenderne una buia e tempestosa dove, per fortuna o purtroppo, non si sa mai a quello a cui si va incontro. In momenti come questo la malinconia può anche prendere il sopravvento ma la consapevolezza di aver fatto, nel mio piccolo, qualcosa di grande mi rende estremamente orgoglioso. Mai e poi mai avrei immaginato di ritrovarmi in una situazione simile: terminare l'università in modo estremamente dignitoso, felice ma allo stesso tempo triste. Felice perché si chiude un ciclo iniziato tanti anni fa, triste perché si chiude in un periodo per me non semplice. Io, che al di fuori dell'università vivevo per lo sport, mi sono ritrovato nel giro di due giorni dal gradino più alto di un podio ad essere steso sull'asfalto con una spalla letteralmente a pezzi. Un intervento chirurgico che non ha avuto gli esiti sperati, tanto dolore e tanti, troppi pareri discordanti. Il morale è un po' quello che è, ma è proprio in questo momento, quando tutto sembra andare male, che ho capito di essere circondato da persone speciali.

Inizio ringraziando i miei genitori, Vera e Sergio. Senza di loro non sarei quello che sono. Nonostante a volte possa non essermi comportato bene, la certezza e la sicurezza di avere, nonostante tutto e nonostante tutti, sempre un appoggio, sempre una parola buona e, perché no, un rimprovero all'occorrenza, mi ha portato fino a questo importante traguardo e per questo mi sento di dirvi: "Grazie babbo, grazie mamma. Vi voglio bene".

Ringrazio i miei inseparabili compagni di aperitivo della domenica, perché senza di loro probabilmente avrei fatto tante scelte sbagliate. Anche se non sempre i rapporti sono stati prettamente idilliaci, la vera

amicizia ci ha sempre riportato ad abbracciarci e a volerci bene ogni volta più di prima. A voi dico: “Grazie Gio, grazie Giova e grazie Fabione.”.

Un grazie alla persona che mi è stata al fianco in questi ultimi mesi di sofferenza. Non deve essere facile condividere con una persona come me gioie e dolori, attimi di felicità e attimi di tristezza. In questo momento difficile della mia vita ha avuto la pazienza di sapermi ascoltare in ogni momento, supportarmi e soprattutto sopportarmi. A te io voglio dire: “Grazie Ila. Grazie di cuore”.

Ringrazio due persone speciali che mi sono state sempre vicine in ogni momento, che mi vogliono bene e che mi tirano su se qualcosa non va, per me un esempio da seguire. Sempre disposti a sacrificare il loro tempo per me a voi dico: “Grazie Laura, grazie Max”.

Ringrazio una persona con la quale ho condiviso davvero tutto, alla quale posso confidare ogni mio segreto più profondo, ogni mia paura, ogni mia insicurezza. Carissima compagna di gioie e dolori, fatiche e infortuni, mia inseparabile amica a te voglio dire: “Grazie Silvietta. Ti voglio bene”.

Ringrazio tutti i miei amici che con me hanno condiviso tante serate, hanno saputo apprezzare la mia presenza e mi hanno fatto apprezzare la loro. A voi, che non siete mancati ai piedi del mio letto dopo tre ore e mezza di sala operatoria, a voi, che anche solo con il pensiero mi avete sostenuto, a voi, che avete avuto la serenità di ascoltarmi nei momenti difficili, io dico: “Grazie mille”.

Ringrazio i miei irriducibili compagni di fatiche, in particolar modo tutti: dagli amici del triathlon agli amici del nuoto, passando per la grande famiglia del ciclismo. A voi dico: “Grazie e che fatica starvi lontano”.

Infine, un grande e sentito ringraziamento va al Professor Angelo Tani. Dopo la bella esperienza della tesi di laurea triennale, ho pensato di rivolgermi nuovamente a lui dopo che i miei piani originali di tesi sono

saltati a causa dell'incidente stradale. A dispetto delle mie condizioni fisiche, non ha esitato un secondo nel cercare in ogni modo di venire incontro a tutte le mie esigenze, da quando mi sono presentato con il braccio al collo fino a questi ultimi giorni dove, purtroppo, c'è stato un peggioramento non previsto. Nonostante la sua posizione di relatore e il poco tempo a disposizione, ha sempre scambiato volentieri qualche parola sul mio stato di salute trovando sempre una parola conforto. La sua infinita flessibilità e la sua grande competenza sono state di prezioso aiuto nel compimento di questo elaborato. Un grande esempio di umanità e professionalità.

*“Grazie a tutti,
che date vita alla mia vita,
in questa favola infinita,
che mi ha insegnato a guardare avanti
anche se ferito al cuore.”*

(Gianni Morandi)