

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA

DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E
DELL'INFORMAZIONE “*GUGLIELMO MARCONI*”

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA PER
L'ENERGIA E L'INFORMAZIONE

Implementazione di un sistema di controllo atto a ottimizzare
l'efficienza di convertitori DC-DC impiegati in ambito
Automotive e realizzati con tecnologia GaN

Elaborato in
Laboratorio di Elettronica per le Energie Rinnovabili

Relatore
Prof. Andrea Natale Tallarico

Presentata da
Mattia Canuti

Sessione I

Anno Accademico 2021/2022

Ai miei genitori

Ringraziamenti

Il primo ringraziamento lo voglio porgere alla mia famiglia e a tutte le persone che mi vogliono bene e mi sono state vicine anche con un piccolo gesto.

Ringrazio il mio relatore, il quale mi ha supportato e guidato nel corso della stesura di questo elaborato ma anche alcuni dei docenti che ho avuto il piacere di conoscere in questi anni.

Una dedica speciale va ai miei genitori; a mio padre che sono sicuro sarebbe orgoglioso di questo mio importante traguardo.

Infine, un pensiero mi sento di dedicarlo anche a me stesso. Nonostante i momenti difficili e i numerosi sacrifici, mi sono dato prova di riuscire a portare a termine questo impegnativo percorso, scoprendo come anche i periodi *no* possano regalare le loro grandi soddisfazioni.

Che questa tesi possa segnare l'inizio di tante soddisfazioni, con la dedizione e la perseveranza dimostrate fino ad ora.

Sommario

Lo scopo del presente progetto di ricerca è quello di dimostrare quelli che potrebbero essere i miglioramenti nell'adottare tecnologie GaN nei convertitori di potenza, soffermandosi sull'ambito Automotive.

Si è dunque progettato, simulato ed infine analizzato un sistema di conversione bidirezionale DC-DC. Le prestazioni ottime sono state poi raggiunte attraverso l'introduzione di un sistema di controllo in grado di garantire, in ogni condizione, il miglior funzionamento possibile che garantisca il soddisfacimento delle richieste da parte del veicolo. Questo consentirà quindi di gestire il funzionamento del convertitore sia nelle fasi di scarica che in quelle di rigenerazione (regenerative braking).

Al convertitore, è stato introdotto anche un controllo adattivo per la ricerca del dead-time ottimo dei segnali di pilotaggio dei transistor.

Indice

1	INTRODUZIONE	1
1.1	Introduzione	1
1.2	Obiettivo	1
1.3	Struttura	2
2	TEORIA	3
2.1	Tecnologia GaN	3
2.1.1	Transistori GaN	4
2.1.2	Principali contributi parassiti	7
2.1.3	Pilotaggio dei gate	9
2.1.4	Modalità di integrazione del driver	14
2.1.5	Importanza del dead time	15
2.1.6	Possibili applicazioni dei GaN FET	16
2.1.7	Futuro dei dispositivi GaN	22
2.2	Veicoli elettrici e ibridi	24
2.2.1	Architetture dei veicoli ibridi (HEV)	25
2.2.2	Tecniche di controllo del gruppo propulsore	28
2.2.3	Strutture del circuito di alimentazione e loro sorgenti	31
2.2.4	L'ibrido nel motorsport e nei veicoli ad alte prestazioni	39
2.2.5	Convertitore DC/DC half-bridge	45
2.2.6	Criteri per il dimensionamento del convertitore	47
2.2.7	Numero di fasi	49
2.2.8	Rettificazione sincrona	50
2.3	Controllo di convertitori a commutazione	51
2.3.1	Controllo analogico e controllo digitale	51
2.3.2	Metodo di controllo: PID	52
2.3.3	Autotuning	56
2.3.4	Modellazione di sistemi non lineari	57
2.3.5	Controllo del dead-time	57
3	PROGETTO	60
3.1	Controllo PID e simulazione del sistema complessivo	60
3.1.1	Specifiche generali del sistema	61

3.1.2	Modelli utilizzati.....	64
3.1.3	Progettazione e regolazione del controllo PID: Auto – Tuner in Simulink.....	70
3.1.4	Simulazione del sistema retroazionato	72
3.2	Controllo <i>sensorless</i> del dead-time.....	75
3.2.1	Algoritmo di ottimizzazione del dead-time	80
3.2.2	Risultati.....	83
4	MIGLIORAMENTI FUTURI.....	87
4.1	Controllo PID a doppio anello.....	87
4.2	Diagnosi dei guasti	88
5	CONCLUSIONI	90
	Bibliografia.....	93

Indice delle figure

Figura 1: Struttura del Nitruro di Gallio e caratteristiche chimico-fisiche	3
Figura 2: Comparativa generale tra un transistor al silicio e uno al nitruro di gallio	4
Figura 3: Sezione semplificata rappresentante la formazione del 2DEG all'interfaccia tra i due materiali, dovuta alla polarizzazione indotta dalla deformazione.....	5
Figura 4: Generazione di un flusso di corrente in seguito all'applicazione di tensione al 2DEG	5
Figura 5: : $R_{DS(on)}$ normalizzata in funzione della temperatura per un transistor eGaN 100V comparato ad un MOSFET al silicio con caratteristiche simili	6
Figura 6: $R_{DS(on)}$ un transistor eGaN (EPC2001) in funzione della tensione di gate per diverse correnti (a) e a varie temperature (b)	7
Figura 7: Contributi capacitivi in un transistor GaN.....	7
Figura 8: Impatto sulla potenza persa della CSI (curva verde) e dell'induttanza di power loop (curva rossa)	8
Figura 9: Rappresentazione di uno stage di potenza ad half-bridge mostrante il power loop e il gate loop con la CSI condivisa tra i due loop.....	8
Figura 10: Effetto dell'induttanza di power loop sull'integrità dell'onda	8
Figura 11: Le quattro regioni di commutazione del transistor.....	10
Figura 12: Curva della carica di gate in relazione alla VGS per il transistor GaN EPC2010	10
Figura 13 : Andamento della $R_{DS(ON)}$ di un eGaN HEMT (EPC2001) in funzione della tensione di gate per varie correnti di drain e a varie temperature. Il range raccomandato di tensioni di gate è dentro al rettangolo	11
Figura 14: Esempio della tensione di gate di un transistor eGaN dove è presente un accentuato smorzamento sul fronte di salita e un evidente sotto-smorzamento su quello di discesa	11
Figura 15: L'induttanza tra il gate driver e il power ground causa un "rimbalzo" del gate driver ground. (a) Controller connesso al power ground. (b) Controller connesso allo stesso ground del driver	12
Figura 16: Velocità di commutazione di un transistor EPC2050	13
Figura 17: Corretta implementazione circuitale delle connessioni di accensione e spegnimento del FET.....	13
Figura 18: Controller + Gate Driver in un unico IC	14
Figura 19: Gate Driver + Transistor in un unico IC	15
Figura 20: Verifica sperimentale dell'impatto sull'efficienza introducendo ad un eGaN FET un diodo Schottky in antiparallelo in un convertitore buck con $V_{BUS} = 12\text{ V}$, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$, $f_{sw} = 1\text{ MHz}$	16
Figura 21: Esempi degli ambiti di utilizzo del semiconduttore GaN. Fonte: Transphorm	17
Figura 22: Visione intuitiva del funzionamento di un sistema LiDAR.....	18
Figura 23: Durata degli impulsi in un sistema LiDAR	18
Figura 24: Distorsione di un segnale sinusoidale derivante dal dead time	19
Figura 25: Comparazione dell'integrità delle commutazioni tra GaN FET e Si FET	20

<i>Figura 26: Influenza delle capacità parassite sull'integrità e ritardo di commutazione in un MOSFET</i>	20
<i>Figura 27: L'assenza della Q_{rr} e le minime capacità parassite influenzano in quantità minore la commutazione nei GaN FET</i>	20
<i>Figura 28: I principali sistemi elettronici a bordo di veicoli elettrici ed ibridi</i>	21
<i>Figura 29: Architettura di un HEV serie</i>	25
<i>Figura 30: Struttura fisica di un HEV serie</i>	26
<i>Figura 31: Architettura di una HEV parallelo</i>	26
<i>Figura 32: Struttura fisica di un HEV parallelo</i>	27
<i>Figura 33: Modalità di funzionamento dei veicoli ibridi</i>	28
<i>Figura 34: Strategie di controllo per la gestione dell'energia nei veicoli ibridi</i>	29
<i>Figura 35: Tutte le unità elettroniche di controllo di una HEV</i>	30
<i>Figura 36: Disposizione delle celle in un pacco batteria. Tubi di raffreddamento vengono utilizzati per dissipare il calore generato dalle celle</i>	32
<i>Figura 37: Comparativa delle densità di potenza e densità di energia offerte dai diversi sistemi di accumulo di energia (ESS)</i>	34
<i>Figura 38: Struttura di una cella di un SC</i>	34
<i>Figura 39: Schema generico di un HESS che pilota un propulsore elettrico</i>	35
<i>Figura 40: Modalità operative di un HESS: (a) batteria che alimenta il motore elettrico, (b) batteria e SC che alimentano il motore elettrico, (c) batteria che carica il SC, (d) ricarica del SC mediante frenata rigenerativa</i>	35
<i>Figura 41: Interfaccia passiva in cascata</i>	36
<i>Figura 42: Interfaccia attiva in parallelo</i>	37
<i>Figura 43: Interfaccia a convertitore multi-input</i>	37
<i>Figura 44: Interfaccia a convertitore a doppio ponte attivo</i>	38
<i>Figura 45: Principali componenti di una PU di Formula 1</i>	39
<i>Figura 46: Applicazioni dei supercondensatori in hypercar ibride e HEV leggeri</i>	40
<i>Figura 47: Lamborghini Sián</i>	41
<i>Figura 48: Figura: Confronto qualitativo tra diversi sistemi di accumulo (ESS)</i>	41
<i>Figura 49: Richiesta di potenza su strada urbana americana per un HEV</i>	42
<i>Figura 50: Struttura base di un convertitore DC/DC bidirezionale isolato</i>	43
<i>Figura 51: Sottosistema in esame (rettangolo giallo)</i>	44
<i>Figura 52: Topologia di un convertitore DC-DC bidirezionale half-bridge</i>	45
<i>Figura 53: Topologia del funzionamento in modalità Boost</i>	46
<i>Figura 54: Topologia del funzionamento in modalità Buck</i>	47
<i>Figura 55: Convertitore DC/DC multifase</i>	49
<i>Figura 56: Esempio di convertitore Boost sincrono (sinistra) e asincrono (destra)</i>	50
<i>Figura 57: Architettura di un controllo digitale per convertitori ad alta frequenza e potenza</i>	52
<i>Figura 58: Modello ad anello chiuso</i>	53
<i>Figura 59: Controllore PID</i>	53
<i>Figura 60: Controllore PID implementato in un sistema retroazionato</i>	54

<i>Figura 61: Contributo proporzionale.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 62: Contributo integrativo</i>	<i>55</i>
<i>Figura 63: Contributo derivativo.....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 64: Esempio dei segnali di comando dei due gate con il dead-time</i>	<i>58</i>
<i>Figura 65: Differenze tra la conduzione inversa dei MOSFET e dei GaN HEMT</i>	<i>58</i>
<i>Figura 66: Schematico del sistema oggetto di studio</i>	<i>62</i>
<i>Figura 67: Vista del sistema complessivo</i>	<i>63</i>
<i>Figura 68: Convertitore bidirezionale DC/DC half bridge.....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 69: Circuito di generazione del segnale PWM e dead-time</i>	<i>65</i>
<i>Figura 70: Catene di retroazione del convertitore</i>	<i>66</i>
<i>Figura 71: Modello Simulink del supercondensatore.....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 72: Modello del sottosistema di trazione</i>	<i>68</i>
<i>Figura 73: Selettore modalità</i>	<i>68</i>
<i>Figura 74: Segnalazione modalità di rigenerazione.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 75: Segnalazione modalità di scarica</i>	<i>69</i>
<i>Figura 76: Risposta al gradino del convertitore in modalità Boost.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 77: Risposta al gradino del convertitore in modalità Buck.</i>	<i>71</i>
<i>Figura 78: Varie potenze di carico</i>	<i>72</i>
<i>Figura 79: Simulazione del sistema in base a varie potenze erogate o fornite dal motore elettrico</i>	<i>74</i>
<i>Figura 80: Circuito con modello SPICE del transistor eGaN selezionato</i>	<i>76</i>
<i>Figura 81: Andamento dell'efficienza in funzione del dead-time in modalità Boost per alte potenze</i>	<i>77</i>
<i>Figura 82: Zoom della Figura 81</i>	<i>78</i>
<i>Figura 83: Andamento dell'efficienza in funzione del dead-time in modalità Boost per basse potenze</i>	<i>78</i>
<i>Figura 84: Zoom della Figura 83</i>	<i>78</i>
<i>Figura 85: Esempio di duty cycle minimo in corrispondenza dell'efficienza massima: caso Boost con carico da 700 W .</i>	<i>79</i>
<i>Figura 86: Esempio di duty cycle minimo in corrispondenza dell'efficienza massima: caso Buck con carico da 500 W...</i>	<i>79</i>
<i>Figura 87: Esempio di dead-time non ottimali, tempi troppo brevi (→ conduzione di corrente verso massa, elevate perdite statiche).....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 88: Esempio di dead-time non ottimali, tempi troppo lunghi (→ conduzione in modalità inversa del transistor secondario, perdite per conduzione inversa)</i>	<i>80</i>
<i>Figura 89: Diagramma di flusso dell'algoritmo di ottimizzazione dei dead-time</i>	<i>82</i>
<i>Figura 90: Dead-time in funzione della potenza: caso Boost.....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 91: Dead-time in funzione della potenza: caso Buck</i>	<i>84</i>
<i>Figura 92: Andamento dell'efficienza energetica a varie potenze con dead time fisso e adattivo: caso Boost</i>	<i>85</i>
<i>Figura 93: Andamento dell'efficienza energetica a varie potenze con dead time fisso e adattivo: caso Buck.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 94: Segnali di comando dei gate e corrente sull'induttore: (a) Guasto sul transistor LS in CCM; (b) Guasto sul transistor HS in CCM; (c) Guasto sul transistor LS in DCM; (d) Guasto sul transistor HS in DCM.....</i>	<i>89</i>

Indice delle tabelle

<i>Tabella 1: Componenti della carica di gate e loro definizioni</i>	<i>9</i>
<i>Tabella 2: Comparazione di diversi sistemi di accumulo adatti a veicoli ibridi</i>	<i>32</i>
<i>Tabella 3: Funzione di trasferimento (CCM)</i>	<i>48</i>
<i>Tabella 4: Funzione di trasferimento (DCM)</i>	<i>48</i>
<i>Tabella 5: Parametri e valori utilizzati per il modello</i>	<i>62</i>
<i>Tabella 6: Parametri e valori utilizzati per il convertitore</i>	<i>64</i>
<i>Tabella 7: Parametri di controllo</i>	<i>71</i>
<i>Tabella 8: GaN Systems E-Mode GaN Transistor: GS-065-060-5</i>	<i>75</i>
<i>Tabella 9: Dead-time ottimali: modalità Boost.....</i>	<i>83</i>
<i>Tabella 10: Dead-time ottimali: modalità Buck.....</i>	<i>83</i>
<i>Tabella 11: Incremento dell'efficienza alle varie potenze.....</i>	<i>86</i>
<i>Tabella 12: Casistiche di controllo</i>	<i>87</i>

1 INTRODUZIONE

1.1 Introduzione

La Storia ci insegna che la curiosità e la capacità di farsi domande hanno sempre spinto l'uomo alla ricerca di nuove tecnologie, nel tentativo di avvicinarsi alla perfezione, creando così sistemi sempre più efficienti e prestanti. Oggi, l'elettricità è una realtà data per scontata: una forma di energia che soddisfa gran parte dei nostri bisogni.

Fin dalla Guerra delle correnti, figure del calibro di Nikola Tesla e Thomas Edison cercarono di studiare continuamente tecniche al fine di migliorare la vita di tutti i giorni. Il mondo come lo viviamo noi, dunque, è il frutto delle invenzioni provenienti da decenni di evoluzione tecnologica. Più di un secolo fa, Tesla, intuisce quello che accadrà in futuro: il modo e la velocità con cui la società bruciava combustibile non rinnovabile era sconsiderata. Egli sapeva già che ben presto sarebbe stato necessario trovare fonti alternative. Anticipa lo studio di ciò che oggi chiamiamo "energie rinnovabili", ideando un sistema per sfruttare l'energia proveniente dal sole.

La necessità di ridurre al minimo le emissioni derivanti dalla produzione di energia ha spinto, negli ultimi decenni di ricerca, a rendere lo sfruttamento delle fonti energetiche il più ottimale possibile. L'efficienza in molti processi dei vari settori è raggiunta per mezzo di una loro parziale o totale elettrificazione. Le recenti restrizioni riguardanti l'abbattimento del consumo di energia elettrica, ha spinto così le varie industrie ad investire in nuovi prodotti.

L'elettronica di potenza gioca un ruolo di estrema importanza per poter arrivare ad un livello di alta efficienza energetica, la quale consente di consumare meno a parità di servizio reso, contribuendo a ridurre significativamente le emissioni inquinanti e di CO₂.

Un'efficienza più alta si traduce anche in costi di realizzazione del dispositivo inferiori per via della ridotta potenza dissipata, affidabilità superiore garantita dai componenti meno soggetti a stress termici e a prestazioni migliori che rendono sempre più piccoli i dispositivi e, di conseguenza, i circuiti e/o i sistemi.

1.2 Obiettivo

La tecnologia emergente basata sul Nitruro di Gallio ha caratteristiche superiori praticamente in qualsiasi aspetto se confrontate ai comuni semiconduttori in commercio, cioè il silicio.

Nell'elaborato in questione vengono introdotti i principali cenni teorici sui transistori GaN discutendo così sui possibili ambiti di applicazione scendendo più nel dettaglio di quelli che riguardano l'Automotive.

Prendendo come base di partenza un convertitore DC-DC bidirezionale, è stato realizzato e simulato un sistema implementante un convertitore DC/DC bidirezionale sviluppando una strategia di controllo per produrre i corretti segnali che gestiscono il funzionamento del convertitore. Quest'ultimo ha come sorgente un supercondensatore e sarà collegato ad un bus DC a più alta tensione. Il controllo dovrà prevedere la gestione di funzionamenti distinti in base all'andamento del veicolo. Verrà analizzata e scelta la strategia di controllo che possa offrire il giusto compromesso in termini di praticità di progetto e prestazioni. Infine, sarà sviluppato anche un sistema di controllo adattivo in grado di portare all'ottimizzazione del dead-time.

1.3 Struttura

Il presente elaborato è suddiviso in una prima parte teorica dove vengono introdotti i principali concetti riguardanti i transistori GaN, le tecnologie dei veicoli ibridi e le tecniche di controllo utilizzate nei moderni convertitori di potenza.

Successivamente verrà affrontato il progetto, nel qual è stato simulato e discusso il sistema di conversione dell'energia che permette il flusso bidirezionale di potenza nel veicolo ibrido, operante grazie ad un sistema di controllo che ne permette la corretta gestione delle modalità. Allo schema circuitale del convertitore implementante transistori GaN, è stato poi implementato un sistema in grado di individuare i dead-time ottimi in modo da massimizzarne l'efficienza.

Infine, verranno discusse le possibili implementazioni pratiche e gli eventuali miglioramenti futuri applicabili al convertitore in questione.

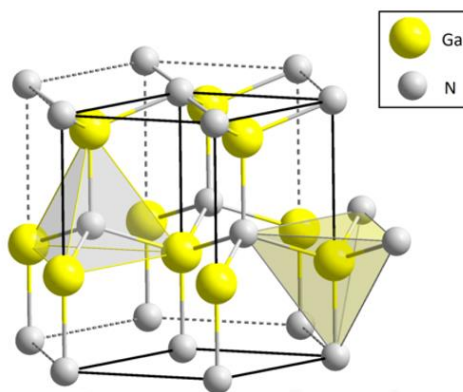
2 TEORIA

2.1 Tecnologia GaN

Per diversi decenni, i transistori basati sul silicio hanno dominato la scena nel settore dell'elettronica dedicata alla conversione dell'energia. Tuttavia, questa tecnologia, ha raggiunto il suo limite di miglioramento in termini di efficienza. In aggiunta, la richiesta di densità di potenza sempre maggiore e le stringenti normative sull'inquinamento ambientale, rendono ormai il silicio inadatto a soddisfare interamente le odierne possibili esigenze.

Le ricerche degli ultimi anni hanno visto, nel nitruro di gallio (GaN), una grande possibilità di svolta per il mondo dell'elettronica di potenza. Attraverso la sua implementazione, si possono soddisfare le crescenti esigenze di energia con una migliore efficienza, prestazioni e costi ridotti nella realizzazione dei sistemi di conversione [1].

I semiconduttori GaN riescono così ad operare a tensioni, temperature e frequenze molto più elevate rispetto ai dispositivi al silicio. Tutto ciò non diminuisce solamente le perdite ma permette di ridurre significativamente il volume del sistema complessivo per via di dissipatori di calore di dimensioni ridotte e a componenti passivi più piccoli.



Properties	
Chemical formula	GaN
Molar mass	83.730 g/mol
Appearance	yellow powder
Density	6.1 g/cm ³
Melting point	>1600 °C
Solubility in water	Insoluble
Band gap	3.4 eV (300 K, direct)
Electron mobility	1500 cm ² /(V·s) (300 K)
Thermal conductivity	1.3 W/(cm·K) (300 K)
Refractive index (n _D)	2.429
Structure	
Crystal structure	Wurtzite
Space group	C _{6v} ⁴ -P6 ₃ mc
Lattice constant	a = 3.186 Å, c = 5.186 Å
Coordination geometry	Tetrahedral
Thermochemistry	
Std enthalpy of formation (Δ _f H ^o ₂₉₈)	-110.2 kJ/mol


Figura 1: Struttura del Nitruro di Gallio e caratteristiche chimico-fisiche

2.1.1 Transistori GaN


Come per tutti i componenti, ciò che si vorrebbe ottenere da un transistor è che si avvicini il più possibile al suo modello ideale. Questo si traduce in alcune caratteristiche desiderabili quali elevata tensione di blocco, bassa resistenza di accensione, elevata velocità di commutazione per limitare le perdite, bassi costi e, infine, dimensioni ridotte per potere contenere ingombro e peso sul circuito complessivo. Grazie ad un ampio *band gap*, i legami all'interno del cristallo di GaN sono fino 3 volte più forti rispetto a quelli del silicio, ciò garantisce un maggior campo elettrico tollerabile e temperature di lavoro superiori.

Transistori con dimensioni ridotte rispetto alla controparte in silicio sono possibili grazie ad un campo elettrico critico più elevato, quindi capacità di sostenere una maggiore caduta di tensione a parità di area. Non da meno, l'elevata mobilità degli elettroni assicura una resistenza interna nettamente inferiore.

MOSFET Benchmark
3.3 mm x 3.3 mm



eGaN FET
1.5 mm x 2.5 mm



Parameter	MOSFET Benchmark 10 V _{GS}	EPC2204 5 V _{GS}	EPC GaN FET Improvement
R_{DS(on)} typ	7.2 mΩ	4.5 mΩ	38%
R _{DS(on)} max	9.2 mΩ	5.6 mΩ	64%
Q _G typ	15 nC	6.4 nC	57%
Q_{GD} typ	5 nC @ 40 V_{DS}	0.9 nC @ 50 V_{DS}	82%
Q _{OSS} typ	29 nC @ 40 V _{DS}	25 nC @ 50 V _{DS}	14%
Q_{RR} typ	29 nC @ 40 V	0 nC	Infinitely
Device Size	10.9 mm²	3.75 mm²	66%

Figura 2: Comparativa generale tra un transistor al silicio e uno al nitruro di gallio

La struttura dei GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor) si basa su un etero giunzione AlGa_n/Ga_n, la quale grazie alla presenza di polarizzazioni spontanee e piezoelettriche porta alla natura piezoelettrica del nitruro di gallio e alla formazione di un gas bidimensionale di elettroni (electron-gas, 2DEG) all'interfaccia AlGa_n/Ga_n.

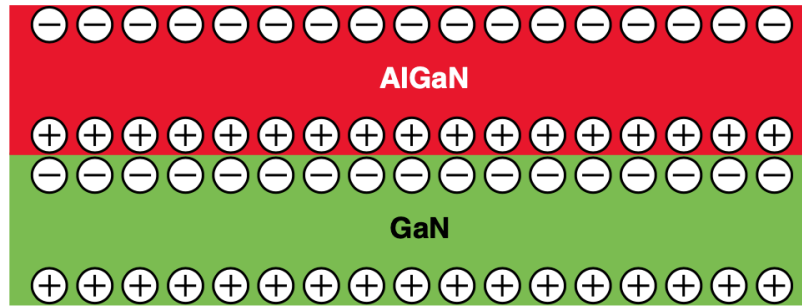


Figura 3: Sezione semplificata rappresentante la formazione del 2DEG all'interfaccia tra i due materiali, dovuta alla polarizzazione indotta dalla deformazione

Applicando una tensione ai capi della regione interessata dal 2DEG, si ottiene una corrente relativamente alta grazie all'elevata conducibilità di questo gas.

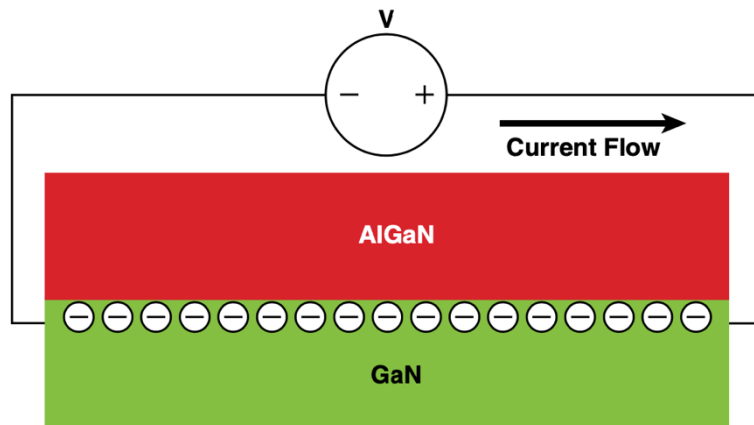


Figura 4: Generazione di un flusso di corrente in seguito all'applicazione di tensione al 2DEG

A seconda dell'etero giunzione, quindi della polarizzazione instaurata, si possono ottenere due tipi di transistori:

- *Modalità a svuotamento* (depletion, d-mode): il transistor risulta normalmente acceso. Nelle applicazioni di conversione dell'energia, questa modalità è inconveniente in quanto richiede una corrente di bias negativa sul gate all'accensione del dispositivo di potenza per poter tenere spento il transistor. Contrariamente si verifica un corto circuito.
- *Modalità ad accrescimento* (enhancement, e-mode): il transistor risulta normalmente spento. Questa modalità non soffre delle limitazioni di quella a svuotamento, non richiede dunque una tensione negativa in quanto un eGaN FET risulta spento e per condurre corrente è necessaria l'applicazione di una tensione positiva sul gate.

Un altro grande vantaggio degli eGaN è la possibilità di operare in *conduzione inversa commutando in tempi minori rispetto ai dispositivi in silicio*. La corrente può dunque scorrere nel verso opposto, quindi da source a drain, nel caso in cui la tensione di drain sia inferiore di quella di gate di almeno una quantità pari alla tensione di soglia del dispositivo. Inoltre, siccome nella enhancement mode non vi sono portatori minoritari; quindi, non vi è la necessità di smaltirli per spegnere il dispositivo, i tempi di commutazione da OFF a ON sono ridotti e le perdite di recupero inverso sono annullate, rendendo l'intero circuito più efficiente e prestante.

Vi sono infine altre caratteristiche elettriche di spessore su cui soffermarsi. Come per un classico MOSFET, anche il GaN FET presenta delle resistenze interne quali quelle di contatto con gli elettrodi di source e drain, quelle di accesso e quella di canale. La somma di tutte queste rappresenta la *resistenza di accensione* ($R_{DS(on)}$). Questa varia in base alla temperatura e alla tensione di gate applicata ma rimane in media inferiore se messa in confronto a quella dei MOSFET.

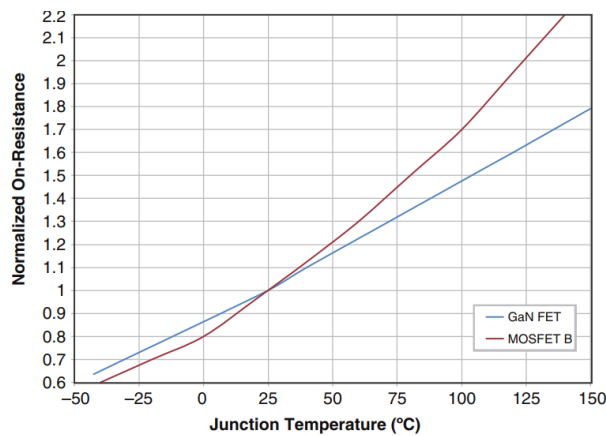
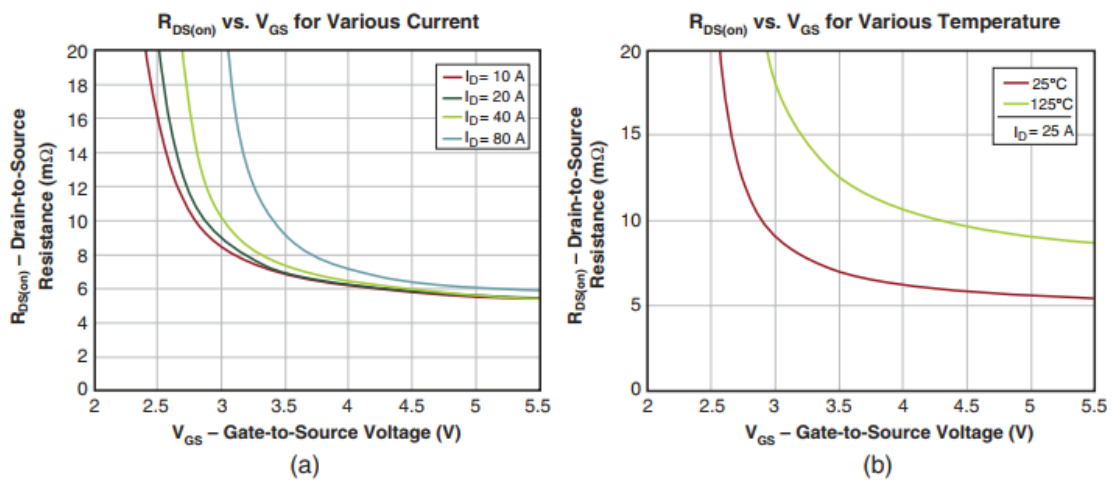


Figura 5: : $R_{DS(on)}$ normalizzata in funzione della temperatura per un transistor eGaN 100V comparato ad un MOSFET al silicio con caratteristiche simili



Oltre alla bassa resistenza di accensione, la struttura di un GaN HEMT lo rende un dispositivo con capacità parassite contenute. Tale parametro è di estrema importanza nel determinare l'energia persa durante le transizioni di accensione e spegnimento. Con questo tipo di dispositivo, sono possibili commutazioni di centinaia di volt in pochi nanosecondi, rendendole possibili anche a diversi MHz.

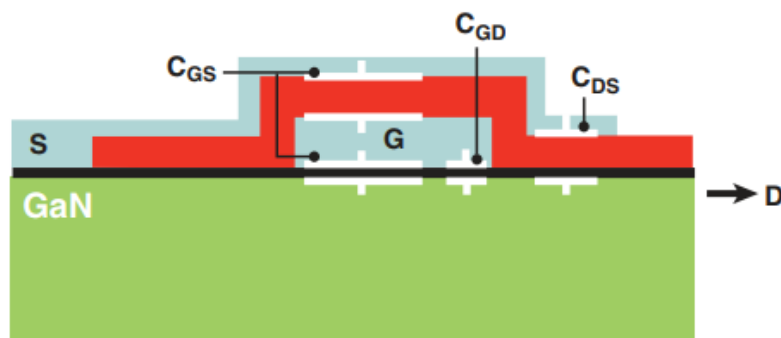


Figura 7: Contributi capacitivi in un transistor GaN

Tanti sono dunque i vantaggi di questa tecnologia emergente, ciononostante è bene tener presente anche le criticità. Il layout complessivo del circuito ospitante i transistor GaN deve essere il più accurato possibile. Qualsiasi sia la modalità di operazione degli switch, questi, operando ad altissime velocità, sono più suscettibili alle induttanze parassite che possono venirsi a creare [2].

Figura 6: $R_{DS(on)}$ un transistor eGaN (EPC2001) in funzione della tensione di gate per diverse correnti (a) e a varie temperature (b)

2.1.2 Principali contributi parassiti

Riuscire a minimizzare il più possibile i parassiti del circuito è fondamentale per potere sfruttare appieno le potenzialità di questi transistor. Nell'elaborato in questione, nei capitoli successivi, verrà analizzato più in dettaglio un convertitore di tipo half-bridge, il quale è presente in circa il 90% dei convertitori di potenza. Questa configurazione presenta due principali circuiti da tenere in considerazione:

1. *Il power loop ad alta frequenza:* formato dai due transistor di potenza e il condensatore del bus;
2. *Il loop di pilotaggio del gate:* composto dal driver, dal circuito di alimentazione e dal relativo condensatore.

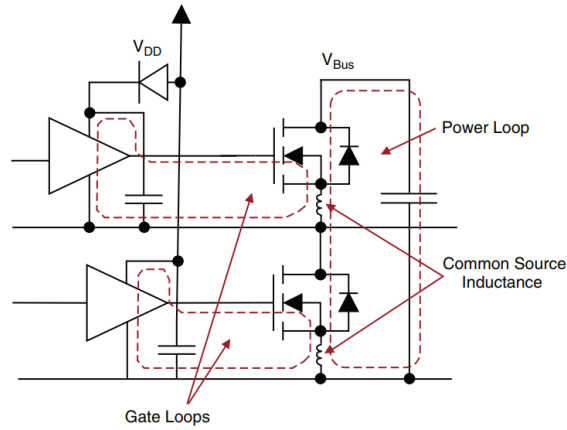


Figura 9: Rappresentazione di uno stage di potenza ad half-bridge mostrante il power loop e il gate loop con la CSI condivisa tra i due loop

Per quanto riguarda la CSI (*common source inductance*) è comune ad entrambi i loop, per cui va minimizzata il più possibile. Non è tuttavia fattibile ridurre tutte le diverse componenti parassite in modo equo; dunque, devono essere considerati in ordine di importanza. Quella di maggior impatto è sicuramente la CSI, seguita dall'induttanza del power loop ed infine quella di gate loop. All'aumentare dell'induttanza parassita aumentano le perdite e il miglior modo per minimizzare il problema è quello di eliminare tutti i contributi parassiti attraverso una scrupolosa ottimizzazione del layout. Non da meno, il contributo proveniente dal loop di alimentazione grava anche sull'integrità dei segnali sugli switch. Essa genera degli overshoot considerevoli e più è grande questa induttanza tanto maggiore sarà l'ampiezza delle oscillazioni (ringing).

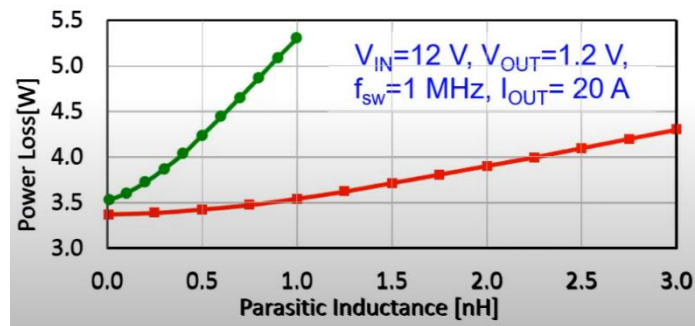


Figura 8: Impatto sulla potenza persa della CSI (curva verde) e dell'induttanza di power loop (curva rossa)

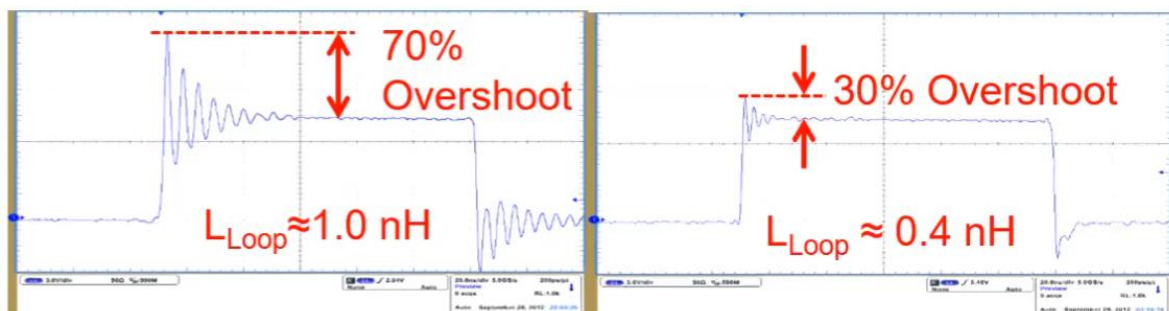


Figura 10: Effetto dell'induttanza di power loop sull'integrità dell'onda

2.1.3 Pilotaggio dei gate

I transistor GaN generalmente si comportano come i MOSFET di potenza, ma con velocità di commutazione e densità di potenza molto più elevate. È necessario pilotarli correttamente per ottenere le massime performance.

Per quanto riguarda questo aspetto, è bene concentrarsi su alcune specifiche:

- *Gate drive voltage*: necessità di regolare il livello della tensione di comando del gate per evitare un eventuale overvoltage su di esso;
- *Controllo dei tempi di turn-on e turn-off*: la velocità del driver che pilota il transistor deve corrispondere alla velocità di quest'ultimo. Ciò è possibile controllando accuratamente l'accensione e lo spegnimento del driver;
- *Gate and power loop inductance*: bisogna minimizzare il più possibile le induttanze parassite provenienti dai power loop;
- *Transient noise immunity*: il design del driver deve essere immune da disturbi per evitare accensioni indesiderate degli switch.

L'elettrodo di gate presenta un'elevata impedenza di ingresso. Il controllo del GaN HEMT è dunque realizzato aggiungendo o rimuovendo una determinata quantità di carica dall'elettrodo.

Tabella 1: Componenti della carica di gate e loro definizioni

Gate Charge Components	Definitions
Q_{GS}	Charge required to increase gate voltage from zero to the plateau voltage.
Q_{GS1}	Charge required to increase gate voltage from zero to the threshold voltage of the device.
Q_{GS2}	Charge required to commute the device current.
$Q_{GS} = Q_{GS1} + Q_{GS2}$	
Q_{GD}	Charge required to commute the device voltage, at which point the device enters the linear region.
Q_G	Total gate charge required to drive a device from zero to rated gate voltage, including Q_{GD}

Si può dunque segmentare la commutazione del transistor in 4 regioni: (1) carica necessaria per portare l'elettrodo di gate alla tensione di soglia, (2) carica necessaria per completare la transizione

di salita della corrente (t_{CR}) e raggiungere la tensione di plateau (V_{pl}), (3) carica necessaria per completare la transizione di discesa della tensione (t_{VF}), infine (4) carica fornita per pilotare il gate alla tensione di steady-state.

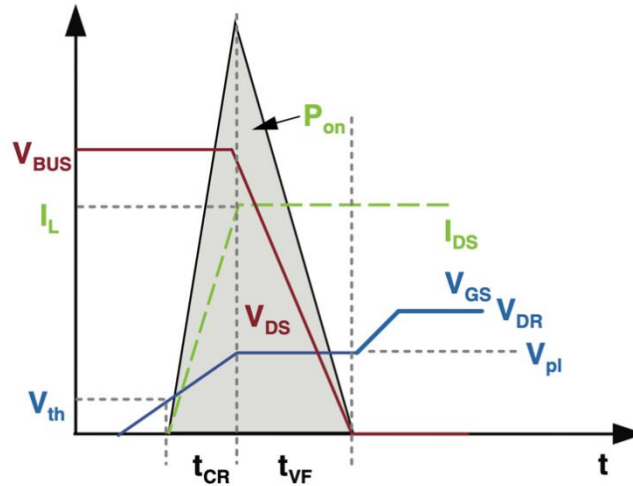


Figura 11: Le quattro regioni di commutazione del transistor

Prendendo in esame il GaN HEMT EPC2010, si può notare in **Figura 12** come siano necessari 8nC di carica per portare la V_{GS} da 0V a 5V. Una tensione di 5V assicura la completa accensione del dispositivo.

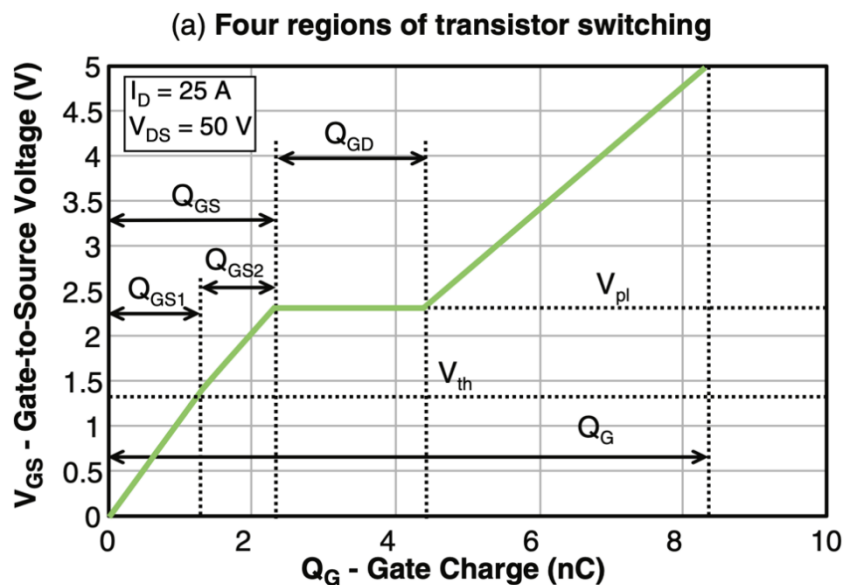


Figura 12: Curva della carica di gate in relazione alla V_{GS} per il transistor GaN EPC2010

In generale, questi piccoli transistor al GaN hanno una capacità di gate significativamente più bassa della loro controparte al silicio.

Con una velocità di commutazione molto elevata, tuttavia, è necessario prestare attenzione per evitare gli overshoot che potrebbero inavvertitamente portare i gate al di sopra del limite massimo e, dunque, portarlo al degrado o alla rottura.

Un transistor GaN in enhancement-mode è possibile accenderlo con una tensione minima di 4V senza un aumento significativo della $R_{DS(on)}$. Ciononostante, è consigliato mantenere una tensione di gate di circa 5V per conservarsi un piccolo margine dalla tensione di gate massima applicabile che è di 6V. Il range di tensioni raccomandato è compreso nel rettangolo in Figura 13.

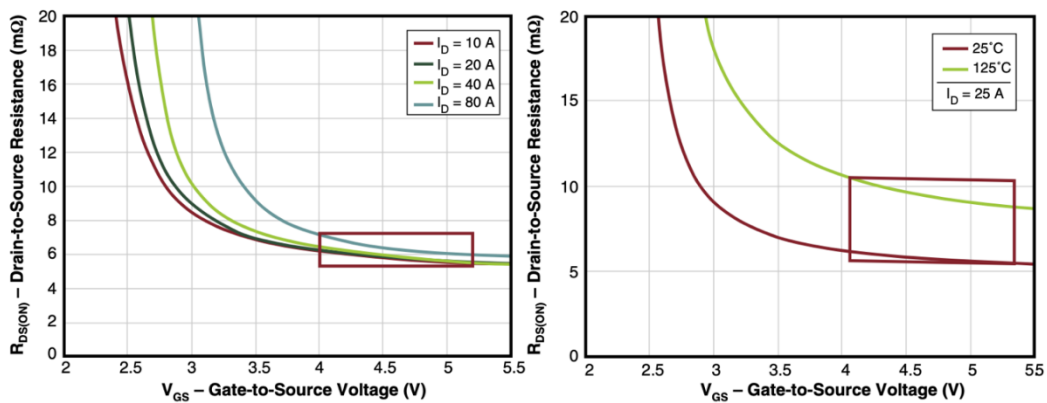


Figura 13 : Andamento della $R_{DS(ON)}$ di un eGaN HEMT (EPC2001) in funzione della tensione di gate per varie correnti di drain e a varie temperature. Il range raccomandato di tensioni di gate è dentro al rettangolo

Per quanto riguarda lo spegnimento, e dunque il fronte di discesa della tensione di gate, a differenza della fase di accensione, sono maggiormente tollerabili delle oscillazioni di potenziale, a patto che non superino la tensione di soglia accendendo involontariamente il transistor.

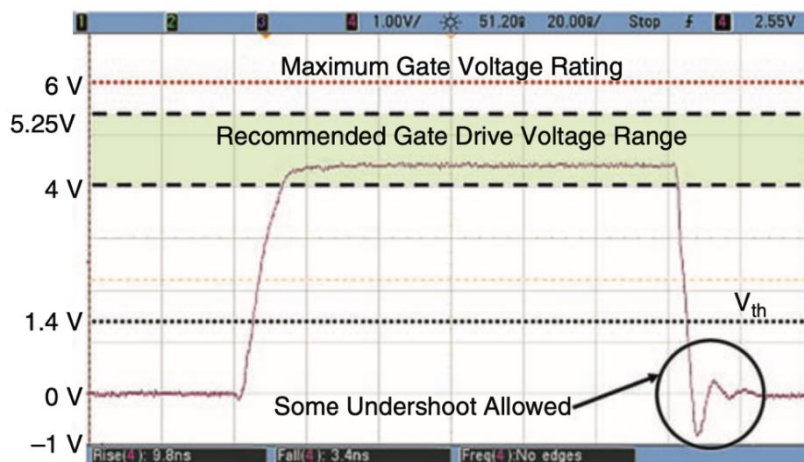


Figura 14: Esempio della tensione di gate di un transistor eGaN dove è presente un accentuato smorzamento sul fronte di salita e un evidente sotto-smorzamento su quello di discesa

Essendo i due smorzamenti differenti tra loro, tale dissimilitudine si traduce nell'adottare due rami resistivi separati e di diverso valore tra di loro, uno per l'accensione e il secondo per lo spegnimento, rendendo possibile due comportamenti distinti.

Le prestazioni e l'integrità del dispositivo possono essere compromesse anche dai rimbalzi verso massa (ground bounce). Tale fenomeno è molto comune nelle logiche ad alta velocità. Ha come effetto indesiderato anche l'introduzione di commutazioni indesiderate. Si origina per via delle alte tensioni ad elevato slew rate che attraversano i condensatori del circuito, generando degli impulsi di corrente di breve durata. Impulsi di grandi dimensioni possono modificare lo stato logico dell'ingresso del gate driver e quindi avere un impatto negativo sul dispositivo di alimentazione del transistor. Il modo migliore per evitare il ground bounce consiste nel posizionare il controller sullo stesso ground del gate driver.

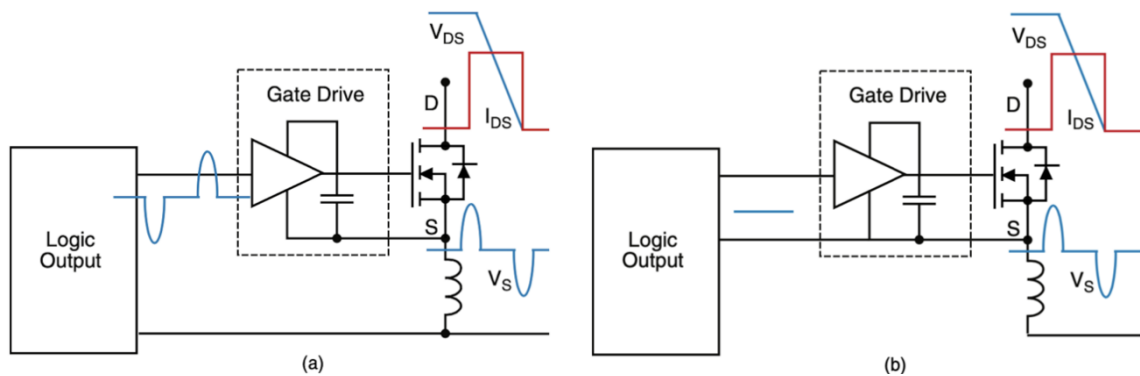


Figura 15: L'induttanza tra il gate driver e il power ground causa un "rimbalzo" del gate driver ground. (a) Controller connesso al power ground. (b) Controller connesso allo stesso ground del driver

Scendendo più nel dettaglio nel funzionamento del driver, questo, interfaccia il controllore del segnale PWM con il transistor. Esso può implementare anche delle tecniche di protezione del circuito in caso di malfunzionamenti, evitando comportamenti pericolosi. I convertitori che adottano GaN FET, sono solitamente sottoposti a tensioni più elevate e a slew-rate di corrente maggiori. Queste caratteristiche devono essere gestite adeguatamente al fine di garantire le massime prestazioni. La velocità di commutazione dei FET aumenta in proporzione alla loro tensione nominale e i driver dovrebbero avere una velocità superiore ai $100\text{kV}/\mu\text{s}$. Volendo si può ridurre facilmente la velocità dv/dt aumentando la resistenza di gate, a scapito ovviamente dell'efficienza.

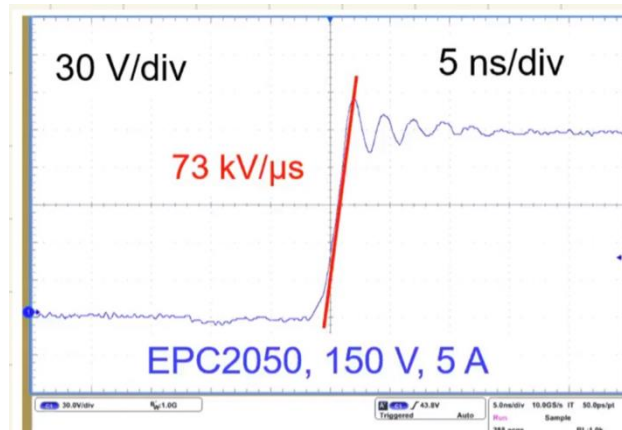


Figura 16: Velocità di commutazione di un transistor EPC2050

Avendo i GaN FET una bassa tensione di soglia, bisogna assicurare un solido stato OFF e, dunque, come detto in precedenza, bisogna adottare dei driver che abbiano delle connessioni al gate del driver per l'accensione e lo spegnimento separate tra di loro. Bisogna evitare l'introduzione di diodi per la modalità di spegnimento ed utilizzare solamente due semplici resistori (R_{on} , R_{off}).

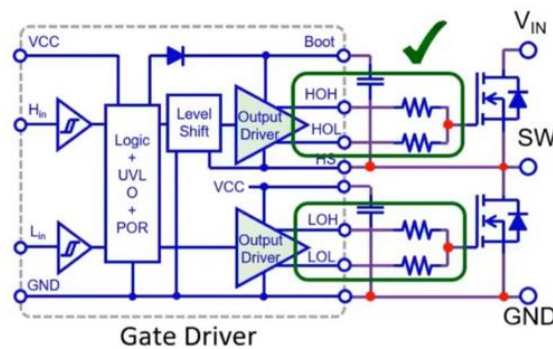
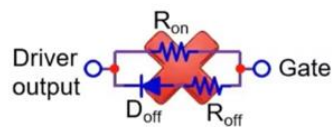


Figura 17: Corretta implementazione circuitale delle connessioni di accensione e spegnimento del FET

Per quanto riguarda la tensione di pilotaggio migliore, come si è già anticipato, si attesta attorno ai 5V. Non vi sono sostanziali benefici nel comandare un transistor GaN con tensioni superiori, anzi, un valore più basso agevola le situazioni evitando il verificarsi dei ringing. È previsto dunque un Over-Voltage Management e un Under-Voltage Management. Quest'ultimo previene da ringing di spegnimento troppo elevati che causerebbero la riaccensione del transistor.

Completa le caratteristiche principali di un driver per GaN FET l'Under-Voltage Management, il quale impedisce il pilotaggio del transistor nel caso in cui la tensione di alimentazione del circuito (V_{DD} o V_{CC}) sia inferiore ad un certo limite.

Soglie minime raccomandate:

- 4.0V → ENABLE
- 3.8V → DISABLE

In una configurazione half-bridge, per il driver superiore è più difficile la stima della tensione del relativo gate poiché il suo riferimento si “appoggia” sul nodo di switching che presenta veloci commutazioni. Quella da misurare sarà dunque, in tal caso, un valore differenziale [3].

2.1.4 Modalità di integrazione del driver

I componenti principali di un convertitore di potenza sono: il *controller*, il *gate driver* e i *transistor*. Si possono vedere il controller e il driver come un unico blocco. Spesso, infatti, li si trova in un unico circuito integrato (IC). Un altro modo di integrare tali componenti è di mettere nello stesso circuito integrato il driver e i FET in modo da minimizzare i parassiti, separandoli dal controller [3].

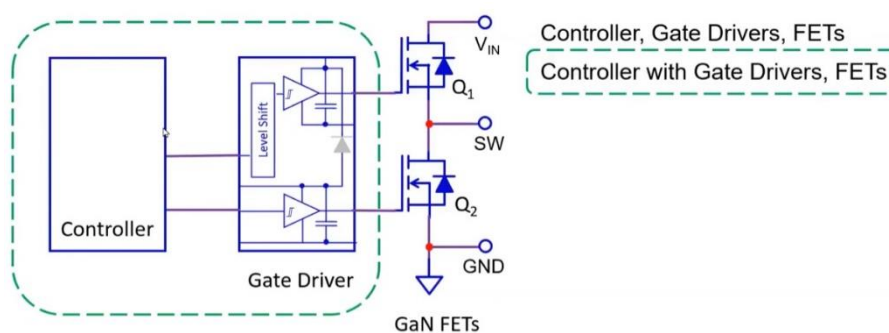


Figura 18: Controller + Gate Driver in un unico IC

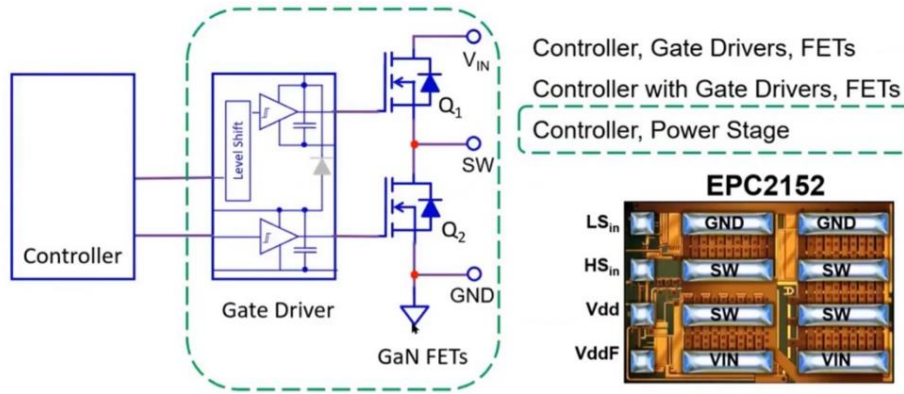


Figura 19: Gate Driver + Transistor in un unico IC

Per quanto riguarda il controller, il più utilizzato è di tipo PWM e può essere digitale o analogico. Di questo se ne discuterà meglio nei capitoli successivi.

2.1.5 Importanza del dead time

Il dead time è un parametro di progetto di estrema importanza in moltissimi convertitori di potenza implementati mediante tecnologia GaN. Diviene sempre più importante al crescere della frequenza di commutazione del circuito.

La minimizzazione del dead time è importante per massimizzare l'efficienza [4]. L'uso di questa tecnica è indispensabile nei convertitori sincroni i quali, a differenza di quelli asincroni, garantiscono appunto efficienza superiore. Siccome i GaN FET quando operano in conduzione inversa hanno una tensione tra drain e source significativamente più elevata di quella dei MOSFET, si possono verificare maggiori perdite di conduzione [5]. Tali perdite si possono quantificare tramite la seguente equazione:

$$P_{SD} = V_{SD} \cdot I_{SD} \cdot t_{SD} \cdot f_{SW}$$

Una temporizzazione ottimale può produrre ottimi risultati in specifiche condizioni di lavoro. Queste ultime sono dinamiche e dipendono da corrente e tensione di carico, tensione di alimentazione e duty cycle [2]. Spesso non è pratico avere un sistema in grado di controllare in modo adattivo il dead time con la precisione necessaria a ridurre le perdite ma comunque fattibile, pur introducendo ulteriori componenti al circuito [5]. Un'alternativa consiste nel porre in antiparallelo al GaN FET un diodo Schottky per mitigare le perdite del body diode quando avviene la conduzione inversa. L'introduzione

di tale componente riduce anche la tensione di conduzione inversa ma con lo svantaggio di un aumento della capacità di output e relative perdite.

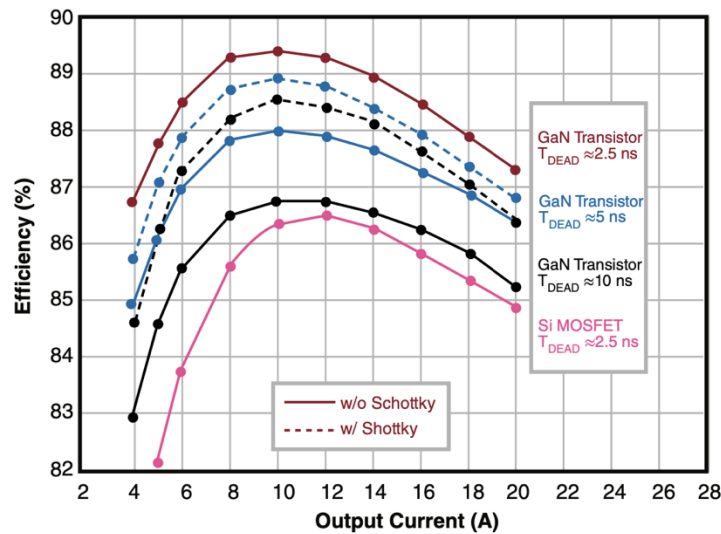


Figura 20: Verifica sperimentale dell'impatto sull'efficienza introducendo ad un eGaN FET un diodo Schottky in antiparallelo in un convertitore buck con $V_{BUS} = 12$ V, $V_{OUT} = 1.2$ V, $f_{sw} = 1$ MHz

2.1.6 Possibili applicazioni dei GaN FET

È ormai chiaro che i transistori GaN saranno componenti fondamentali per l'elettronica di potenza negli anni a venire. Quest'ultima riesce a beneficiare di un sostanziale incremento nelle prestazioni accompagnato anche da una riduzione nel volume e nei costi di realizzazione.

Le soluzioni GaN offrono almeno la stessa aspettativa di vita dei classici MOSFET ma, appunto, offrendo un'efficienza migliore.

L'affidabilità offerta da questa tipologia di transistor proviene da lunghe e scrupolose fasi di progettazione e di test stressanti mirati all'analisi dei guasti.

Numerose sono quindi le solide soluzioni offerte alle applicazioni come quelle industriali, domestiche, automobilistiche e aerospaziali [6].

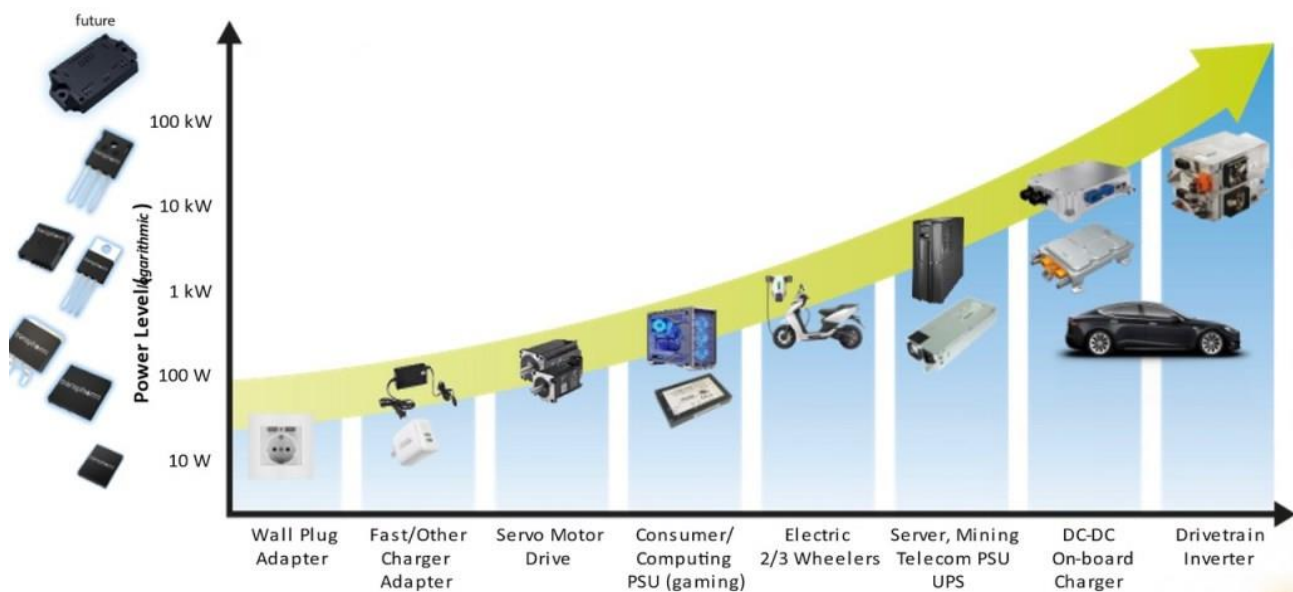


Figura 21: Esempi degli ambiti di utilizzo del semiconduttore GaN. Fonte: Transphorm

Più in dettaglio, gli ambiti di impiego della tecnologia GaN possono essere:

- LiDAR
- Amplificatori audio
- Sistemi fotovoltaici
- Elettronica di consumo e IT
- Industria medica
- Aerospazio e Difesa
- Automotive

LiDAR (Light Detection and Ranging) è un sistema che sfrutta i laser pulsati per misurare la distanza tra gli oggetti ai fini di “mappare”, in tre dimensioni, tutto lo spazio circostante. Conoscendo infatti la velocità della radiazione elettromagnetica emessa e i momenti di emissione e ricezione della stessa, si è in grado di calcolare la distanza dall’oggetto colpito. Tale tecnica viene definita TOF (Time-of-flight) [7]. Trova interesse nella guida autonoma, offrendo un’alta precisione ed una copertura ad alto

raggio, oppure per funzioni geografiche [2]. Le problematiche tecnologiche derivano proprio dall'impiego del fascio laser il quale, per ricostruire con precisione la morfologia dell'ambiente circostante, richiede anche decine di ampere per sopperire al basso coefficiente di riflessione caratteristico della sua onda, contrariamente ai sistemi RADAR che offrono un più alto coefficiente di riflessione a scapito però di una minor risoluzione a distanze elevate [7].

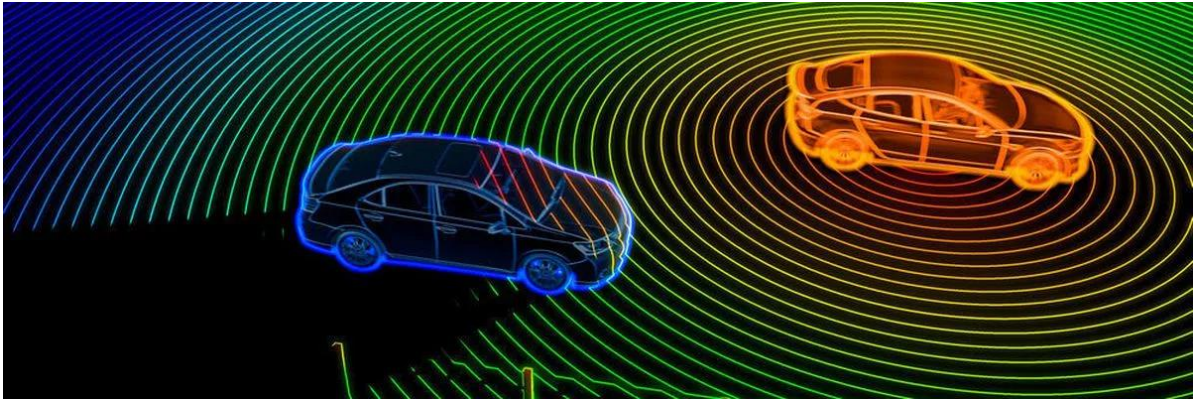


Figura 22: Visione intuitiva del funzionamento di un sistema LiDAR

Gli aspetti chiave per il design di un sistema LiDAR sono la durata dell'impulso e la sua ampiezza. Prendendo come esempio ideale un impulso infinitesimale, questo viaggia fino alla destinazione e parte di esso viene riflessa indietro al rivelatore. Impulsi di maggior durata, si potrebbero sovrapporre rendendoli poi difficili da distinguere tra di loro riducendo così anche la risoluzione a lunghe distanze. Dunque, vien da sé che gli impulsi laser devono essere il più brevi possibili. Anche la frequenza con cui vengono emessi deve essere tenuta in conto, se è elevata molti più dati vengono generati in un determinato periodo di tempo, portando a ovvi benefici [8].

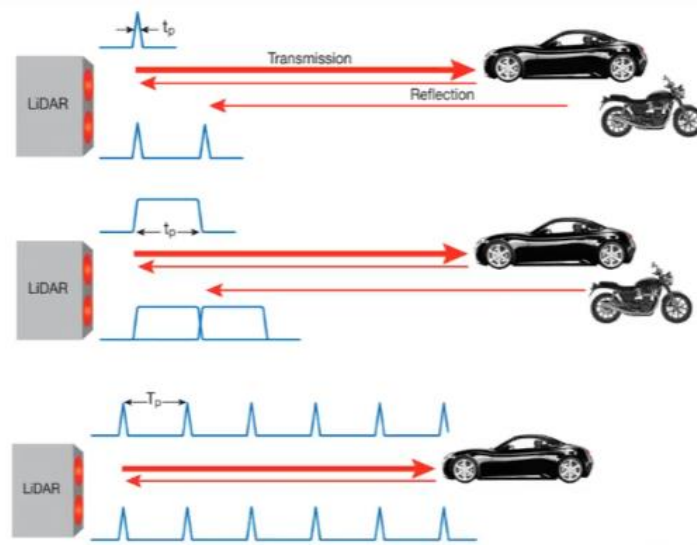


Figura 23: Durata degli impulsi in un sistema LiDAR

Grazie alla capacità dei transistor GaN di gestire impulsi di corrente ad elevata velocità, si riescono ad abbattere tutti i limiti di copertura dei tradizionali sistemi al laser. Le applicazioni si spingono anche oltre, arrivando addirittura a quelle per gli ambiti **medicale** e **militare**.

Negli **amplificatori audio**, oltre ad una maggior efficienza, i GaN FET forniscono una migliore qualità sonora, aspetto fondamentale nella progettazione di tali sistemi. Siccome l'interpretazione sonora è un fattore soggettivo, si fa uso di quantità misurabili quali la distorsione armonica totale (THD) e il fattore di smorzamento (DF) per confermare i miglioramenti nell'utilizzo del nitruro di gallio. Gli amplificatori in classe D sono dei convertitori buck che operano sia con correnti positive che negative. Per minimizzare la distorsione diviene così necessaria la massima riduzione del dead time.

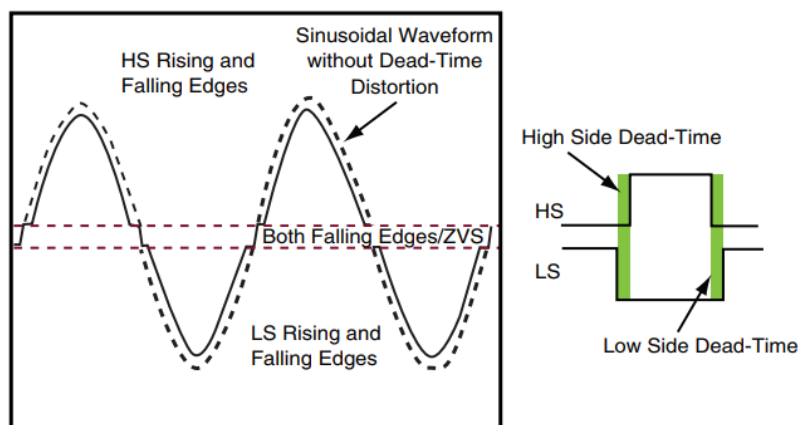


Figura 24: Distorsione di un segnale sinusoidale derivante dal dead time

Il fattore di smorzamento, invece, è preferibile di alto valore ed è definito come il rapporto tra l'impedenza di carico e quella di sorgente. Utilizzando un dispositivo con una bassa resistenza di lavoro, si riesce di conseguenza a migliorare tale fattore [2]. L'obiettivo principale di qualsiasi amplificatore audio è dunque quello di riprodurre il segnale in totale trasparenza cercando di replicare il più fedelmente possibile la traccia riprodotta. Gli amplificatori che fanno uso dei transistor necessitano di forme d'onda di commutazione perfette. Tanto più ci si discosta dalla forma ideale tanto più lontana dalla perfezione sarà la replica audio. Nelle modulazioni PWM di questo ambito, le imperfezioni della commutazione si concentrano in periodi che rappresentano il 5% o il 10% dell'intero ciclo di commutazione.

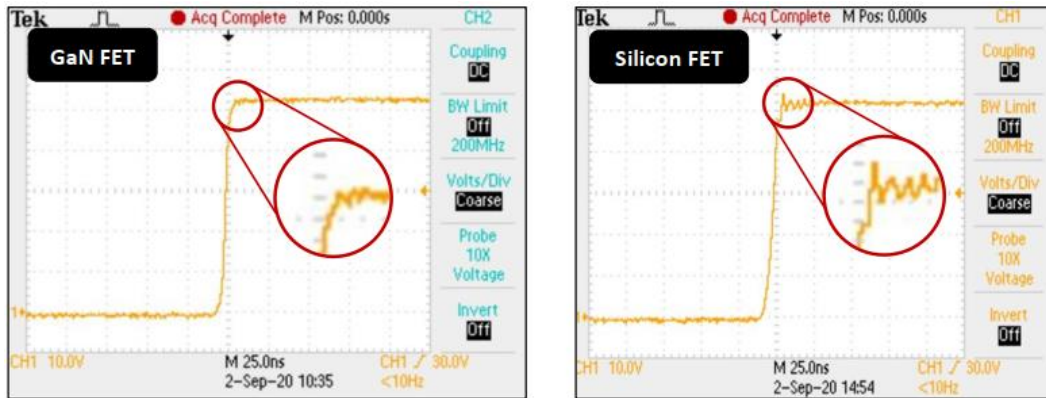


Figura 25: Comparazione dell'integrità delle commutazioni tra GaN FET e Si FET

Anche gli effetti capacitivi hanno un impatto non desiderato sulla forma d'onda e quindi sulla qualità sonora. Grazie alle caratteristiche del semiconduttore GaN e soprattutto all'assenza di perdite derivanti dalla carica di recupero inversa (Q_{rr}), fanno sì che la riproduzione sonora sia apprezzabilmente superiore rispetto all'utilizzo del silicio, il quale presenta anche significativi ritardi di accensione e spegnimento dello switch degradando ancor più le performance dell'amplificatore.

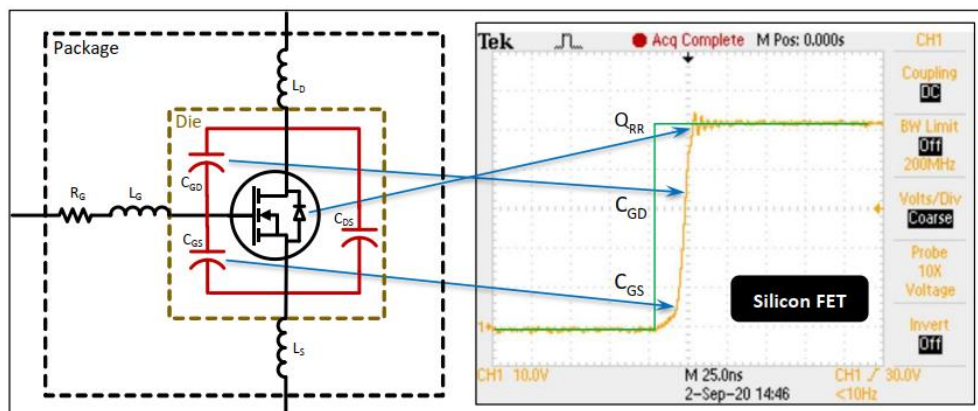


Figura 26: Influenza delle capacità parassite sull'integrità e ritardo di commutazione in un MOSFET

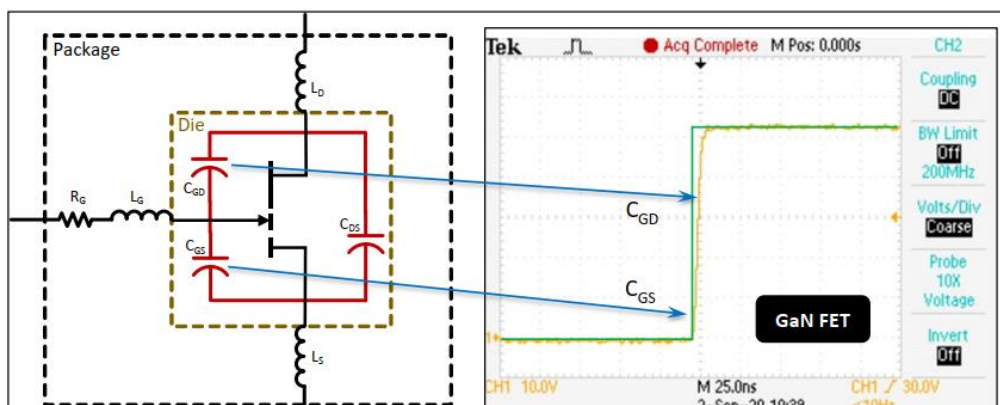


Figura 27: L'assenza della Q_{rr} e le minime capacità parassite influenzano in quantità minore la commutazione nei GaN FET

Non scompare però del tutto la difficoltà nel progettare amplificatori audio in classe D di elevata qualità, anche adottando il GaN sono presenti numerosi trade-off da tenere in considerazione: il compromesso tra distorsione ed efficienza è comunque presente [9].

I dispositivi al silicio si stanno sempre più avvicinando ai loro limiti teorici anche per quanto riguarda il controllo dei motori elettrici in ambito **Automotive**. Gli elementi chiave sono i motori elettrici, le batterie e i sistemi di powertrain che gestiscono l'energia come i **convertitori di potenza** elettrica. La fetta di mercato dei veicoli elettrici e ibridi (EVs, HEVs) è oggi relativamente piccola [10]. Il fattore principale sono le batterie: ancora non si è riusciti ad eguagliare la concentrazione di potenza dei combustibili fossili, realizzare una sorgente di dimensioni contenute ad elevata autonomia e che costi poco. Diventa dunque di indiscutibile importanza rendere ogni sottosistema elettrico il più efficiente possibile.

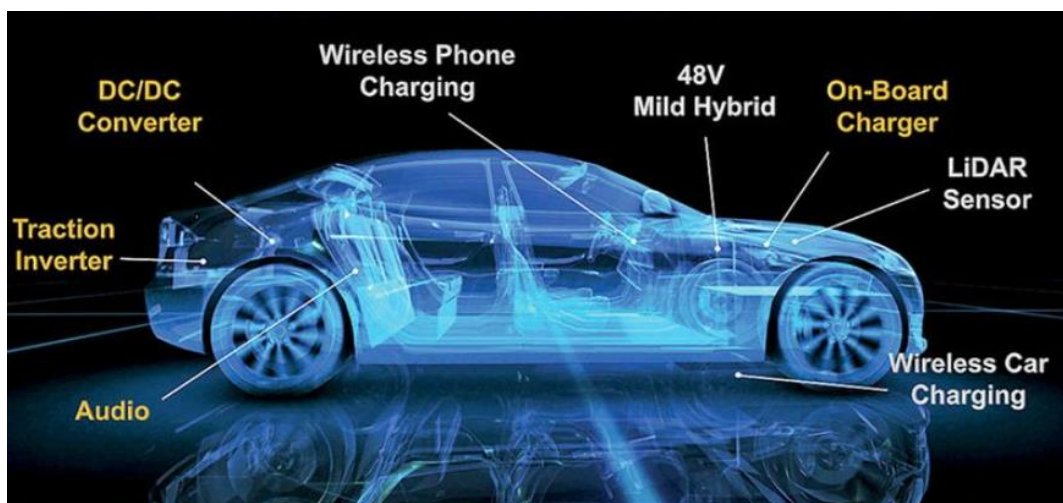


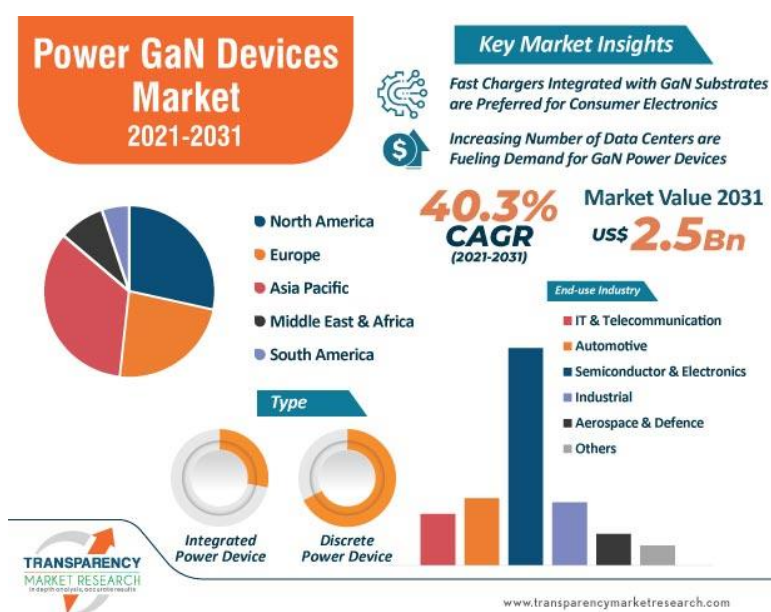
Figura 28: I principali sistemi elettronici a bordo di veicoli elettrici ed ibridi

Le tensioni richieste dagli EV/HEV per la trazione stanno poco alla volta cambiando rispetto i primi valori introdotti nel 2010/2012 [10]. La tendenza è di orientarsi verso tensioni di alimentazione più alte, le quali portano a diversi vantaggi a parità di potenza. Il nuovo standard ad 800V porta a ricariche molto più rapide nei veicoli plug-in, ma anche in ambito delle competizioni automobilistiche si trovano benefici: in Formula 1, Ferrari è stata la prima scuderia ad introdurre nella monoposto del 2021 (la SF21) l'ibrido ad alta tensione con batteria allo stato solido. Per quest'ultima, si passa dagli ioni di litio con elettrolita liquido a dispositivi ionici allo stato solido in grado di garantire densità energetiche superiori (si passa dai 250Wh/Kg a oltre 400 Wh/Kg) e un risparmio in termini di volume e peso. Grazie a ciò si riesce a garantire prestazioni maggiori in quanto anche il sistema di

raffreddamento dell'ERS (Energy Recovery System) e il diametro dei cablaggi sono contenuti, portando a benefici dal punto di vista aerodinamico [11]. Dispositivi al nitruro di gallio in grado di lavorare a tensioni e potenze così elevate sono ancora in fase di sviluppo ma sicuramente l'interesse verso questo ambito non è poco e presto lo si potrà apprezzare. Le principali industrie che studiano i transistor GaN hanno già messo in commercio unità in grado di operare a 650V e, addirittura, a 900V [12]. Oltre a garantire una migliore efficienza, l'aumento della frequenza PWM riesce ad offrire un comportamento del motore più silenzioso. Prendendo in esempio un inverter trifase con transistor GaN operante a 48V, è possibile incrementare la frequenza da 20kHz a 1MHz, anche oltre, riuscendo così a ridurre il tempo morto da 1000ns a 50ns (il quale è il responsabile del rumore prodotto dalle macchine elettriche) [13]. Il rumore udibile è un aspetto critico anche per robot industriali e droni [14].

2.1.7 Futuro dei dispositivi GaN

Ancora non si è arrivati a sfruttare a pieno il potenziale di questa tecnologia emergente ma, le sue caratteristiche, fanno ben sperare in ottica futura. Il mercato globale dei dispositivi GaN, valutato nel 2020, risultava di quasi 62 milioni di dollari e si prevede un'espansione di più del 40% entro il 2031 raggiungendo un valore di 2,5 miliardi di dollari [15].



Ad aiutare l'espansione, contribuisce anche la sostituzione delle complesse tecniche di produzione per i substrati GaN con materiali più convenienti per poter ridurre il prezzo finale di un singolo HEMT. La riduzione del consumo energetico è tra i principali obiettivi anche nel settore delle telecomunicazioni, unita ad una crescente domanda di caricabatterie rapidi per i dispositivi di consumo, spingono le aziende produttrici di semiconduttori ad investire nel nitruro di gallio riuscendo a trovare un'elevata opportunità di guadagno. Infine, l'espansione del mercato dei veicoli elettrici contribuirà anch'essa ad aumentare la domanda dei dispositivi GaN di potenza.

2.2 Veicoli elettrici e ibridi

Il forte sviluppo dei materiali per motori elettrici, accumulatori di energia ed elettronica di potenza ha reso possibile una disponibilità sempre maggiore di queste tecnologie permettendo di investire nel mercato dei veicoli elettrici e ibridi (EV, HEV). Oggigiorno, è innegabile che tali sviluppi siano di fondamentale importanza per il settore automobilistico sia in termini di risparmio di combustibile che di impatto ambientale.

Il motore elettrico, se confrontato con quello a combustione interna, ove quest'ultimo è costituito da centinaia di componenti in movimento e interagenti tra di loro, risulta di gran lunga più semplice. Analizzando l'efficienza energetica dei due sistemi propulsivi, si vede quello a combustione arrivare al massimo tra il 30% e il 40%, mentre per quello elettrico si arriva tranquillamente al 90%. La trazione elettrica vede, inoltre, nella rigenerazione dell'energia, un altro vantaggio significativo rispetto alle tradizionali macchine motrici. L'energia derivante dai combustibili come benzina e gasolio non è rigenerabile in tempi utili, contrariamente a quella derivante dall'elettricità, la quale offre anche sicurezza dello stoccaggio e facilità di controllo. In fase di frenata il motore elettrico può lavorare come un generatore producendo energia per la ricarica della batteria. Tale capacità è di primaria importanza in quanto il punto debole della propulsione elettrica nei veicoli risiede soprattutto nella struttura delle batterie, generalmente ingombranti e con ricariche lunghe, richiedendo fino a diverse ore per una carica completa anche se, questo tempo, negli ultimi anni, è stato ridotto significativamente. C'è anche da sottolineare che il motore elettrico, nella sua semplicità meccanica, riesce ad erogare tutta la sua coppia fin dal suo azionamento. Contrariamente, i motori a ciclo Otto e Diesel, sviluppano la maggior coppia in un range limitato di giri/minuto e, generalmente, raggiungono regimi di rotazione inferiori. Questo arco di giri limitato in cui operano li costringono a lavorare accoppiati ad una trasmissione, la quale contribuisce anch'essa alle dispersioni meccaniche. Il motore endotermico ha però dalla sua un rapporto più efficiente tra energia sviluppata, massa e volume del suo combustibile. C'è poi da ricordare che il carburante è un fluido allo stato liquido e quindi molto semplice da contenere e accumulare.

Nel presente elaborato, ci si sofferma sulla tipologia di propulsione ibrida delle HEV, le quali combinano al meglio i due mondi.

2.2.1 Architetture dei veicoli ibridi (HEV)

L'elettricità può essere generata da molteplici fonti rinnovabili: solare, eolica, idroelettrica e diverse altre. Tuttavia, le attuali reti elettriche dei vari paesi non sono ancora pronte per sostenere l'elevata richiesta nelle ore diurne da parte di una totale elettrificazione dei veicoli. Le auto puramente elettriche (EV) possono usufruire delle ore notturne per caricarsi, quando la rete è fuori picco massimo e ha dunque delle capacità di energia superiori rispetto al giorno. Risulta a volte complicato mantenere un'auto elettrica se si tengono in considerazione i costi di acquisto tendenzialmente più alti rispetto ai veicoli a combustione interna, autonomia limitata e lunghi tempi di ricarica. Le soluzioni ibride, le quali adottano sia un motore tradizionale (ICE) che uno elettrico, riescono a sopperire a molti aspetti sfavorevoli di questa tecnologia, non necessitando di essere ricaricati mediante rete elettrica. Il veicolo può dunque funzionare attraverso il classico carburante ma con il vantaggio di avere dei consumi sensibilmente inferiori grazie al supporto della propulsione elettrica. Il mercato offre anche gli ibridi plug-in che incorporano batterie più grandi rispetto gli HEV e permettono anche la ricarica attraverso la rete domestica o le colonnine di ricarica pubblica.

Gli HEV vedono due principali configurazioni, in base alla connessione dei due motori:

- **Connessione serie:** solo il motore elettrico fornisce energia meccanica alle ruote. Il motore endotermico è collegato ad un generatore, il quale converte in elettrica l'energia meccanica proveniente dall'ICE. Infine, la macchina elettrica sfrutta tale energia prodotta ed è utilizzata anche per catturare quella cinetica derivante dalla frenata. Una batteria, funzionante da buffer, è interposta tra ICE e generatore.

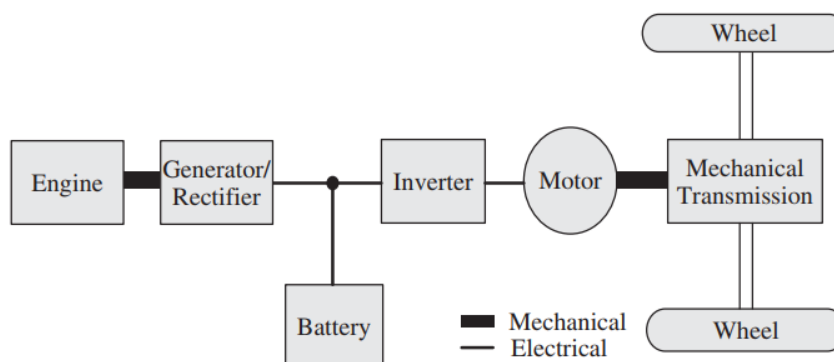


Figura 29: Architettura di un HEV serie

La sorgente di energia può essere direttamente il generatore, la batteria o entrambi contemporaneamente. Siccome l'ICE non è direttamente collegato alle ruote, questo può lavorare nel suo regime migliore massimizzando così il risparmio di carburante (in quanto lavora nel punto di sua massima efficienza) e permette di adottare un sistema di controllo semplificato.

Vi è anche la possibilità di adottare 4 motori elettrici, uno per ruota. Tale tipo di configurazione non richiede la trasmissione, proprio per questo l'efficienza ne beneficia ulteriormente [16], rendendola così adatta a condizioni di guida urbane.

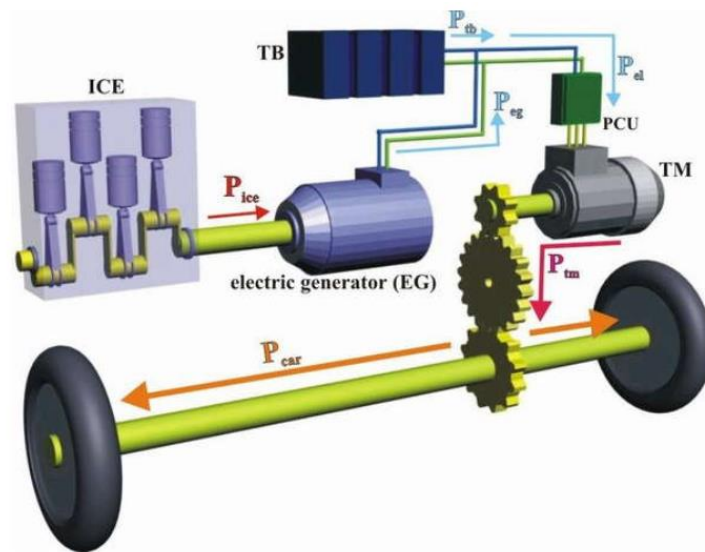


Figura 30: Struttura fisica di un HEV serie

- **Connessione parallelo:** in questa configurazione sia il motore elettrico che l'ICE possono fornire il moto alle ruote. Un accoppiamento meccanico collega i due sistemi tra di loro e permette al veicolo di operare in modalità combinata o separata. Anche questa configurazione permette alla macchina elettrica di operare come generatore e sfruttare la frenata rigenerativa e, in aggiunta, di immagazzinare l'energia superflua derivante dall'ICE durante la marcia [16].

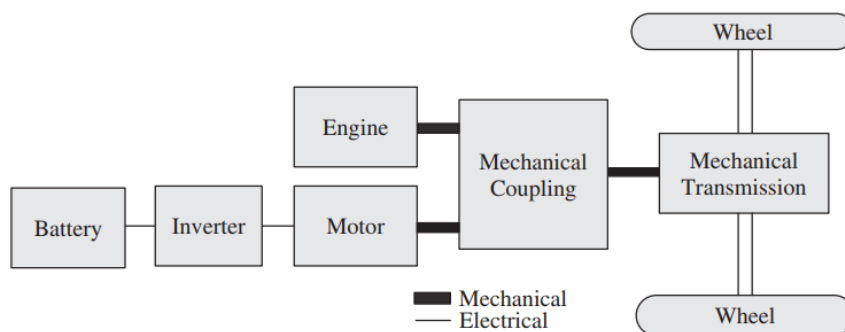


Figura 31: Architettura di una HEV parallelo

In tale configurazione si ha il vantaggio di non avere un generatore supplementare accoppiato con l'ICE e di avere le due unità di trazione più piccole rispetto a quelle della connessione serie. La possibilità dei due motori di lavorare in modalità sincrona li rende adatti anche alla guida in autostrada.

Tra le diverse strategie di controllo adottate nella configurazione parallelo, quella maggiormente utilizzata vede il motore endotermico sempre in funzione erogando liberamente tutta la potenza da lui consentita. Se la potenza richiesta dalla trasmissione è superiore a quella erogabile dall'ICE, viene azionato il motore elettrico in supporto a quello endotermico. Nel caso in cui la potenza fornita alla trasmissione sia superiore a quella effettivamente richiesta (strada a pendenza negativa), questa è utilizzata per caricare il pacco batterie [17].

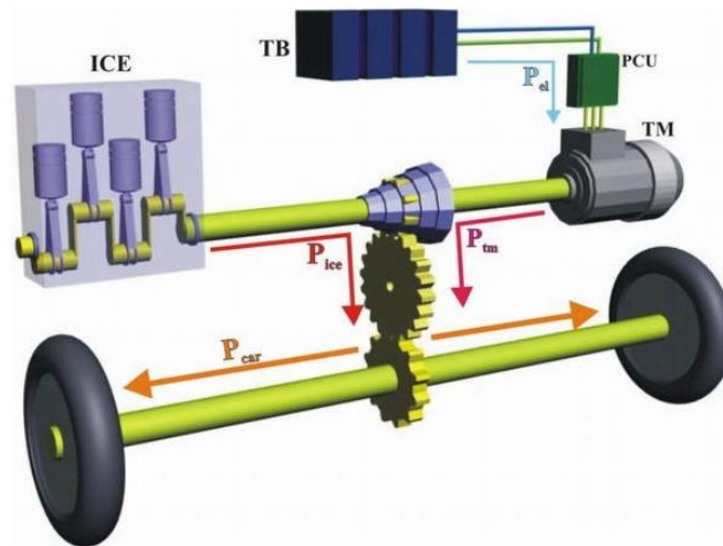


Figura 32: Struttura fisica di un HEV parallelo

Le dimensioni ridotte derivano dal fatto che l'unità elettrica è utilizzata solo in ausilio al motore endotermico, contrariamente agli HEV serie dove quello elettrico è l'unico che fornisce trazione. I computer elettronici di bordo, oggi, sono capaci di soddisfare completamente le istantanee richieste di potenza dei sistemi ibridi complessi, mediante sofisticate strategie di controllo che forniscono solide prestazioni dell'auto e un buon risparmio di carburante.

Vi sono poi altre configurazioni possibili quali la serie-parallelo e sistemi complessi. Queste si propongono di unire i vantaggi delle due soluzioni (serie e parallelo) aumentandone però i costi e la complessità.

2.2.2 Tecniche di controllo del gruppo propulsore

L'interazione di diversi sistemi richiede un'integrazione tecnica sempre più complessa. Far interagire vari elementi, molto spesso, si può rilevare un'impresa se si pensa che questi devono operare in modo da garantire performance ed efficienza.

Considerando il caso degli HEV, dove i due propulsori hanno caratteristiche tecniche, punti di lavoro e funzionamenti completamente diversi, è necessario adottare strategie di gestione ottimizzate che permettano loro di operare come da aspettative. Il design dei controller gioca un ruolo fondamentale nel processo di progettazione di un veicolo, tanto che la loro efficacia è imposta da specifici test quali il **NEDC** (*New European Driving Cycle*, chiamato anche Motor Vehicle Emission Group) che ha lo scopo di misurare la potenza, i consumi e le emissioni inquinanti di una vettura [18]. Il mondo degli HEV adotta diverse strategie di controllo per soddisfare gli obiettivi principali che sono: *massimo risparmio di carburante, minime emissioni, bassi costi del sistema complessivo e performance adeguate*. Per garantire queste richieste, non è quindi "sufficiente" adottare dei dispositivi (quali i convertitori) sempre più efficienti, ma è anche necessario che tutti i sistemi di controllo operino al meglio.

Per quanto concerne le strategie di gestione dell'energia negli HEV, queste devono seguire lo stato di funzionamento del veicolo. I motori elettrici vengono alimentati dalla batteria attraverso i convertitori di potenza ma questa deve anche poter essere ricaricata mediante presa elettrica (per le PHEV) oppure durante le fasi di frenata sfruttando un'energia che altrimenti sarebbe dissipata inutilmente.

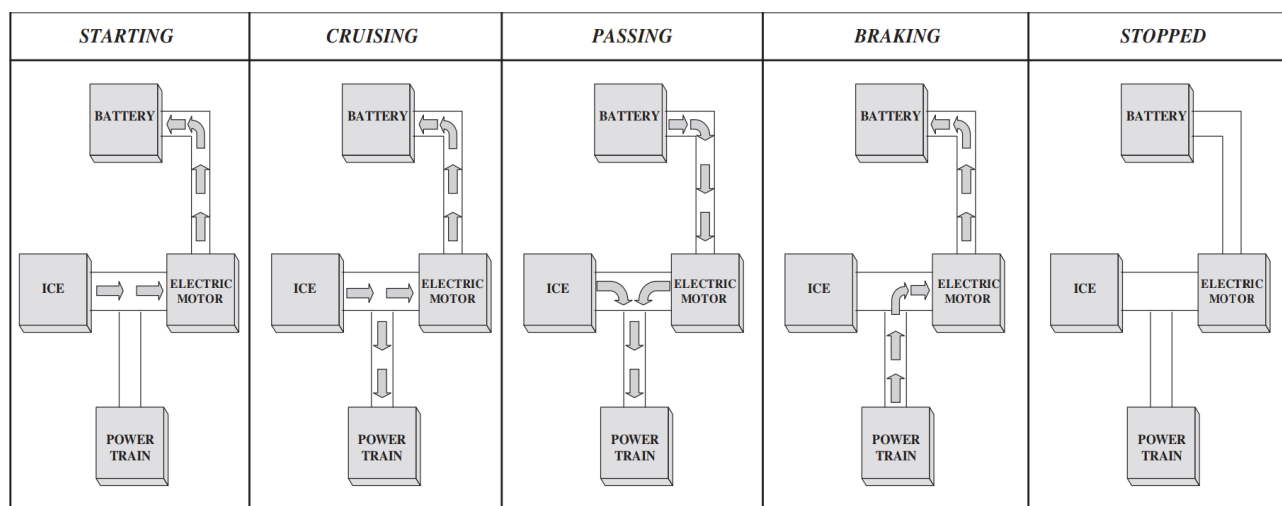


Figura 33: Modalità di funzionamento dei veicoli ibridi

Analogamente, all'avvio del veicolo e dell'unità ICE, il motore elettrico può eventualmente funzionare da generatore in caso la batteria abbia un livello di carica basso. Il motore endotermico può funzionare da solo durante il periodo di marcia costante e, quando il veicolo necessita di maggior potenza, ad esempio per eseguire un sorpasso, entrambi i propulsori lavorano per erogare tutta la potenza disponibile. I sistemi elettronici, per prevenire ulteriormente gli sprechi di energia, possono disattivare entrambi i motori a veicolo fermo e garantire alimentazione solo ai sistemi ausiliari.

Esistono varie tecniche per la gestione energetica tra i due propulsori e le loro fonti [19], come è possibile vedere in Figura 34.

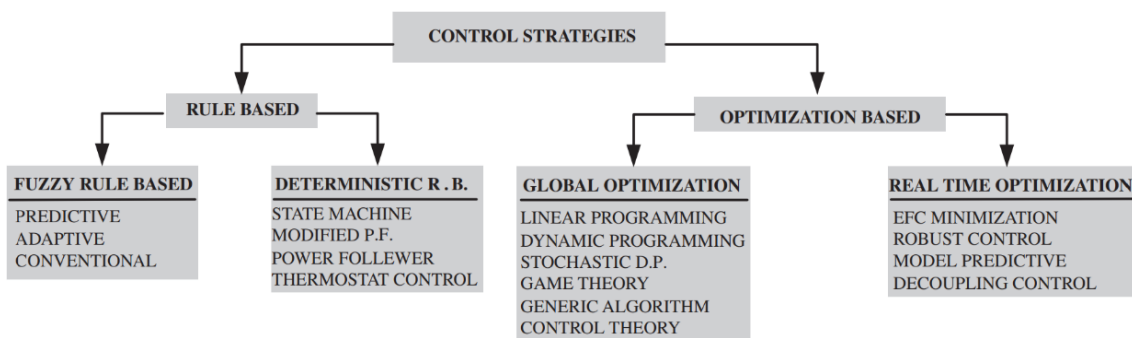


Figura 34: Strategie di controllo per la gestione dell'energia nei veicoli ibridi

La centralina **VCU** (*Vehicle Control Unit*) è il modulo centrale responsabile della maggior parte dei processi legati agli aspetti funzionali di EV e HEV. In base alla strategia di controllo implementata, gestisce l'energia coordinando le altre unità di bordo, quali:

- **ECU** (*Engine Control Unit*): unità che gestisce l'ICE. Determina la fasatura degli iniettori regolando così la corretta combustione del carburante. Il suo obiettivo è quello di iniettare una percentuale di carburante che possa bruciare completamente, regolando in tempo reale la miscela per minimizzare il consumo, ottimizzare le prestazioni e contenere le sostanze inquinanti;
- **EBSCU** (*Electronic Braking System Control Unit*): riceve in input segnali dal pedale del freno e li invia in tempo reale al sistema elettropneumatico che si occupa di modulare la frenata con l'intensità richiesta. Nei veicoli elettrici ed ibridi, in aggiunta, non solo deve garantire una buona frenata ma anche di recuperare più energia possibile derivante dalla frenata stessa. Dal 16% al 70% in genere si può recuperare dall'energia cinetica [19], percentuale che dipende dalle caratteristiche del motore, velocità del veicolo, freno motore richiesto e condizioni stradali;
- **DSCU** (*Drive System Control Unit*): controlla l'alimentazione ad alta tensione;

- **BMU** (*Battery Managment Unit*): regola il funzionamento della batteria sia nelle fasi di carica che di scarica, monitorando le sue celle e rilevando eventuali guasti che possano portare a sovratensioni o sovracorrenti;
- **UCU** (*Ultracapacitor Control Unit*).

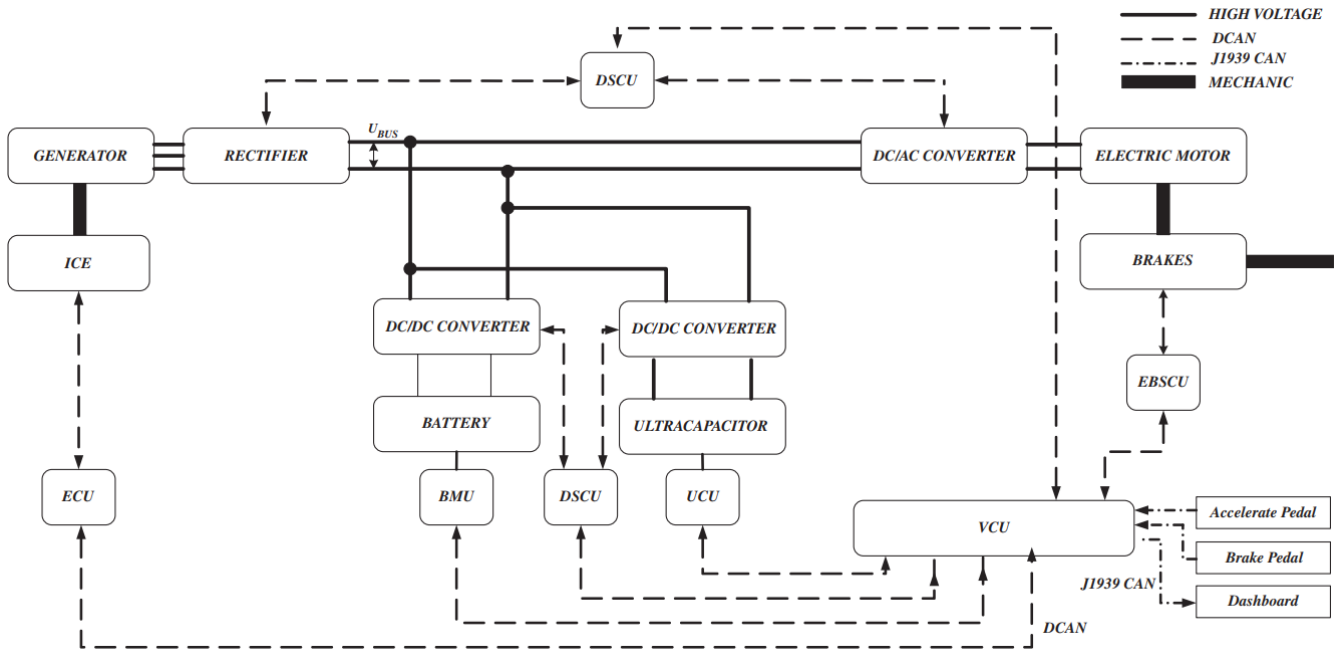


Figura 35: Tutte le unità elettroniche di controllo di una HEV

Tutti i moduli integrano un microprocessore o un DSP, una memoria per l’immagazzinamento dei dati e sensori per acquisire le grandezze di interesse. Persino i convertitori DC/DC, AC/DC e gli inverter utilizzano dei sistemi di controllo per il loro funzionamento. La VCU, perciò, gestisce l’intero gruppo propulsore utilizzando diverse strategie a seconda dei parametri ricevuti dal pedale del freno e dell’acceleratore oltre che dalle altre unità elettroniche di bordo. Queste dovranno dunque essere progettate al meglio per garantire performance adeguate oltre che efficienza elevata.

Nel Capitolo 3 verrà mostrato e simulato un sistema di controllo per il convertitore DC/DC che permette la carica e la scarica dell’accumulatore di energia del veicolo.

2.2.3 Strutture del circuito di alimentazione e loro sorgenti

Un HEV o EV può essere considerato come un sistema che incorpora 3 differenti sottosistemi:

- *Gruppo propulsione*: insieme di motore elettrico e ICE, convertitori di potenza, controllore, trasmissione, ruote motrici e loro componenti;
- *Sorgenti di energia*: sottosistema che prevede uno o più accumulatori, circuito di ricarica, controllore per la gestione dell'energia;
- *Circuiti ausiliari*: comprende l'unità di servosterzo, alimentatori ausiliari e controllo della temperatura.

Come illustrato in precedenza, nei veicoli elettrici e ibridi la propulsione viene fornita totalmente o in parte da motori elettrici i quali, a loro volta, sono alimentati da sorgenti di energia a bordo del mezzo. Questi, sono responsabili del recupero dell'energia dalla frenata rigenerativa per aumentare ulteriormente l'efficienza del veicolo. Pertanto, le prestazioni dei EV e degli HEV dipendono in larga misura dai sistemi di accumulo dell'energia. Vi sono diversi metodi di accumulo: batterie, supercondensatori, fuel cell e flywheel.

Si possono adottare sorgenti di energia indipendenti oppure anche sistemi ibridi, tra questi ultimi una strategia molto utilizzata è batteria + supercondensatore. Le architetture che prevedono questa accoppiata, grazie appunto al SC, riescono ad andare oltre a molti problemi derivanti dall'utilizzo di sole batterie agli ioni di litio. Le batterie possono immagazzinare una grande quantità di energia (elevata energia specifica) rendendole molto adatte per applicazioni automotive ma soffrono le frequenti cariche e scariche, le quali riducono il loro ciclo di vita, e risultano pesanti ed ingombranti, aspetti che non sono tollerabili in tale ambito. Contrariamente, la natura dei supercondensatori li rende capaci di offrire correnti di scarica elevate in tempi brevissimi (elevata potenza specifica), cicli di ricarica praticamente infiniti e resistenza alle alte temperature, a scapito di una minor energia specifica.

È dunque facile intuire il perché sia una soluzione così utilizzata: SC e batteria hanno caratteristiche tra loro complementari.

Tabella 2: Comparazione di diversi sistemi di accumulo adatti a veicoli ibridi

Storage technology	Cycle life	Efficiency (%)	Specific power (W/kg)	Specific energy (Wh/kg)
Lead acid battery	500–800	50–92	150–400	30–40
Li-ion battery	400–1200	80–90	300–1500	150–250
Nickel metal hydride battery	500–1000	66	250–1000	30–80
Ultracapacitor	1 000 000	90	1000–9000	0.5–30
USABC long-term goals	1000	80	400	200

2.2.3.1 Batterie

Le batterie sono state per molto tempo la principale fonte di energia adottata nei veicoli elettrici. Nel corso degli anni, ne sono state introdotte di vari tipi permettendo agli EV e HEV di soddisfare al meglio gli obiettivi prestazionali desiderati. Ogni tecnologia ha aspetti positivi e limitazioni che devono essere tenute in considerazione durante la progettazione. Tra le principali tipologie di batterie si trovano quelle al piombo-acido, Ni-MH, Na/S, Li-polimero e quelle agli ioni di litio (Li-ion). Queste ultime sono le più diffuse in questo ambito e non solo; hanno sostituito la loro controparte al piombo-acido diventando, negli ultimi anni, una soluzione sempre più matura. La diffusione di queste batterie è dovuta anche a marchi importanti, come Tesla e Nissan, che le adottano nei loro modelli di punta. Un singolo pacco batteria è composto da numerose celle, aventi la stessa capacità e le stesse specifiche tecniche, nelle quali l'energia chimica viene convertita in energia elettrica e viceversa.

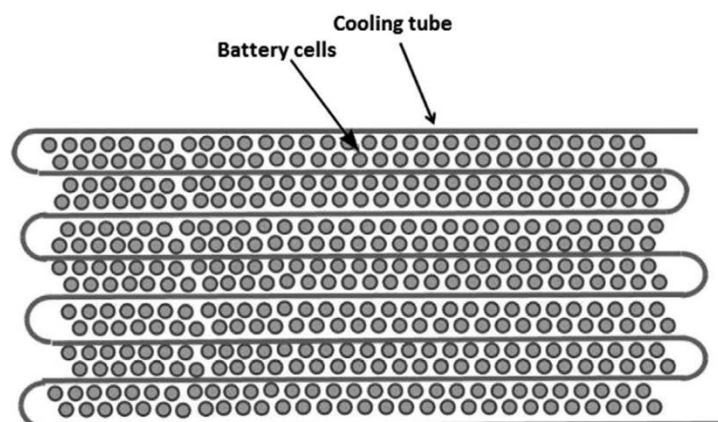


Figura 36: Disposizione delle celle in un pacco batteria. Tubi di raffreddamento vengono utilizzati per dissipare il calore generato dalle celle

Tutte le celle, inoltre, devono mantenere il medesimo SOC (State Of Charge) per garantire lo stesso tasso di degradazione nel corso del loro ciclo di vita. Un dispositivo elettronico di controllo (ovvero la BMU), riesce ad adottare misure attive per equalizzare il SOC e la tensione di ogni cella [20]. La resistenza interna delle batterie (ESR) è il fattore principale per la loro limitata capacità di carica e scarica. Tale resistenza assume valori differenti a seconda delle condizioni operative e dalla frequenza della corrente di scarica [16].

Sono già state scoperte tecnologie avanzate di batterie (come le batterie allo stato solido) ma trascorrerà del tempo prima che vengano introdotte sul mercato a causa dei costi esorbitanti associati alla loro ricerca e sviluppo; quindi, le batterie al litio domineranno la scena ancora per un po' di anni a venire.

2.2.3.2 *Supercondensatori*

Specialmente nelle condizioni di guida urbana, i veicoli elettrici e ibridi passano attraverso la condizione di start e stop molto frequentemente. Questo rende la velocità di scarica della batteria altamente variabile; la potenza media richiesta è bassa ma durante l'accelerazione o condizioni come la salita, è necessaria un'alta potenza in un breve periodo di tempo. Il picco di potenza richiesto nelle vetture elettriche ed ibride ad alte prestazioni può essere fino a 16 volte superiore alla potenza media. I supercondensatori si adattano perfettamente a questo scenario in quanto possono fornire un'elevata potenza per brevi durate [21]. La loro velocità di ricarica li rende perfetti anche per catturare l'energia proveniente dalla frenata. La principale differenza rispetto alle batterie risiede nel fatto che i condensatori non utilizzano alcuna reazione chimica nel loro funzionamento. Le cariche vengono fisicamente immagazzinate sugli elettrodi fornendo una notevole densità di potenza. L'assenza di reazione chimica permette ai supercondensatori di avere innumerevoli cicli di carica e scarica senza degradarsi ma con l'inconveniente di possedere meno densità di energia. La loro resistenza interna è relativamente bassa, decine di volte se paragonata a quella delle batterie, rendendoli molto più efficienti. La tensione ai capi dei terminali di un SC è direttamente proporzionale al suo SOC, riuscendo dunque ad operare in tutta la gamma di valori di tensione. Se comparati ai classici condensatori elettrolitici, i SC offrono una densità di energia che può essere fino a migliaia di volte superiore

[16] [20]. È necessario combinare diverse celle in serie per ottenere una tensione elevata in quanto il potenziale di ognuna di esse, in genere, è di 2.7V.

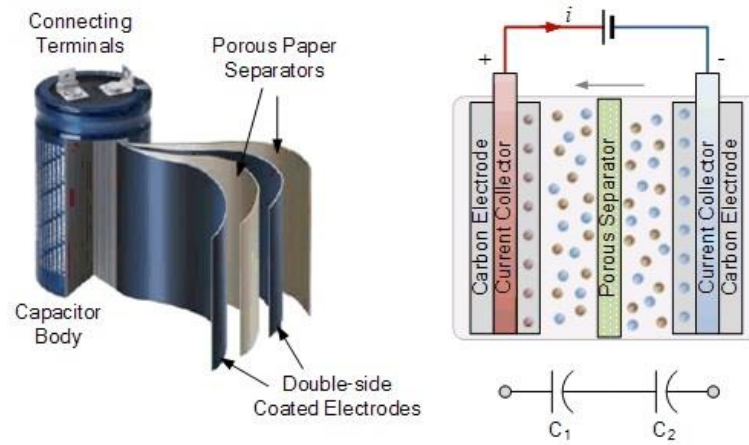


Figura 38: Struttura di una cella di un SC

Se comparati ai classici condensatori elettrolitici, i SC offrono una densità di energia che può essere fino a migliaia di volte superiore [16] [20].

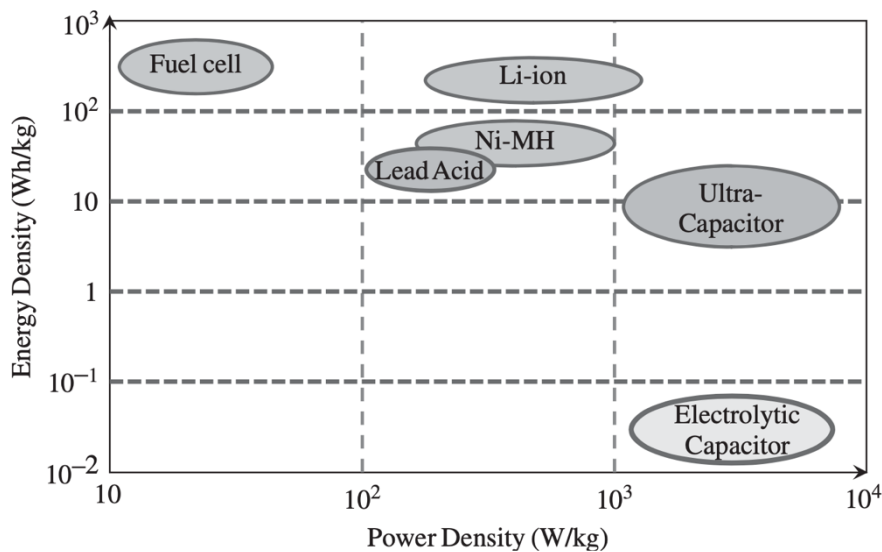


Figura 37: Comparativa delle densità di potenza e densità di energia offerte dai diversi sistemi di accumulo di energia (ESS)

Un ideale sistema di accumulo (ESS) deve garantire sia un'elevata densità di potenza che alta densità di energia, poca manutenzione, dimensioni contenute e costi ridotti. Per avvicinarsi a questi requisiti, i supercondensatori vengono combinati con le batterie per formare un sistema di accumulo ibrido (HESS) in grado di offrire simultaneamente energia e potenza all'utilizzatore. In tal modo anche peso e dimensioni ne beneficiano. Un HESS è formato dunque da due o più sorgenti collegate ad un'interfaccia elettronica. Nel caso di un HESS composto da batteria e SC, quest'ultimo, è

dimensionato in modo da fornire potenza transitoria e recuperare energia dalla frenata, mentre la batteria assicura un'alimentazione costante al carico. Un sistema elettronico di potenza con un appropriato controllo per la gestione della potenza è perciò sempre richiesto al fine di implementare un HESS. Le tensioni delle sorgenti collegate all' interfaccia vengono aumentate a quella di lavoro del DC-link, mentre la parte di controllo decide da chi prelevare potenza durante tutto il funzionamento.

Esistono vari possibili schemi di collegamento delle sorgenti (SC e batteria nei casi in esame) e di struttura dell'interfaccia di potenza. Si può comunque generalizzare il funzionamento del sistema ibrido di accumulo tramite lo schema in Figura 39.

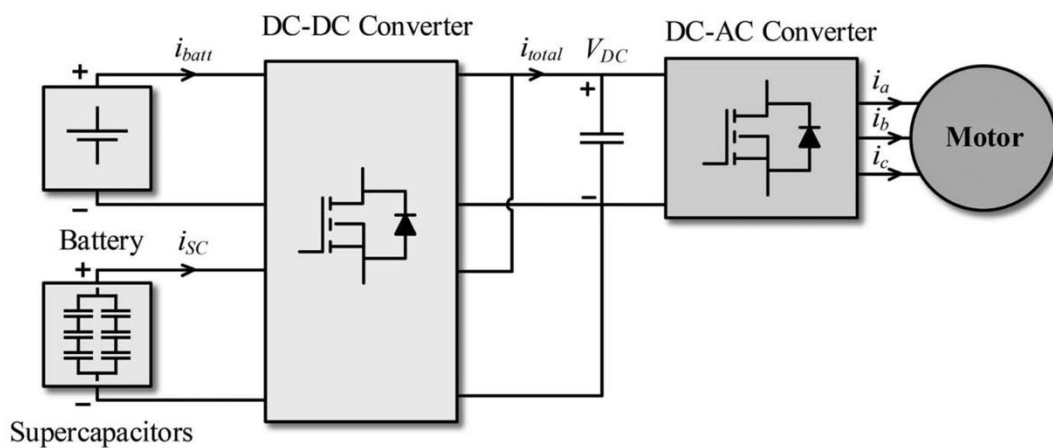


Figura 39: Schema generico di un HESS che pilota un propulsore elettrico

Per massimizzare l'energia effettivamente trasmessa al motore, l'HESS è progettato per operare in quattro modalità [22], mostrate in Figura 40.

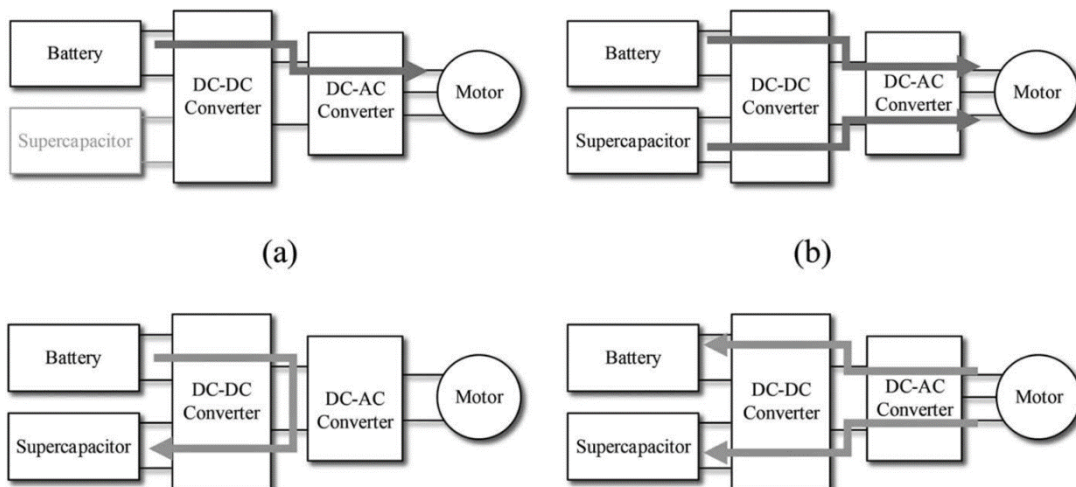


Figura 40: Modalità operative di un HESS: (a) batteria che alimenta il motore elettrico, (b) batteria e SC che alimentano il motore elettrico, (c) batteria che carica il SC, (d) ricarica del SC mediante frenata rigenerativa

Quando il veicolo si trova ad affrontare strade urbane viene richiesta dal motore una potenza costante che viene fornita solo dal pacco batteria (a). Al verificarsi di improvvise accelerazioni è necessaria un'elevata qualità di potenza; dunque, sia il SC che la batteria danno contributo (b). Data l'inferiore energia immagazzinabile da parte del SC, la batteria può essere utilizzata per ricaricarlo (c). Nella quarta modalità, l'energia cinetica proveniente dalla frenata viene assorbita, convertita in elettrica e immagazzinata nelle sorgenti per migliorare l'autonomia del veicolo (d).

Lo stato di carica delle sorgenti (SOC) ha una relazione diretta con la tensione ai terminali; un sistema di accumulo, durante le operazioni di carica e scarica, attraversa molteplici variazioni della propria tensione. Di conseguenza, l'elettronica di potenza ad esso interfacciata deve supportare queste variazioni di tensione al suo ingresso ma, al tempo stesso, fornire in uscita un valore che sia il più costante possibile.

Come anticipato, esistono varie topologie di interfacce per ibridare batterie e supercondensatori [21]:

- *Configurazione passiva in cascata*: SC e batteria sono connessi in parallelo e connessi ad un convertitore DC-DC bidirezionale. Le tensioni delle due sorgenti sono le medesime, la batteria carica il supercondensatore ogni qualvolta che questo viene utilizzato. Il convertitore bidirezionale consente infine un flusso di potenza inverso in grado di ricaricare il SC. Tale configurazione richiede però una batteria sovradimensionata per poter caricare il supercondensatore e alimentare contemporaneamente il carico, il tutto senza alcun controllo (appunto, definita "passiva" per tale motivo).

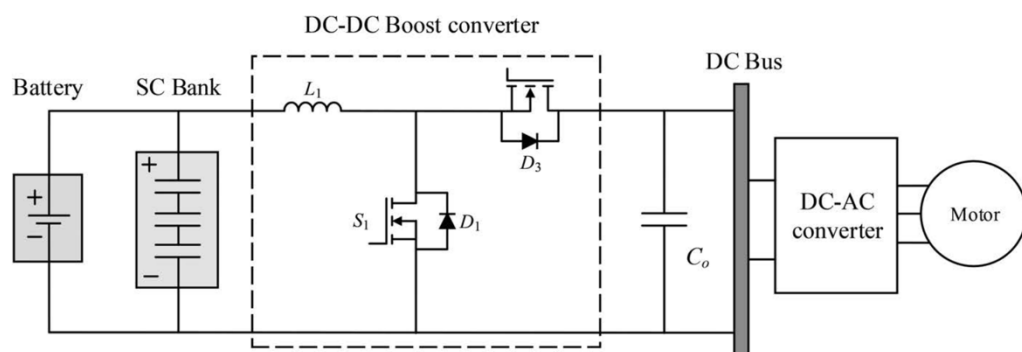


Figura 41: Interfaccia passiva in cascata

- *Configurazione attiva in parallelo*: Per ottenere prestazioni elevate e un miglior controllo delle correnti di batteria e supercondensatore, viene utilizzata un'interfaccia attiva in parallelo. Tale approccio fa uso di due convertitori bidirezionali, uno per sorgente. Viene così facilitata la riduzione delle dimensioni e del peso delle sorgenti. L'energia della frenata può essere immagazzinata sia nella

batteria che nel SC. Ovviamente un'architettura di questo tipo comporta una complessità del controllo più elevata e un costo maggiore del sistema.

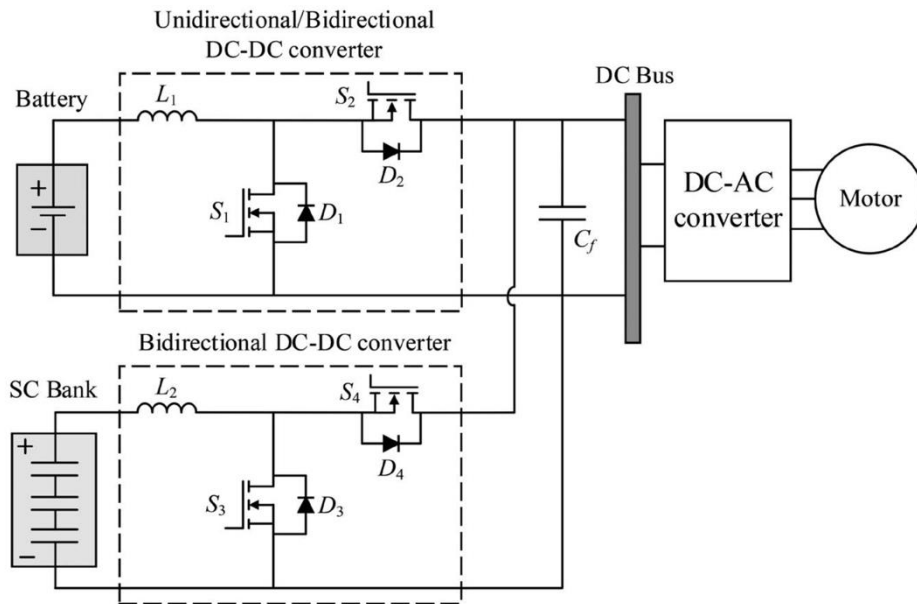


Figura 42: Interfaccia attiva in parallelo

- *Configurazione con convertitore ad ingressi multipli*: il singolo convertitore utilizzato in questa topologia prevede ingressi doppi per ciascuna sorgente. Per ogni ingresso vengono utilizzati uno switch ed un diodo in modo separato. Inoltre, l'induttore è unico ed è condiviso da batteria e supercondensatore, riducendo le dimensioni complessive. Siccome la tensione del SC varia significativamente, la batteria utilizzata ha una tensione superiore. Il convertitore è in grado di operare da buck, boost e buck-boost in base al flusso di potenza. D'altro canto, necessita di uno schema di controllo complesso per funzionare efficacemente.

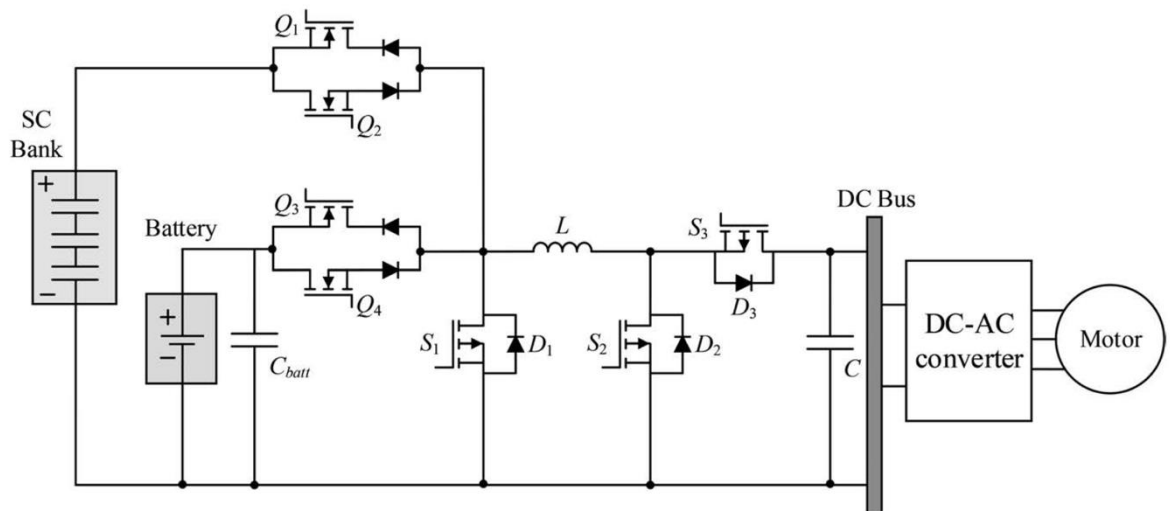


Figura 43: Interfaccia a convertitore multi-input

- *Configurazione con convertitori multipli a doppio ponte attivo:* L'ibridazione di due sorgenti può essere effettuata anche attraverso l'uso di trasformatori in grado di operare a diverse frequenze. La loro caratteristica principale è quella di fornire isolamento tra le sorgenti di ingresso e il DC-link, con lo svantaggio di aumentare gli ingombri e il peso del convertitore, il quale è complicato ulteriormente dovendo utilizzare più transistori.

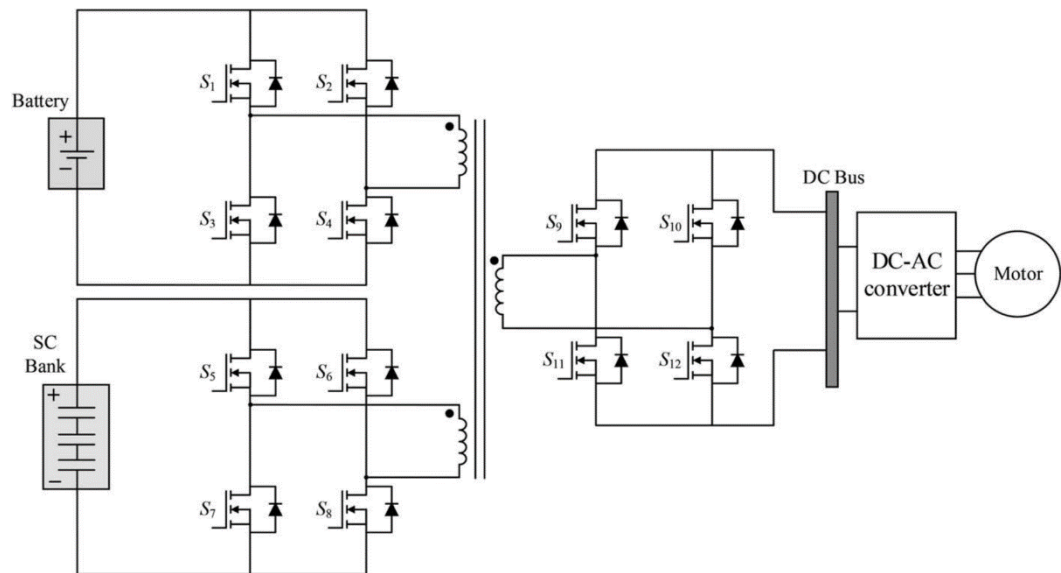


Figura 44: Interfaccia a convertitore a doppio ponte attivo

2.2.4 L'ibrido nel motorsport e nei veicoli ad alte prestazioni

I veicoli elettrici possono avere diversi obiettivi in base all'ambito di applicazione. Se per l'utilizzo cittadino sono preferite automobili che garantiscano una lunga autonomia, nelle super car si punta a raggiungere le massime prestazioni e a garantire confort alla guida, pur sempre prestando attenzione al consumo di carburante. I sistemi ibridi possono differire nella configurazione del gruppo propulsore e nella scelta del sistema di accumulo di energia (come illustrato nei paragrafi precedenti). Il mercato delle auto sportive rappresenta un'eccellente vetrina per le nuove tecnologie che verranno poi introdotte in prodotti di comune utilizzo ai fini di ridurre le emissioni inquinanti. Basti pensare alla Formula 1, i propulsori ibridi sono diventati un argomento di elevato interesse. In particolare, si è scoperto che un'architettura come quella in parallelo possa incrementare le prestazioni per quanto riguarda accelerazione e coppia motrice.

Oltre al motore termico e al turbocompressore, le moderne vetture di Formula 1 integrano l'unità **ERS** (Energy Recovery System) ovvero la parte ibrida che a sua volta è formata da quattro diversi componenti: due motori elettrici (**MGU-H**, **MGU-K**), il pacco batterie (**ES**, Energy Source) e la centralina elettronica di controllo (**CE**).

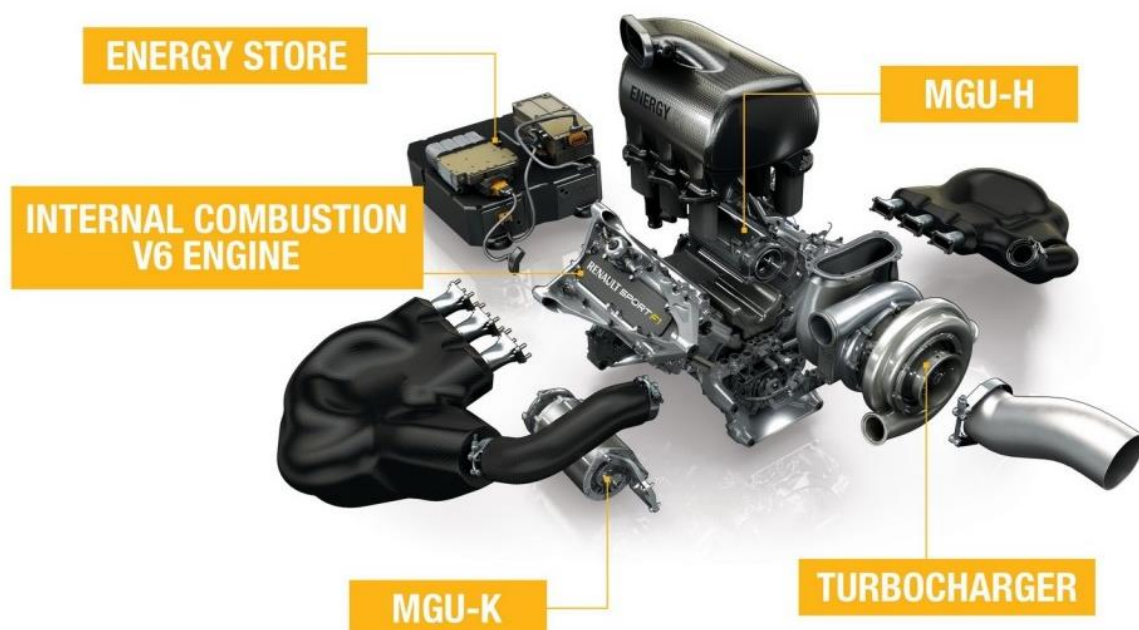


Figura 45: Principali componenti di una PU di Formula 1

L'MGU-H trasforma calore e pressione dei gas incombusti in elettricità la quale, tramite l'inverter, viene accumulata nella batteria. L'unità MGU-K: sfrutta l'energia immagazzinata nella sorgente e fornisce una trazione elettrica di circa 200cv a supporto del motore V6 termico. In fase di rigenerazione accumula in batteria l'energia recuperata in fase di frenata. La sovralimentazione assicura invece una curva di coppia progressiva grazie all'MGUH la quale accelera la turbina modulando la potenza.

L'attuale livello di integrazione tecnica raggiunto in questo ambito rappresenta l'eccellenza ingegneristica su vari fronti. Infatti, anche le strategie di controllo devono essere realizzate in modo da sfruttare al meglio la power unit. Aumentando l'energia disponibile attraverso l'ottimizzazione dell'unità termica ed elettrica, cresce il potenziale dell'ibrido che, trasformato in coppia elettrica, va a supporto di una migliore progressione e guidabilità della vettura.

Ciò su cui ci si è focalizzati, anche in questo lavoro di tesi, è l'utilizzo del supercondensatore nei veicoli ibridi. Questa tecnologia è infatti adottata nelle hypercar e auto classiche da parte di diversi marchi automobilistici in sostituzione alle batterie al litio [23].

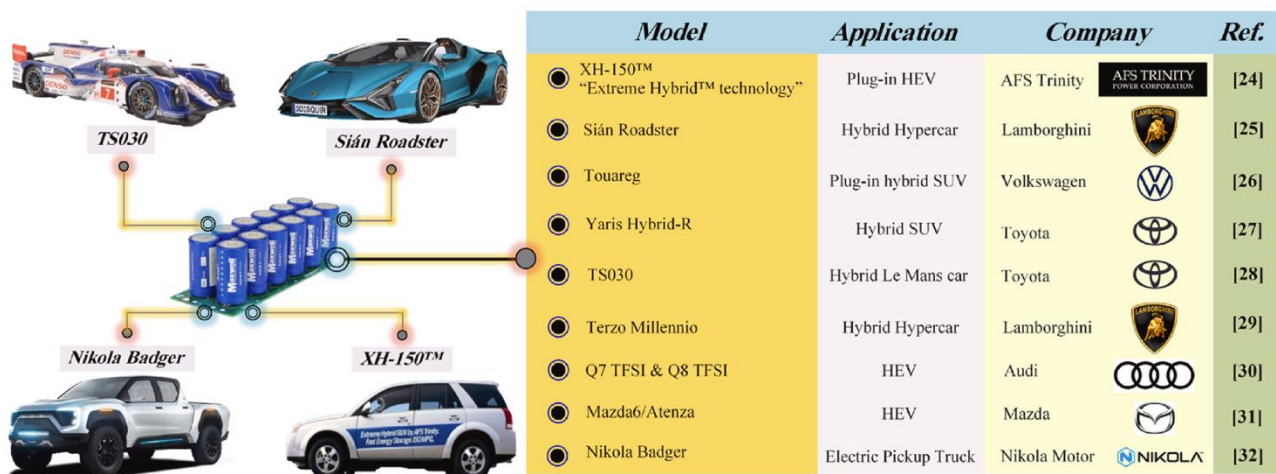


Figura 46: Applicazioni dei supercondensatori in hypercar ibride e HEV leggeri

La Lamborghini Sián e la Lamborghini Terzo Millennio sono delle hypercar ibride che fanno uso di questa soluzione: un piccolo motore elettrico a 48V da 34cv viene incorporato nella trasmissione e nasce per supportare il cambio nei tempi morti. Oltre a non avere necessità di un sistema di raffreddamento aggiuntivo, un altro aspetto chiave riguarda il peso. Grazie alla sua caratteristica di fornire flussi di potenza in tempi brevi, il SC può essere molto più piccolo pur fornendo la stessa

potenza di una batteria di grandi dimensioni. Il motore elettrico e il SC, assieme, aggiungono poco più di 30kg di peso [24].



Figura 47: Lamborghini Sián

Tale soluzione, ovvero di utilizzare il supercondensatore come unica fonte energetica, offre vantaggi di rilievo non solo sul fronte delle performance ma anche della sicurezza. Al di fuori dell'ambito delle competizioni, c'è chi sostiene [23] che i SC possano, in futuro, avere uno sviluppo tale da poter immagazzinare una quantità di energia pari ad una batteria Li-ion pur mantenendo la caratteristica di fornire energia elettrica in tempi brevi. Il che significa che le auto potrebbero essere interamente alimentate da supercondensatori.

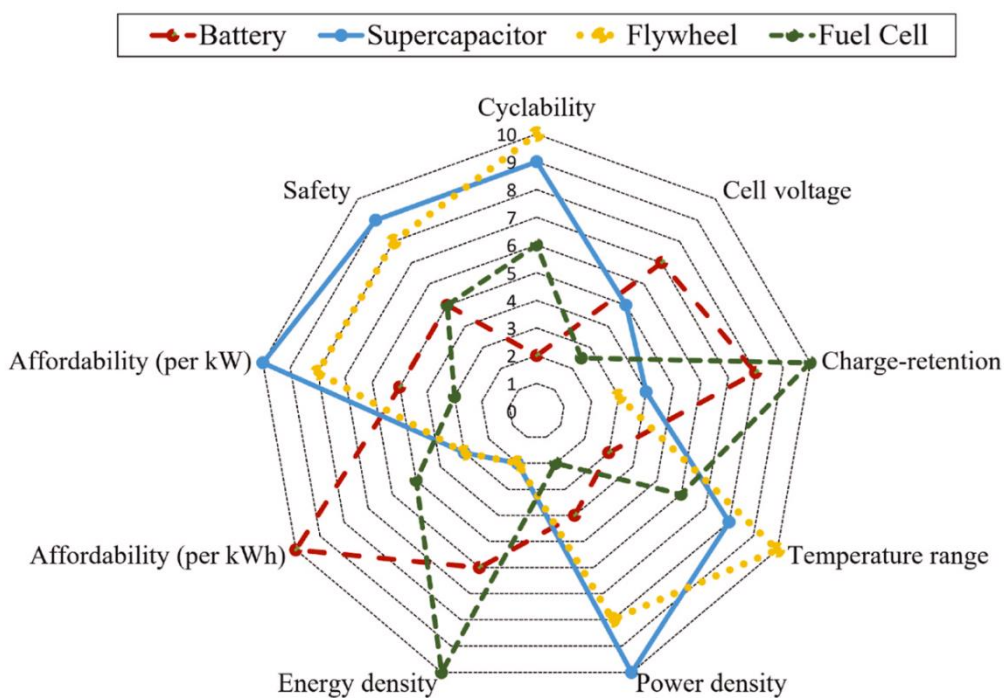


Figura 48: Figura: Confronto qualitativo tra diversi sistemi di accumulo (ESS)

L'introduzione di convertitori DC-DC bidirezionali tra le sorgenti di energia e il motore elettrico nei veicoli elettrici e ibridi, facilita la rigenerazione dell'energia durante la frenata e durante lo spostamento del mezzo lungo un pendio in discesa. Per ridurre il peso, le dimensioni e il costo del sistema, è necessario selezionare la corretta topologia del convertitore in modo da ottimizzare le prestazioni del design.

Il convertitore DC/DC bidirezionale permette di innalzare e abbassare il livello di tensione consentendo il flusso di potenza in entrambe le direzioni. L'obiettivo principale è quello di ottenere dunque una regolazione del potenziale sul DC bus (o DC-Link) e di poter sfruttare l'energia da esso proveniente in fase di rigenerazione ricaricando la sorgente (batteria e/o supercondensatore). In tal modo è possibile il collegamento della/e sorgente/i al bus in corrente continua, regolando l'alimentazione dell'azionamento del motore in base alla potenza di trazione richiesta.

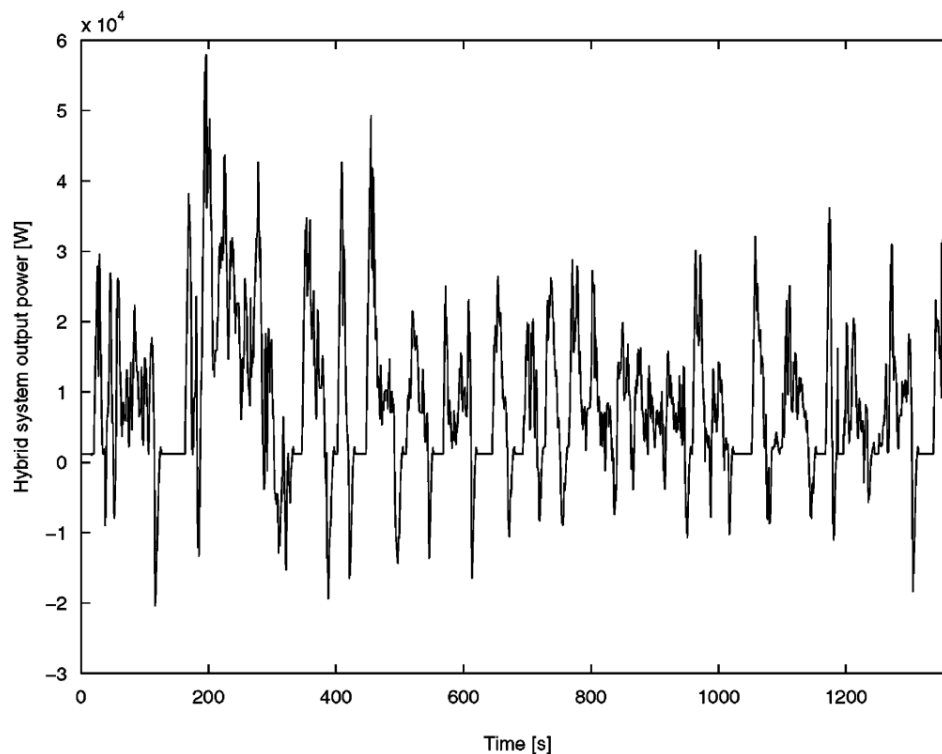


Figura 49: Richiesta di potenza su strada urbana americana per un HEV

I vantaggi principali nell'utilizzare un convertitore DC/DC bidirezionale negli EV e HEV possono essere così elencati:

- *Elevata efficienza;*
- *Dimensioni compatte e peso contenuto;*
- *Basse interferenze elettromagnetiche (EMI);*
- *Bassi ripple di corrente;*
- *Flusso di potenza controllato.*

D'altra parte, un convertitore *isolato* è impiegato in applicazioni dove è necessario controllare potenze dell'ordine di centinaia di kilowatt. Alcuni sistemi, inoltre, richiedono l'utilizzo di un isolamento galvanico costringendo ad utilizzare trasformatori, i quali rendono il sistema più complesso (per via di una conversione ulteriore, ovvero DC-AC -> AC-DC) e molto più ingombrante. Raramente viene utilizzata questa tipologia in ambito automotive; solamente nei casi in cui vi siano problemi di riferimenti e di masse. Installare un trasformatore significa introdurre delle perdite ulteriori.

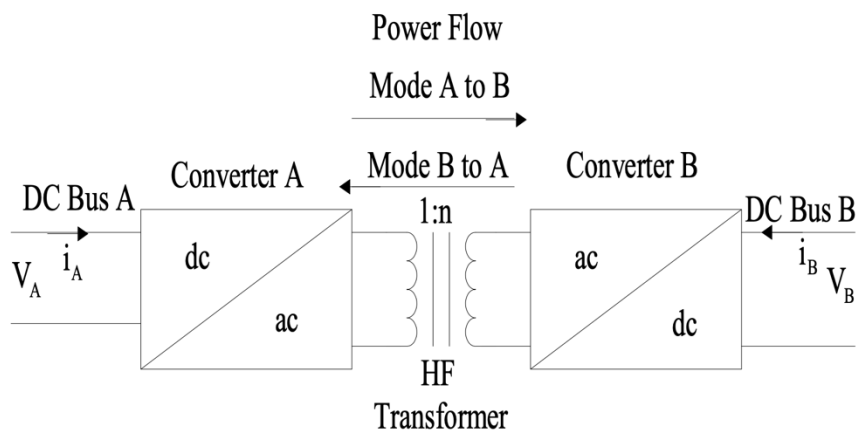


Figura 50: Struttura base di un convertitore DC/DC bidirezionale isolato

Data quindi la struttura del convertitore isolato tendenzialmente più complessa, costosa e di efficienza inferiore, si rivela in molti i casi non idoneo ad applicazioni EV e HEV [25].

Per il progetto di questo elaborato si è così deciso di utilizzare un **convertitore DC-DC bidirezionale half-bridge** per via degli aspetti sopra riportati e per l'applicazione finale (HEV e HEV da competizione che fanno utilizzo di SC). L'utilizzo, inoltre, dei nuovi transistori al GaN consolidano i vantaggi offerti dai convertitori non isolati. I GaN HEMT non necessitano di componenti passivi aggiuntivi (come il diodo) per operare in modalità inversa; aspetto che si tramuta in un aumento del rendimento e ulteriore diminuzione delle dimensioni.

Per mettere in risalto i vantaggi del semiconduttore al nitruro di gallio, ci si è concentrati su di un convertitore dedicato alla sorgente SC. Infatti, ciascun accumulatore di energia necessita di un convertitore specifico per poter essere integrato alla linea ad alta tensione del propulsore. Differenti sono dunque i requisiti che devono avere i vari convertitori di un HESS. Per via delle veloci cariche e scariche di cui è capace il supercondensatore, è richiesto un convertitore controllato ad alta velocità per garantire il funzionamento nelle varie modalità.

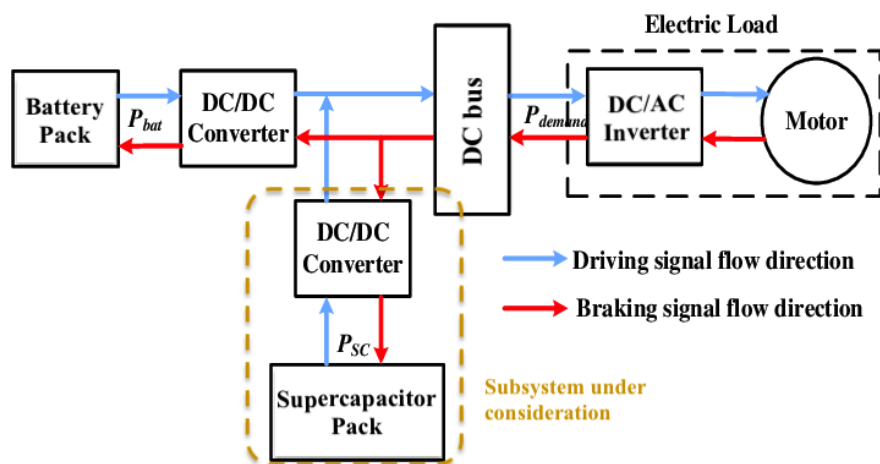


Figura 51: Sottosistema in esame (rettangolo giallo)

Svariate sono le topologie per i convertitori DC-DC utilizzabili nell'ambito della trazione elettrica e ibrida. Differenti schemi permettono differenti vantaggi o caratteristiche che li distinguono, rendendo alcune soluzioni preferibili ad altre. Tuttavia, un convertitore affidabile, di piccole dimensioni, controllabile, scalabile ed efficiente ha un'alta domanda nel settore automotive.

I semiconduttori al carburo di silicio (SiC) si rivelano particolarmente adatti per la progettazione di convertitori DC-DC ad alta potenza grazie alla loro capacità di gestire potenze fino a 100kW ed elevata disponibilità sul mercato. D'altra parte, i semiconduttori GaN sono ad un livello abbastanza maturo, tutt'ora hanno utilizzi commerciali con tensioni fino a 650V e potenze di circa 5kW [26]. Comunque sia, gli sviluppi di tale tecnologia sono agli inizi e ci sono alte prospettive future per i

dispositivi al nitruro di gallio per applicazioni ad alta potenza e dunque alla diffusione nell'industria automobilistica.

2.2.5 Convertitore DC/DC half-bridge

Quando si verifica una frenata il convertitore in questione abbassa la tensione che viene fornita al supercondensatore. Viceversa, in condizioni di funzionamento, il SC viene scaricato e, allo stesso tempo, il convertitore aumenta la tensione che viene utilizzata per alimentare il motore. Il convertitore half-bridge, per realizzare le funzioni di carica e scarica, si basa su una struttura circuitale e una strategia di controllo semplici ed efficienti.

Prevede due modalità operative: la modalità **Buck** e la modalità **Boost**.

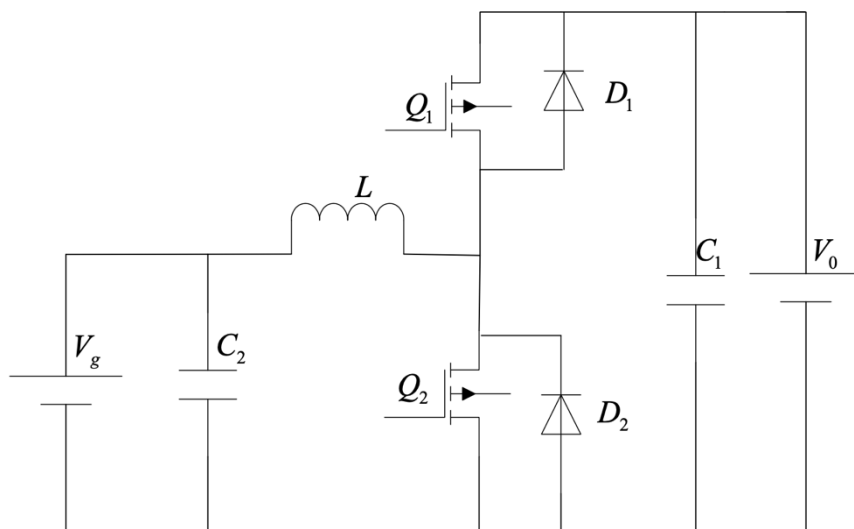


Figura 52: Topologia di un convertitore DC-DC bidirezionale half-bridge

Quando i convertitori buck e boost vengono connessi in antiparallelo tra di loro, il circuito risultante ha la stessa struttura di questi due convertitori fondamentali ma con la capacità aggiuntiva di gestire flussi di potenza bidirezionali. A seconda della commutazione dei transistori *high-side* e *low-side*, il circuito complessivo sarà in grado di operare in modalità buck o boost. L'utilizzo di GaN FET risparmia dall'uso di diodi per consentire l'innalzamento o l'abbassamento della tensione. Per semplificare la spiegazione delle due modalità, si farà comunque uso del termine "diodo" per motivi di chiarezza discorsiva. Per lo stesso motivo, le nomenclature V_g e V_0 della Figura 52, corrispondono rispettivamente a V_{SC} e V_{BUS} .

2.3.1.1 Modalità Boost (asincrona)

Quando il convertitore lavora in questa modalità, la sorgente trasferisce energia al bus DC. Lo switch low-side viene acceso, mentre quello high-side viene mantenuto spento. Nel momento in cui il transistor Q_2 si trova nello stato ON, la tensione del supercondensatore V_{SC} viene applicata sull'induttore L . La corrente su di esso (i_L) incrementa linearmente e dunque la sorgente carica l'induttore. A questo punto viene generata un'energia induttiva che viene immagazzinata nell'induttore sotto forma di energia magnetica. Nello stesso momento, il condensatore C_1 fornisce energia al bus DC per mantenere la sua tensione (V_{BUS}) costante. Quando il transistor Q_2 viene spento, il diodo D_1 conduce (ON). Dunque, sia la sorgente (V_{SC}) e l'induttore forniscono energia al bus attraverso il diodo D_1 . Contemporaneamente, il condensatore C_1 viene caricato, l'induttore L rilascia la sua energia e la corrente su quest'ultimo decresce gradualmente [27].

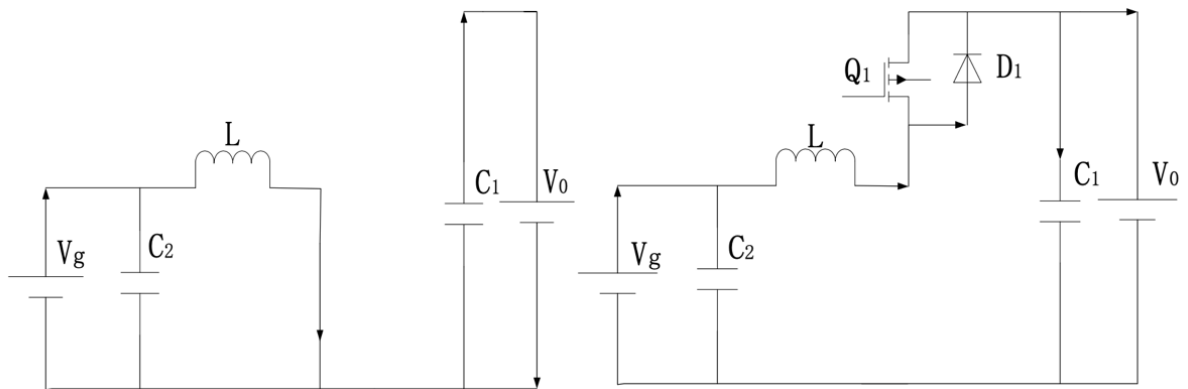


Figura 53: Topologia del funzionamento in modalità Boost

2.3.1.2 Modalità Buck (asincrona)

A questo punto, lo switch high-side è acceso (ON) mentre quello low-side deve essere mantenuto spento (OFF). Quando il transistor Q_1 si trova in stato ON, il bus DC carica la sorgente attraverso il medesimo e l'induttore L . Siccome $V_{BUS} > V_{SC}$, la corrente nell'induttore (i_L) aumenta linearmente e viene così generata dell'energia induttiva che viene immagazzinata nell'induttore sotto forma di energia magnetica. Nel momento in cui il transistor Q_1 passa allo stato OFF, il diodo D_2 viene attivato e la corrente nell'induttore scorre attraverso di esso. Contemporaneamente, la tensione ai capi dell'induttore equivale a $-V_{SC}$, di conseguenza la

corrente i_L diminuisce linearmente, l'induttore rilascia energia che viene così trasferita alla sorgente [27].

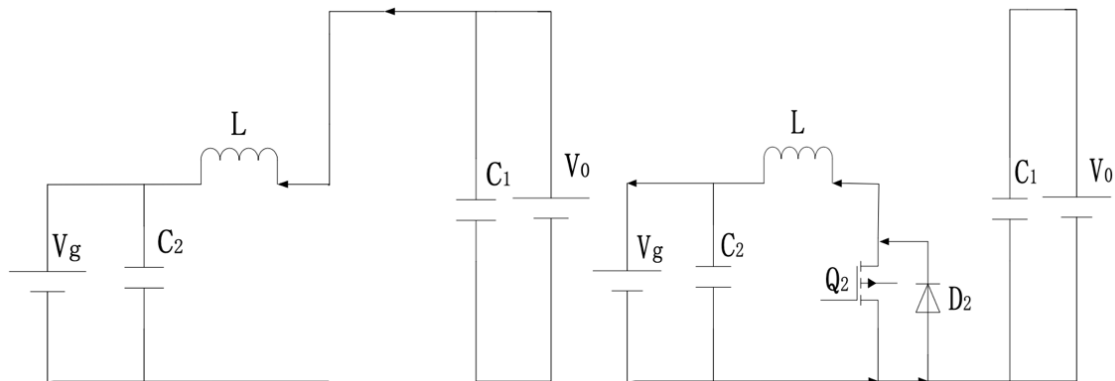


Figura 54: Topologia del funzionamento in modalità Buck

Negli ambiti dove sono richieste le modalità Buck e Boost solo in direzioni prefissate, come l'applicazione in esame, è sufficiente quindi una topologia half-bridge in sostituzione ad una più complessa *full-bridge*, dove quest'ultima permette entrambe le modalità in entrambe le direzioni a scapito di un maggior numero di componenti necessari.

Il beneficio principale nell'utilizzare un half-bridge sta nel fatto che questo richiede soltanto un induttore e due transistori, in tal modo si trova vantaggio nella minimizzazione delle perdite e dei parassiti [25].

Un ulteriore punto di forza del convertitore half-bridge è quello di garantire una più elevata efficienza se comparato alle altre tipologie di convertitori DC/DC non isolati [35].

2.2.6 Criteri per il dimensionamento del convertitore

Per qualsiasi convertitore di potenza esistono delle regole fondamentali a cui far riferimento, le quali consentono al progettista il corretto dimensionamento dei componenti in modo da soddisfare una determinata specifica.

Nel convertitore in questione, la grandezza che si vuole controllare è la tensione di uscita. Questa è in funzione di un segnale di comando detto *Duty-Cycle*, ed è definito come la percentuale di tempo in cui un'onda quadra con un determinato periodo si trova nel suo stato "alto".

In base poi alla corrente che scorre nell'elemento induttivo a regime di carico, si distinguono due modi operativi fondamentali [28]:

- *Modalità a Conduzione Continua (CCM)*: la corrente nell'induttore, durante il periodo, non raggiunge mai il valore 0.

Tabella 3

Funzione di trasferimento (CCM)

Boost	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{T_S}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}$
Buck	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{t_{on}}{T_S} = D$

- *Modalità a Conduzione Discontinua (DCM)*: la corrente nell'induttore ritorna al valore 0 durante il periodo.

Tabella 4

Funzione di trasferimento (DCM)

Boost (con V_{OUT} costante)	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{(1 - D) \cdot T_S}{D + (1 - D)}$
Buck (con V_{IN} costante)	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_{OUT}}{I_{LB,max}} \right)}$

Con:

- V_{OUT} corrispondente a V_{BUS} in modalità Boost, a V_{SC} in modalità Buck
- V_{IN} corrispondente a V_{SC} in modalità Boost, a V_{BUS} in modalità Buck
- D: Duty Cycle
- I_{OUT} : corrente sul carico
- $I_{LB,max}$: massimo valore della corrente media sull'induttore

Una volta definite le potenze in gioco e le varie tensioni di ingresso e di uscita si può procedere con il dimensionamento dei componenti. Questo si basa sugli stessi criteri per il dimensionamento dei classici convertitori Buck e Boost presi singolarmente, con l'accortezza di scegliere i valori dei vari componenti tenendo il caso peggiore per ciascuno.

2.2.7 Numero di fasi

In base alle potenze da convertire, potrebbe essere necessario o conveniente l'utilizzo di diverse fasi e dunque più componenti in parallelo nel convertitore, in modo da limitare eventuali correnti elevate che circolerebbero nei singoli componenti.

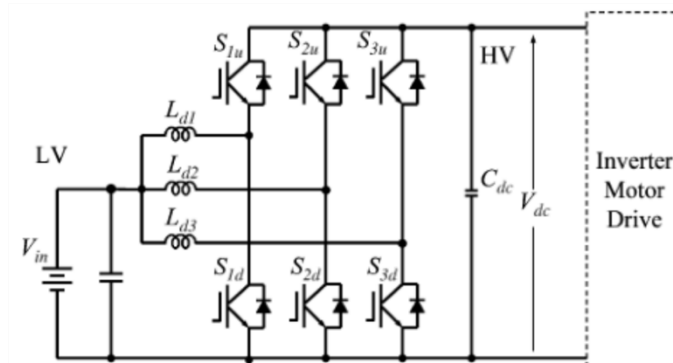


Figura 55: Convertitore DC/DC multifase

2.2.8 Rettificazione sincrona

Nella ricerca della massima efficienza energetica contribuiscono anche le perdite dovute al diodo.

Tali perdite ad esso associate sono pari al prodotto della tensione V_D in polarizzazione diretta e la corrente che fluisce durante la fase di ricircolo. Questa potenza non viene effettivamente trasferita al carico ma viene dissipata sotto forma di calore (perdita), riducendo l'efficienza generale.

Si può minimizzare tale perdita facendo uso di diodi Schottky che garantiscono una bassa caduta di tensione in diretta e un'elevata velocità di commutazione. Ciononostante, il modo migliore per massimizzare l'efficienza è quello di sostituire il diodo con un secondo transistore (cosa che nel convertitore half-bridge bidirezionale è per forza presente, quindi è un vantaggio che si potrebbe sfruttare "gratuitamente" mediante un opportuno controllo). La tecnica è nota come *rettificazione sincrona*.

Prendendo come esempio un convertitore boost, la funzione del diodo di ricircolo è ricoperta dal transistore low-side che si attiva quando quello di high-side viene aperto. Il beneficio nasce dal fatto che la resistenza nello stato ON di un transistore è bassa e di conseguenza minore sarà la perdita ad esso associata ($P_{loss} = R_{ON} \cdot I^2$).

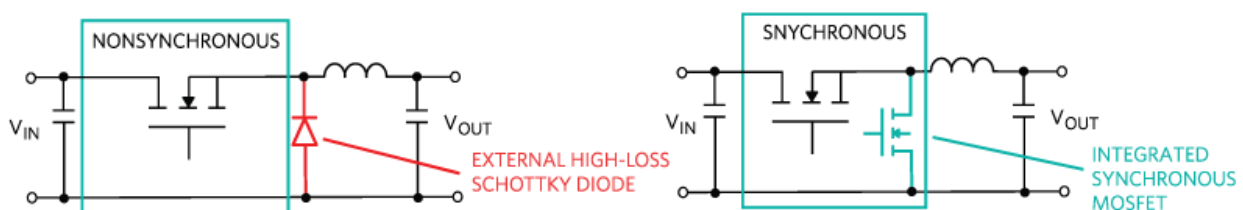


Figura 56: Esempio di convertitore Boost sincrono (sinistra) e asincrono (destra)

La sincronizzazione dei due switch è resa possibile grazie a due opportuni segnali PWM che pilotano l'accensione alternata dei medesimi in base al Duty Cycle.

Per prevenire la generazione di una potenza statica verso massa derivante da un'ipotetica corrente di conduzione incrociata (*cross-conduction* o shoot-through) quando entrambi i transistori sono attivi, si deve inserire un tempo morto (*dead time*) tra lo spegnimento di uno switch e l'accensione dell'altro dove entrambi rimangono spenti per una breve frazione di periodo.

2.3 Controllo di convertitori a commutazione

Tutte le applicazioni, che vanno dalla gestione dell'alimentazione di chip a bassissimo consumo fino a centinaia di megawatt degli azionamenti di motori elettrici, necessitano di un efficiente controllo dell'energia. L'obiettivo dell'alta efficienza è raggiunto anche mediante il controllo statico e dinamico degli ingressi e delle uscite dei convertitori di potenza.

Da come si è discusso nei paragrafi precedenti, il compito del convertitore DC/DC è quello di interfacciare il supercondensatore al bus DC di cui deve controllare corrente e tensione, garantendo che quest'ultima rimanga stabile in qualsiasi modalità di funzionamento del sistema e condizione di guida.

Per permettere la stabilità della tensione sul bus DC e sul lato sorgente, è necessaria un'appropriata strategia di controllo che adegui la risposta del convertitore alle perturbazioni.

2.3.1 Controllo analogico e controllo digitale

I fondamenti dell'elettronica di potenza si basano sull'analisi a *tempo continua*, sui modelli approssimativi dei convertitori a commutazione e sulla teoria analogica di controllo. Oggigiorno, sempre più spesso il controllo e la gestione delle funzioni dei convertitori di potenza vengono implementati digitalmente, espandendo l'analisi ai modelli *tempo discreti* [29].

Un controllo basato su hardware analogico, fa uso di componenti passivi che sono inclini alle condizioni dell'ambiente circostante. Inoltre, la tolleranza dei componenti analogici utilizzati deve essere sufficientemente bassa per garantire un loop di controllo stabile in qualsiasi condizione operativa.

Nei controllori digitali i parametri di compensazione possono essere variati senza apportare modifiche al circuito; inoltre sono molto meno soggetti alle condizioni ambientali rispetto ai componenti passivi.

In termini di performance, un circuito analogico reagisce quasi istantaneamente alle perturbazioni sia per via del campionamento a tempo continuo sia all'elevato slew rate degli amplificatori operazionali. Inoltre, se il controllo analogico è applicato a convertitori DC-DC a basse potenze, si trova vantaggio

rispetto alla soluzione digitale offrendo una miglior risposta alle variazioni di carico [30]. Contrariamente, con l'aumento delle performance dei microcontrollori e dei DSP (Digital Signal Processor), le tecniche digitali offrono capacità paragonabili a quelle analogiche se utilizzate per convertitori ad alta potenza. Per queste applicazioni, portano a chiari vantaggi tecnici ed economici nell'affrontare complesse attività di controllo e monitoraggio [29-30]. I sistemi di potenza possono sfruttare gli algoritmi di controllo digitale per migliorare il tracciamento dei punti di massima potenza, il rilevamento dei guasti, una facile implementazione del soft start e l'ottimizzazione dell'efficienza. Vengono inoltre facilitate funzionalità di regolazione precisa della frequenza di commutazione o degli altri parametri di temporizzazione delle forme d'onda. Allo stesso modo, vi sono opportunità nel migliorare le risposte dinamiche e ridurre di conseguenza le dimensioni dei filtri passivi.

Vantaggi simili possono essere riscontrati nei veicoli a trazione elettrica, non solo nei convertitori e inverter di potenza, ma anche nella gestione degli accumulatori e nei sistemi di ricarica.

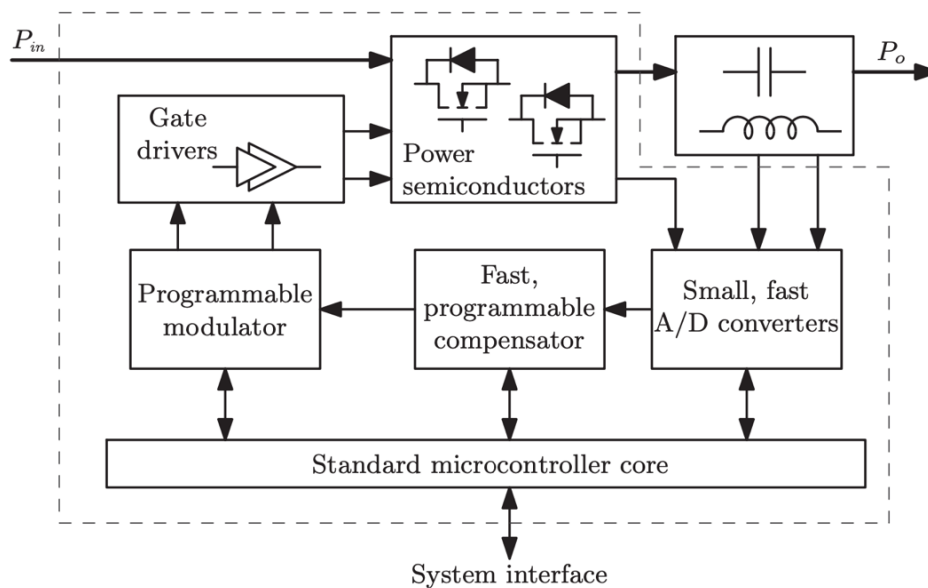


Figura 57: Architettura di un controllo digitale per convertitori ad alta frequenza e potenza

2.3.2 Metodo di controllo: PID

Molteplici sono le strategie di controllo adottabili nei convertitori di potenza DC/DC, addirittura è possibile utilizzare differenti metodi di controllo simultaneamente sullo stesso sistema in modo tale da superare gli svantaggi di una singola strategia e trarre molteplici vantaggi.

Per poter pilotare i transistori del convertitore oggetto di questo elaborato, ci si è avvalsi della modulazione PWM (Pulse Width Modulation) dove il suo Duty Cycle è imposto da un controllo PID in retroazione: metodo accessibile e facilmente implementabile, offre grande stabilità e un'ampia dinamica. Può essere realizzato con componenti hardware, software oppure in entrambi i modi per rendere minimi gli errori a regime e ottenere una più soddisfacente risposta ai transistori.

Tale tipo di controllo, fondamentale è un metodo basato sull'errore in cui le informazioni provenienti dall'output del sistema vengono utilizzate per determinare l'errore della variabile di controllo. Il medesimo concetto è anche chiamato *controllo in retroazione* o *controllo ad anello chiuso*.

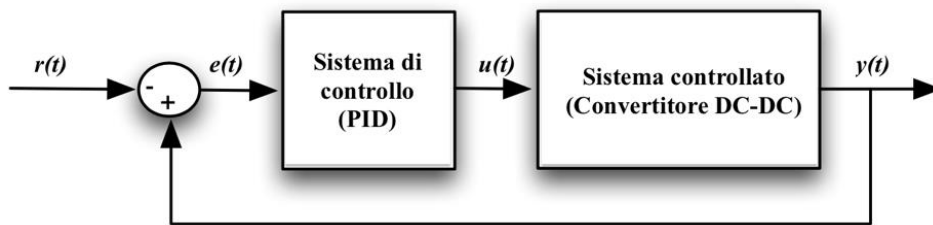


Figura 58: Modello ad anello chiuso

La tecnica basa il suo funzionamento su tre diverse parti: *proporzionale, integrale e derivativa*.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Poiché ogni sistema risponde in modo diverso, il controller PID determina la quantità e la velocità con cui viene applicata la correzione, utilizzando questi tre parametri.

Ogni blocco fornisce un segnale univoco che viene sommato per creare il segnale di uscita del controller. Il PID confronta la variabile in uscita al processo (PV) con quella desiderata (setpoint).

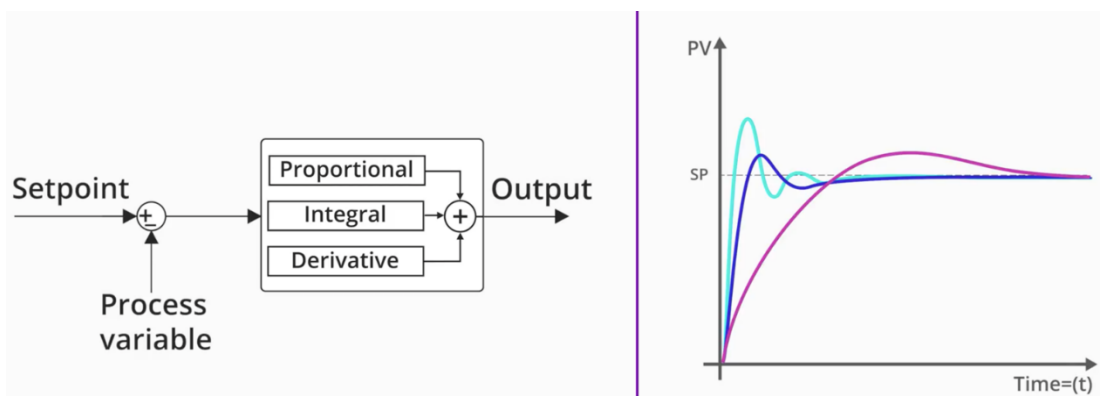


Figura 59: Controllore PID

Sulla base di questo confronto, viene generato un segnale di errore che viene utilizzato dal controllore per produrre un output in grado di azionare il dispositivo di controllo finale (nel nostro caso un blocco DPWM).

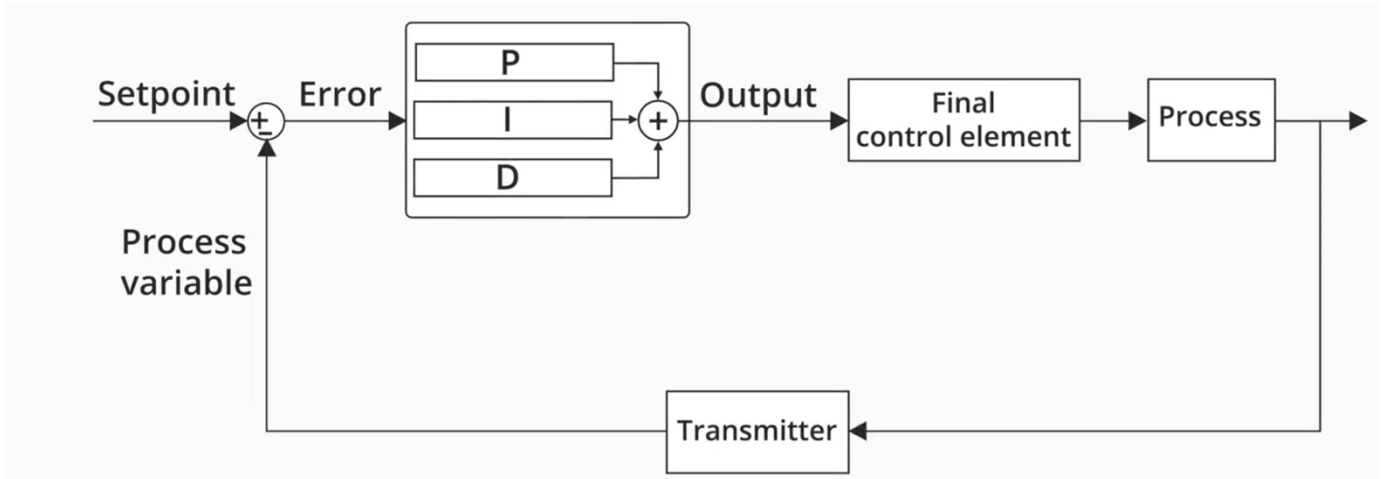


Figura 60: Controllore PID implementato in un sistema retroazionato

Analizzando singolarmente i contributi dei tre parametri, il guadagno **proporzionale** produce un segnale di output proporzionale all'ampiezza del segnale errore. Aumentando tale guadagno si aumenta la velocità con cui l'errore viene minimizzato, a scapito però di sovra elongazioni prima dell'assestamento e un errore che non converge a zero.

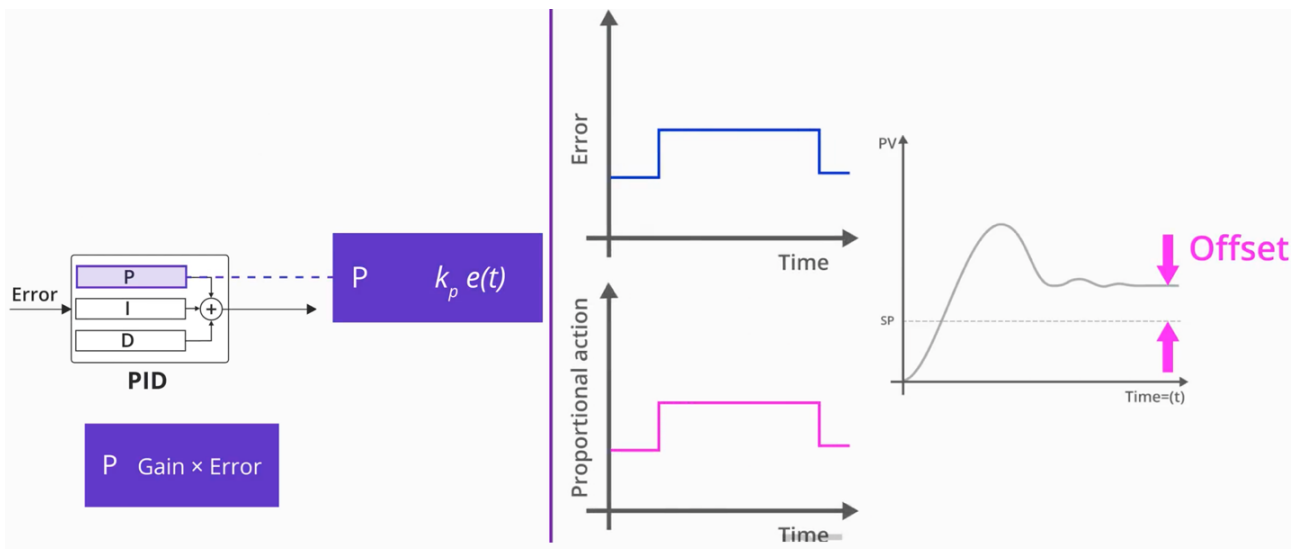


Figura 61: Contributo proporzionale

Per mitigare i problemi del controllo proporzionale, si fa uso del guadagno **integrativo**. Tale blocco produce un segnale proporzionale all'ampiezza e alla durata del segnale errore. Più lungo è l'errore e maggiore sarà il valore dell'azione derivativa. Questa persisterà fin tanto che l'errore non viene annullato, offrendo al sistema PID la capacità di portare il processo esattamente al punto di riferimento richiesto. Determina dunque quanto velocemente l'errore a regime viene azzerato.

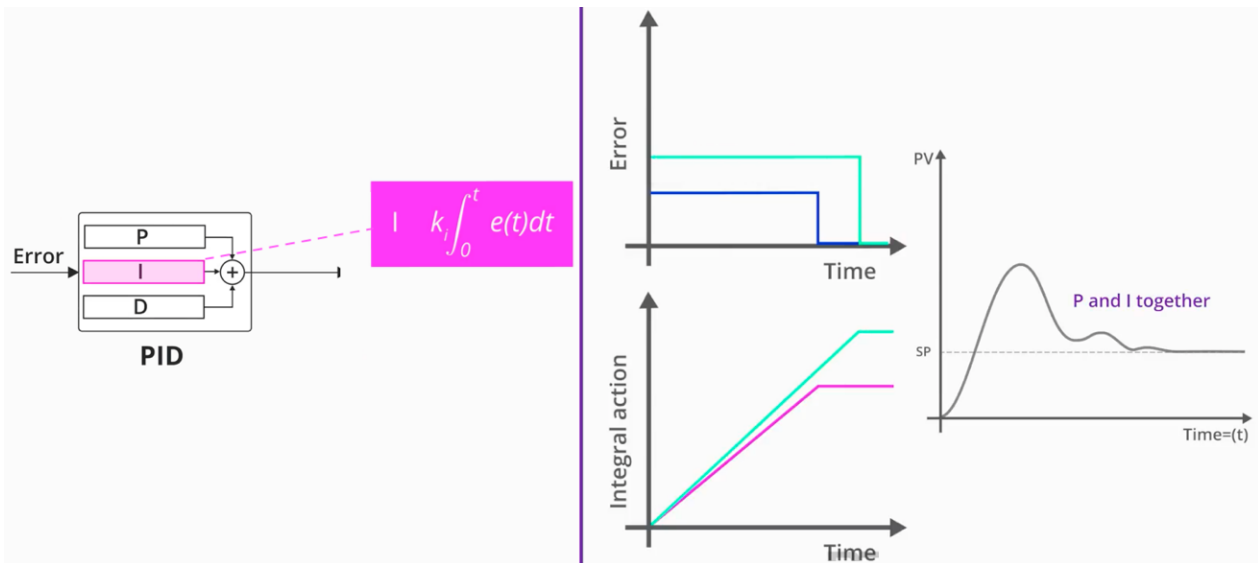


Figura 62: Contributo integrativo

Infine, il blocco **derivativo** genera un output alla velocità di variazione del segnale di errore. L'azione derivativa tenta di compensare tale deviazione stimando l'errore futuro; quindi, senza aspettare che questo diventi significativo o che permanga per un determinato tempo.

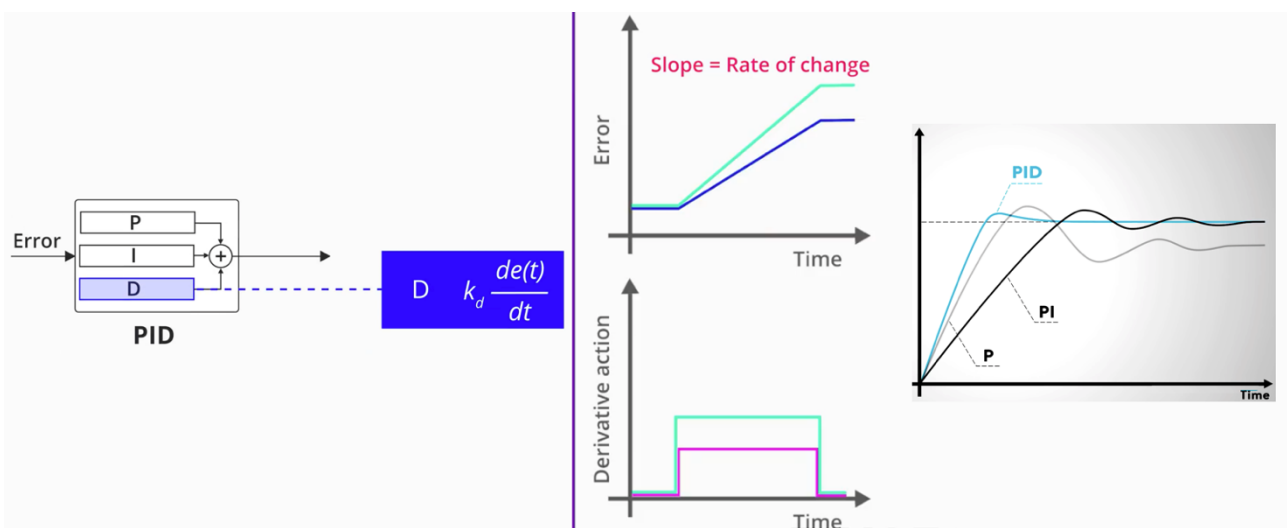


Figura 63: Contributo derivativo

Questo contributo viene spesso omesso nei controllori PID in quanto ne aumenta considerevolmente la loro sensibilità e quindi la loro prontezza. Comunque sia, se ben tarato e il segnale misurato è robusto (privo di rumore), il guadagno derivativo contribuisce alle prestazioni della retroazione.

2.3.3 Autotuning

Esiste una vera e propria scienza per tarare i loop di controllo, ciononostante il più utilizzato è il metodo “*trial and error*” per ricercare i coefficienti, ad esempio, di un controllore PID. La tecnica implica l'impostazione di parametri di partenza, avviare il processo e osservare i risultati della grandezza controllata. L'algoritmo manuale deve essere iterato finché l'uscita non raggiunge fedelmente il setpoint desiderato. Questo procedimento offre una semplice ricerca dei coefficienti e dei risultati immediati; tuttavia, i parametri trovati potrebbero risultare non ottimi e potrebbe essere richiesta una quantità elevata di iterazioni prima di arrivare a risultati soddisfacenti.

Sfruttando la programmabilità dei controller digitali, è possibile implementare dei meccanismi di *autotuning* i quali hanno come obiettivo la regolazione automatica dei parametri in risposta alle dinamiche effettive del sistema e sono in grado di identificare le caratteristiche chiave del convertitore di potenza e del carico riuscendo a raggiungere gli obiettivi prestazionali specificati.

Nella progettazione standard dei design, la catena in retroazione è studiata sulla base di convertitori di potenza assumendo i parametri costanti. Questo approccio porta inevitabilmente insensibilità alle variazioni delle dinamiche del sistema dovute a condizioni operative e a scostamenti delle tolleranze. Inoltre, i contributi parassiti sono difficili da modellare e anche un modello di carico accurato potrebbe non essere disponibile al momento della progettazione del circuito di controllo.

Con i compensatori analogici, viene solitamente adottato un approccio “*worst-case*” e raramente il circuito risultante è ottimale, senza possibilità di adattamento alle varie condizioni operative. L'approccio conservativo risulta in una conseguente riduzione delle prestazioni.

Le tecniche digitali di *tuning adattivo* sono capaci di mantenere le prestazioni della retroazione nel tempo regolando i valori di compensazione in base alle variazioni dei parametri del sistema.

2.3.4 Modellazione di sistemi non lineari

L'analisi del circuito in condizioni di regime consente l'individuazione delle formule utilizzabili per il dimensionamento del convertitore. Per analizzare come il convertitore raggiunga lo stato stazionario (*steady-state*) o per osservare come il sistema risponda alle perturbazioni delle grandezze elettriche, è fondamentale individuare il suo modello dinamico.

Tuttavia, lo scopo fondamentale del modello risiede nel fatto che esso consente l'implementazione di una catena di controllo del convertitore. Vien da sé che maggiore è l'accuratezza del modello, maggiori saranno le prestazioni offerte dal controllore.

A causa della presenza di elementi non lineari nel convertitore DC/DC bidirezionale, il sistema di conversione è non lineare. Tuttavia, può ancora essere approssimato come un sistema lineare quando funziona vicino a un certo punto operativo in condizioni stazionarie [27].

Per sistemi complessi, il modello del sistema viene ricavato dal software di simulazione. Nel caso del progetto affrontato nel Capitolo 3, si userà il tool di Simulink a tale scopo.

Una volta ricavato il modello dinamico del convertitore è possibile progettare un controllo per regolare la tensione di uscita. Controlli come quelli in retroazione sono spesso utilizzati, in quanto sono robusti e poco sensibili alle variazioni come la tensione di ingresso.

2.3.5 Controllo del dead-time

Siccome i supercondensatori possono immagazzinare una quantità relativamente bassa di energia e quella recuperata dalla frenata si aggira a non più del 60% / 70%, è richiesto che il convertitore offra un'efficienza maggiore possibile. A tal fine è possibile implementare un ulteriore controllo, ovvero quello relativo al dead time dei transistori che operano in modalità sincrona. Date le richieste di potenza da parte del motore elettrico non sempre costanti, adottare un tempo morto fisso significherebbe ignorare un aspetto significativo per le prestazioni.

I tradizionali convertitori DC-DC implementanti i semiconduttori al silicio, riescono tranquillamente a raggiungere efficienze elevate (in genere >85%). Data l'enorme diffusione di tali dispositivi, vengono continuamente ricercati metodi per ottimizzare al massimo i loro punti di forza.

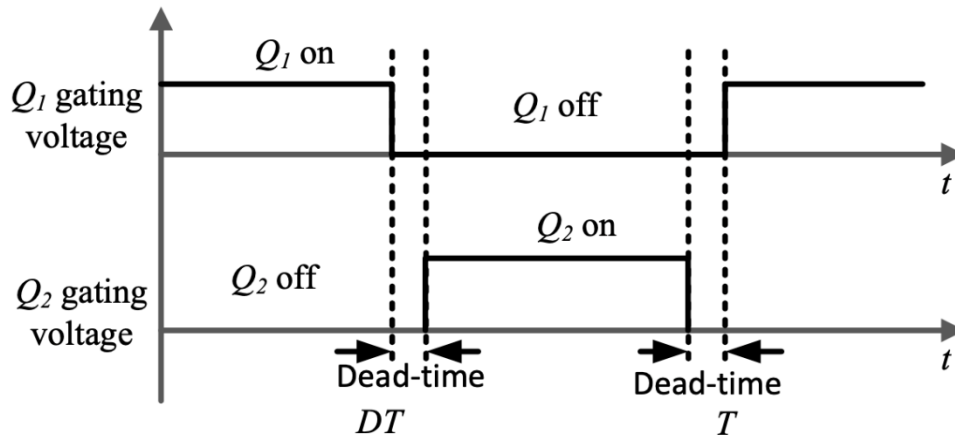


Figura 64: Esempio dei segnali di comando dei due gate con il dead-time

Utilizzando i MOSFET, le frequenze di commutazione più utilizzate si aggirano tra 200kHz e 500kHz. Grazie all’emergente tecnologia GaN ci si può spingere anche a svariati MHz. Alte frequenze di switching si traducono in migliori prestazioni e caratteristiche di progettazione, tra cui una migliore risposta transitoria e un induttore e condensatore più piccoli. Tuttavia, le perdite dipendenti dalla frequenza, compresa la perdita di commutazione, la perdita di gate e quella di conduzione, aumentano proporzionalmente alla frequenza

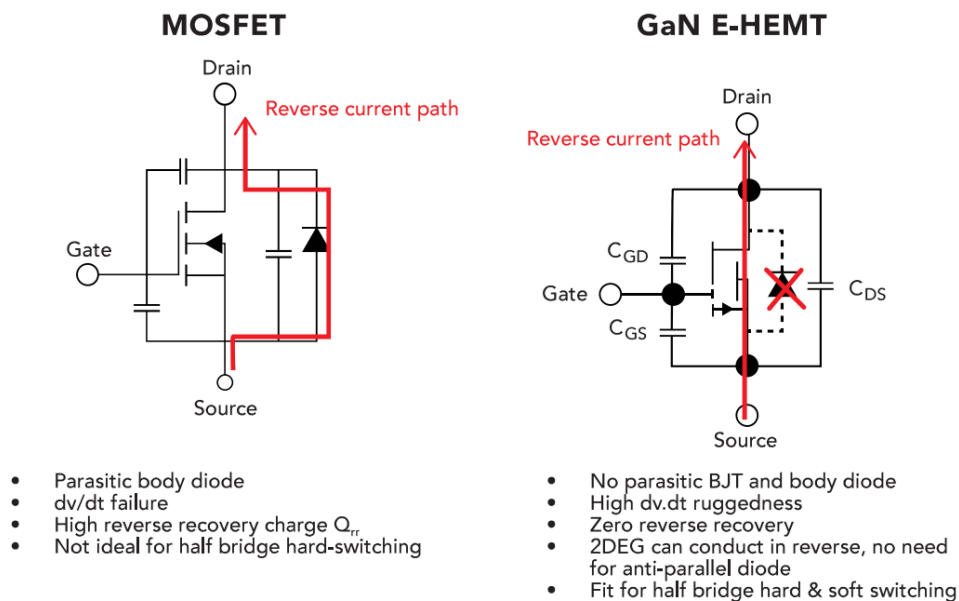


Figura 65: Differenze tra la conduzione inversa dei MOSFET e dei GaN HEMT

L'elevata velocità di commutazione dei GaN HEMT aiuta a diminuire le perdite di commutazione; tuttavia, l'elevata caduta di tensione inversa dei transistori ad elevato *band-gap* ha portato al concetto che la gestione del dead-time sia molto più importante che per i MOSFET in silicio [31].

Gli effetti del dead-time sui convertitori GaN e sui convertitori Si sono diversi a causa delle diverse capacità di conduzione inversa e dei valori di capacità parassita dei GaN HEMT e dei Si MOSFET.

Un errato settaggio del dead-time può addirittura annullare i vantaggi dei transistori GaN [32]. Se per i MOSFET si ha una caduta di tensione in conduzione inversa in genere di 0.7V, per i GaN HEMT il drop può addirittura superare i 3V [33].

Nasce così la necessità di introdurre dei sistemi di controllo ad alta velocità in grado di minimizzare le perdite di conduzione legate al dead time al fine di ottenere un'elevata efficienza.

$$P_{DT} = 2 \times V_F \times I_O \times t_{dead_time} \times f_{SW}$$

Con:

- t_{dead_time} : Dead-time
- I_O : Corrente sul carico
- V_F : Caduta di tensione in conduzione inversa del transistor
- f_{SW} : Frequenza di commutazione

3 PROGETTO

Le dinamiche tra i vari componenti e la loro diversa natura, rende difficile analizzare i moderni veicoli ibridi. La prototipazione e i test di ogni combinazione di dispositivi sarebbe un'operazione onerosa da un punto di vista economico e di tempo. La modellazione e la simulazione sono dunque indispensabili per la valutazione concettuale, la prototipazione e l'analisi degli HEV.

Lo scopo principale nella progettazione di un veicolo ibrido o elettrico è la massimizzazione delle performance e dell'autonomia. Continui sviluppi proseguono per raggiungere tali obiettivi. Nel progetto in questione, si dimostra come l'utilizzo di un convertitore DC/DC bidirezionale sia un dispositivo fondamentale per soddisfare le emergenti richieste in ambito automobilistico. Garantire un flusso bidirezionale di potenza è un metodo furbo per la riduzione della potenza persa.

Ottimizzare il rendimento elettrico, nell'ambito di utilizzo del motore, significa non solo alleggerire i consumi di carburante ma di avere una trazione elettrica disponibile per un periodo di tempo più lungo, consentendo al guidatore di avere una trazione alle ruote ed una coppia motrice più favorevole in fase di uscita curva o in fase di sorpasso. Inoltre, aumentando l'efficienza dell'elettronica di potenza è possibile ridurre le sue dimensioni complessive, principalmente riducendo i sistemi di rimozione del calore generato per effetto Joule, dando spazio ad altri componenti o permettere più libertà nella progettazione aerodinamica del veicolo.

Oltre a ciò, lo scopo di tale attività è quello di concentrare l'attenzione sulle strategie di controllo principali del convertitore che meglio si addicono alle esigenze dei veicoli ibridi.

3.1 Controllo PID e simulazione del sistema complessivo

Il sistema convertitore deve operare in base a due tipi di funzionamento:

1. Modalità di guida in *accelerazione*: in questa fase il veicolo richiede un contributo di potenza dalla parte ibrida per eseguire un'accelerazione o un sorpasso. La sorgente formata dal SC deve fornire energia al DC bus e dunque al motore elettrico. In questo caso il convertitore opera in modalità Boost elevando la tensione della sorgente fino a quella nominale del bus tenendo presente che quest'ultima deve sempre mantenersi al suo valore nominale, mentre quella della sorgente è proporzionale al suo stato di carica (SOC) quindi varierà da un valore massimo ad uno minimo durante la fase di scarica.
2. Modalità di guida in *frenata rigenerativa*: in fase di frenata o decelerazione viene applicata una coppia negativa alle ruote, la quale è convertita in energia, portata al DC bus e utilizzata per ricaricare il SC. Il convertitore si trova ad operare da Buck, abbassando la tensione del DC bus a quella della sorgente.

In entrambe le modalità si ha la necessità di tenere sotto controllo la tensione del bus o quella di ricarica del supercondensatore. Per rendere ciò possibile, è necessario regolare opportunamente i tempi di accensione e spegnimento dei transistori del convertitore DC/DC mediante il controllore.

3.1.1 Specifiche generali del sistema

I motori elettrici utilizzati nei veicoli ibridi, solitamente hanno potenze fino 50-70 kW (70-100 cv circa) [16] o anche 150 kW (200 cv circa) se si considerano anche gli attuali propulsori elettrici delle F1. Per le sorgenti quali i supercondensatori, non vi sono specifiche ristrette sui valori adottabili, questi rimangono a discrezione del costruttore del veicolo. Essendo il pacco supercondensatore una composizione di più condensatori, sono possibili vari gradi di libertà: connettendo più celle in serie si va ad innalzare la tensione complessiva della sorgente facilitando il design del convertitore DC-DC; contrariamente, il collegamento in parallelo di questi offre una più elevata capacità totale e dunque permette di fornire una determinata quantità di potenza al motore per un lasso di tempo più lungo, a scapito però della progettazione del convertitore il quale dovrà sopportare correnti più elevate.

Il sistema modellato in questo elaborato rappresenta una versione scalata delle soluzioni adottate negli odierni HEV; ciò non altera i principi di funzionamento che si vogliono simulare.

Tabella 5

PARAMETRI E VALORI UTILIZZATI PER IL MODELLO	
Parametri	Valori
SuperCondensatore	30 V ÷ 48 V (min – max)
DC Bus	400 V
Motore elettrico	5 kW (~ 6,8 cv)
DC/DC Converter	48 V ÷ 400 V

Utilizzando MATLAB®/Simulink si è modellato ed effettuate simulazioni per quanto riguarda il sistema implementante il convertitore DC-DC bidirezionale.

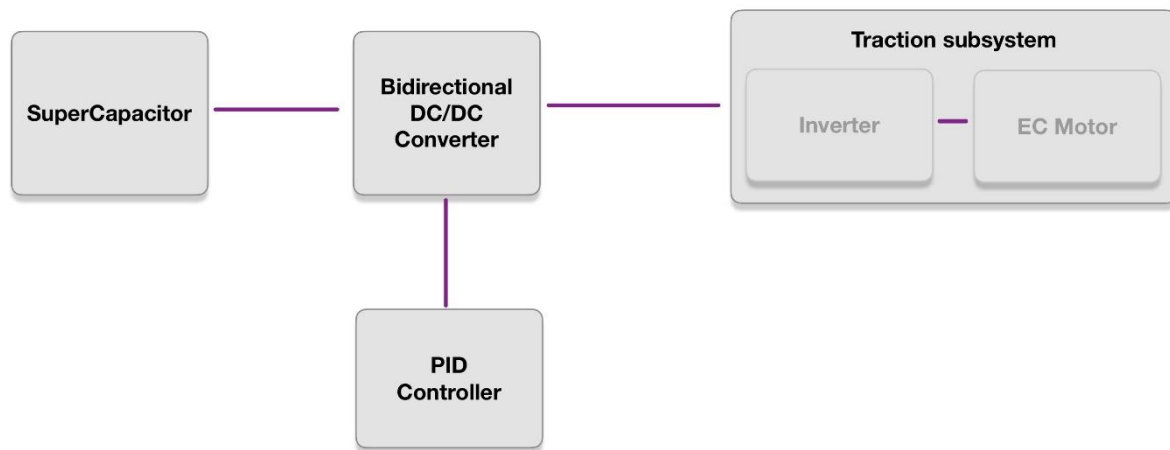


Figura 66: Schematico del sistema oggetto di studio

In Figura 67 viene mostrato il sistema complessivo realizzato in ambiente Simulink.

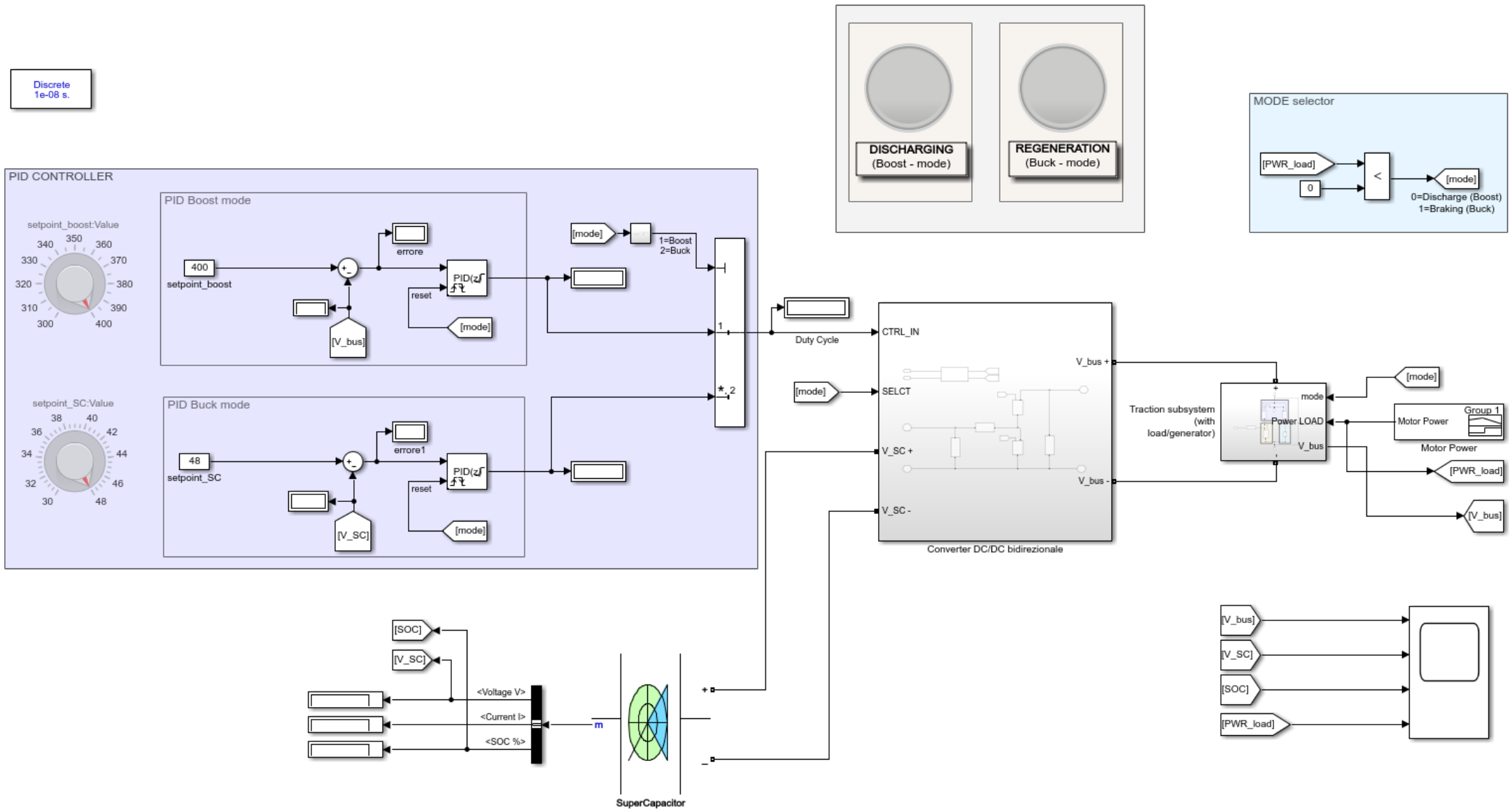


Figura 67: Vista del sistema complessivo

3.1.2 Modelli utilizzati

Per effettuare le diverse simulazioni, i dispositivi utilizzati nel sistema in Figura N/D sono stati modellati ai fini di osservarne i comportamenti. Si precisa che molteplici sono state le semplificazioni degli stessi, tra cui i contributi parassiti del layout del convertitore di potenza, i quali non avrebbero portato vantaggi nella comprensione concettuale del sistema proposto. Questo è composto prevalentemente da cinque parti principali:

1. *Convertitore DC/DC bidirezionale* (+ circuito di generazione dead-time)
2. *Controllore PID*
3. *Supercondensatore*
4. *Sottosistema di trazione*
5. *Selettore modalità*

3.1.2.1 *Convertitore DC/DC bidirezionale (+ circuito di generazione dead-time)*

Come già anticipato, la topologia di convertitore per la presente applicazione è di tipo *half-bridge*. Questo, tramite un opportuno comando dei transistori, permette il flusso bidirezionale di potenza. Il lato sinistro rappresenta quello a bassa tensione collegato dunque al supercondensatore, il collegamento con il bus ad alta tensione è rappresentato invece sul lato destro.

Tabella 6

PARAMETRI E VALORI UTILIZZATI PER IL CONVERTITORE	
Parametri	Valori
Potenza	5 kW
Frequenza di commutazione	1 MHz
Ripple	1 %
Transistore low-side	ideale
Transistore high-side	ideale
Condensatore Buck	4,8 μ F
Condensatore Boost	33 μ F
Induttore	400 μ H

Le specifiche del convertitore e i componenti utilizzati per soddisfarle sono elencati in Tabella 6.

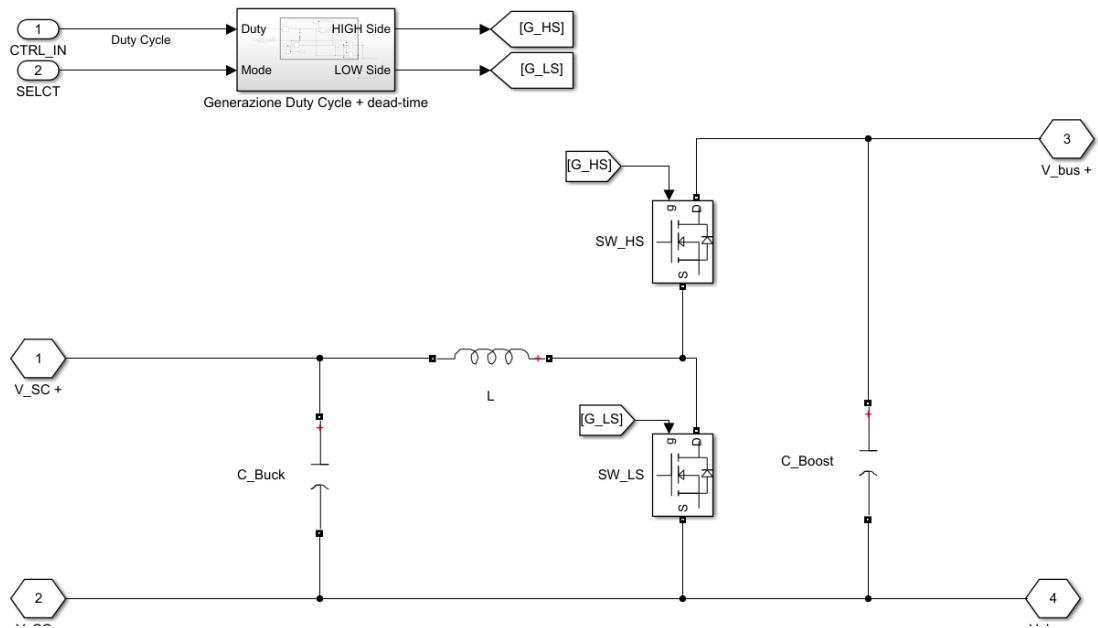


Figura 68: Convertitore bidirezionale DC/DC half bridge

Per far funzionare il convertitore in modalità sincrona, i due transistori necessitano di essere pilotati opportunamente da un circuito dedicato, Figura N/D. Esso prende in ingresso un valore di duty cycle e genera un opportuno segnale PWM alla frequenza di 1 MHz. Da questo ne verrà generato un secondo per il transistore secondario (con “secondario” si intende il transistore high-side per la modalità Boost e low-side per la modalità Buck) nel quale è possibile controllare in modo separato il dead-time di salita e di discesa.

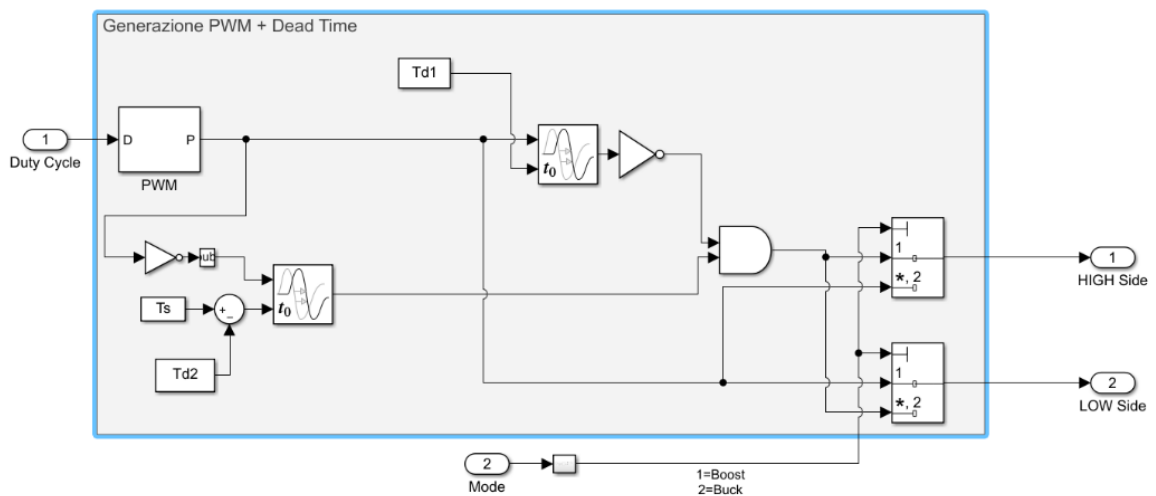


Figura 69: Circuito di generazione del segnale PWM e dead-time

Riassumendo, la forma d'onda che comanda il transistor primario e generata in base al duty cycle rimane inalterata, mentre si può agire sulla forma d'onda del transistor secondario per impostare il corretto dead-time. In base poi alla modalità in cui il convertitore si trova ad operare, viene scelto su quale dei due transistori fornire il segnale principale. Uno studio più approfondito su quanto possa influenzare il dead time in un convertitore implementante transistori GaN verrà proposto nel capitolo successivo.

3.1.2.2 Controllore PID

Le condizioni operative del sistema, quali diverse richieste di potenza del motore elettrico e livello di tensione della sorgente non costante, impongono un controllo in tempo reale del Duty Cycle. Il controllo proposto confronta il livello di tensione desiderato con quello attuale e genera un segnale che viene poi utilizzato dal circuito di generazione del segnale PWM.

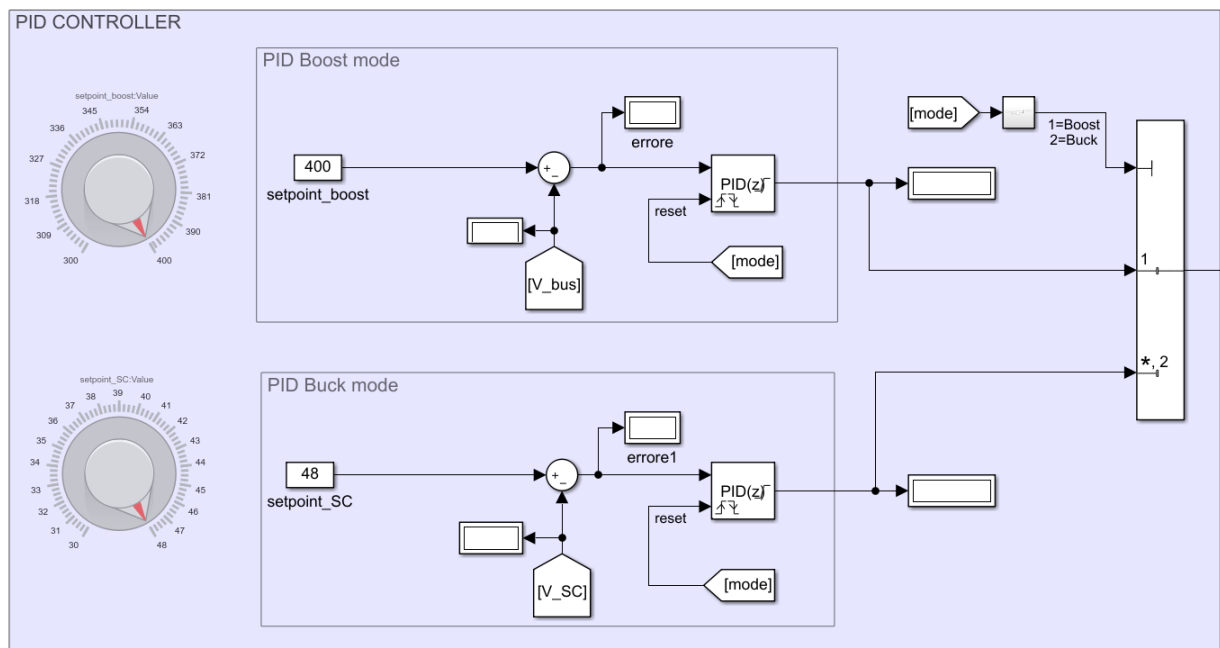


Figura 70: Catene di retroazione del convertitore

Per ovvie ragioni sono state implementate due diverse retroazioni applicabili al convertitore, le quali, in base alla modalità di funzionamento dello stesso, agiscono per tenere controllata l'alta tensione a 400 V del DC bus o la tensione a 48 V di ricarica del SC.

3.1.2.3 Supercondensatore

Per il supercondensatore si è scelto il modello offerto dalla libreria di Simulink a cui viene impostata una tensione nominale di 48 V e una capacità di 0,5 F. Sebbene le capacità utilizzate nei supercondensatori reali siano ben più elevate, quella utilizzata permette una simulazione del comportamento del sistema in un tempo inferiore al secondo.

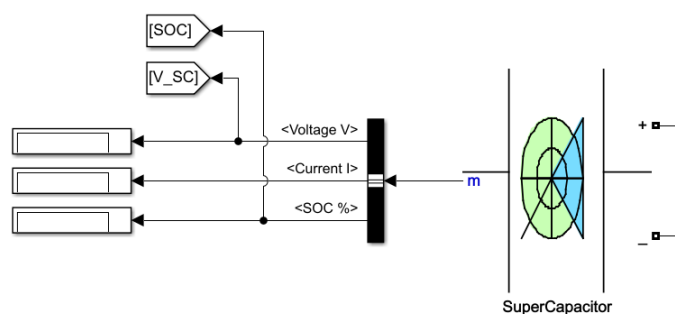


Figura 71: Modello Simulink del supercondensatore

Si monitora la tensione e la corrente, che servono al controllore per adattare il duty cycle in fase di scarica. La tensione è direttamente proporzionale allo stato di carica (SOC) del SC; dunque, viene monitorato in percentuale anche questo.

3.1.2.4 Sottosistema di trazione

Per quanto riguarda la potenza richiesta dal motore elettrico, viene semplicemente modellata attraverso un carico variabile che va da 1000 W a 5000 W. Similmente, la potenza negativa che fornirebbe un'eventuale macchina elettrica in condizioni di frenata, viene modellata attraverso un generatore di tensione ideale a 400 V.

In base alla modalità di funzionamento, gli interruttori selezionano il ramo opportuno che viene collegato al DC Bus.

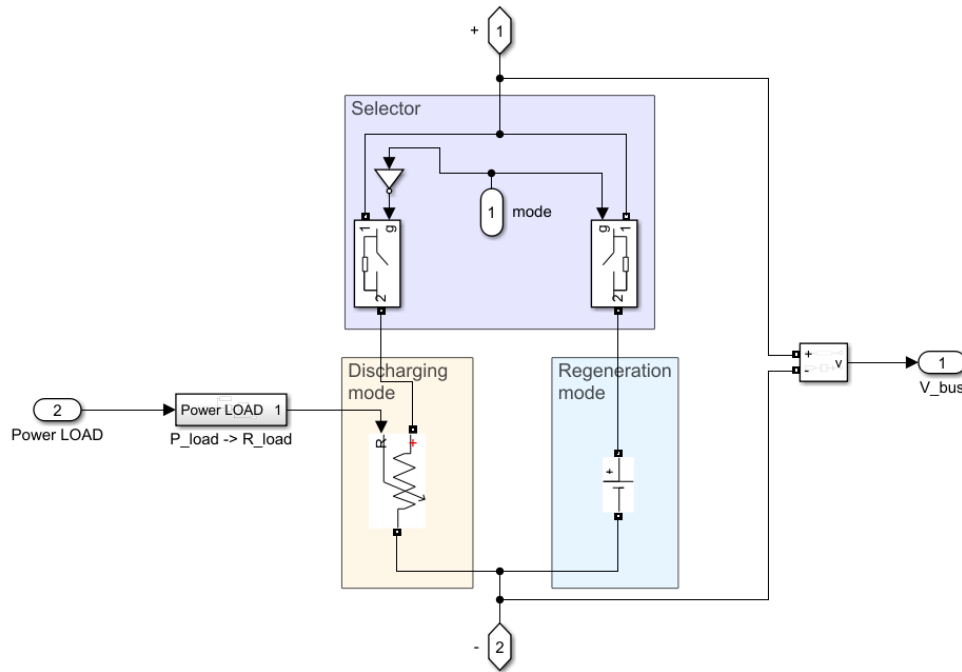


Figura 72: Modello del sottosistema di trazione

Essendo la macchina elettrica modellata come un semplice carico o generatore, si è omesso l’inverter il quale convertirebbe la tensione continua del DC Bus in alternata per il motore. La tensione del bus viene costantemente monitorata per fornire il riferimento al controllore in fase di scarica, e dunque di accelerazione del veicolo.

3.1.2.5 Selettore modalità

La discriminazione delle modalità operative viene affidata ad una semplice osservazione della potenza sul DC Bus. Se questa è superiore a 0 W viene impostata la relativa modalità di scarica, viceversa se viene rilevata una tensione negativa significa che il motore elettrico sta fornendo potenza al bus e dunque ci si trova in fase di frenata rigenerativa. Questa parte circuitale è necessaria ai dispositivi del sistema per commutare automaticamente tra le due modalità.

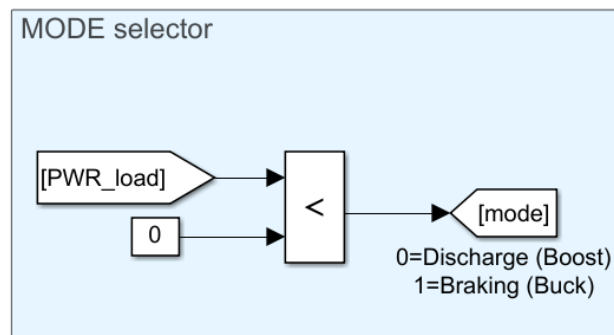


Figura 73: Selettore modalità

La modalità corrente in cui il sistema si trova ad operare viene segnalata attraverso due indicatori.

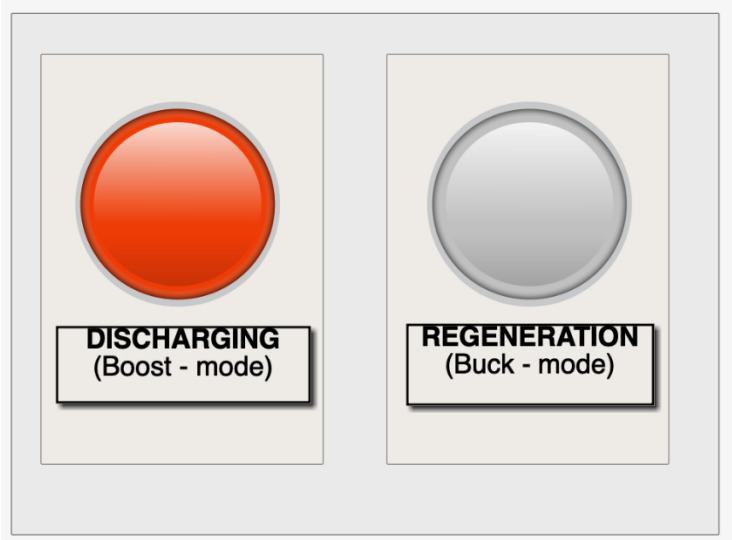


Figura 75: Segnalazione modalità di scarica

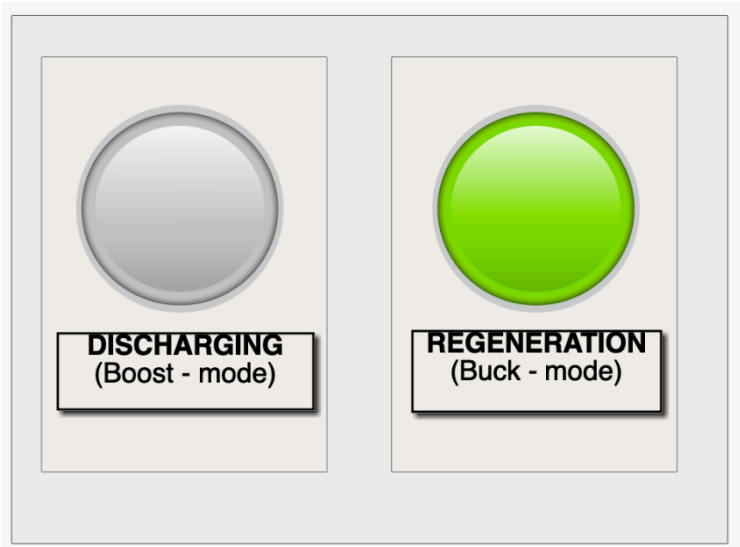


Figura 74: Segnalazione modalità di rigenerazione

3.1.3 Progettazione e regolazione del controllo PID: Auto – Tuner in Simulink

In alternativa al metodo “trial and error”, per la scelta dei parametri del controllore ci si è affidati al tuner automatico offerto dall’ambiente Simulink. Per la loro determinazione è necessario calcolare la funzione di trasferimento del convertitore. Un metodo più immediato consiste nell’utilizzare il System Identification Toolbox™ che permette di utilizzare i dati di input e output del sistema nel dominio del tempo e della frequenza per identificare la funzione di trasferimento a tempo continuo e a tempo discreto. È così possibile utilizzare il modello identificato per la progettazione e la regolazione di controlli PID con il Control System Toolbox™.

Per l’identificazione del plant, si è osservata la dinamica del convertitore ad un ingresso a gradino.

La procedura è stata svolta sia per la modalità Boost che per quella Buck, in quanto hanno risposte differenti.

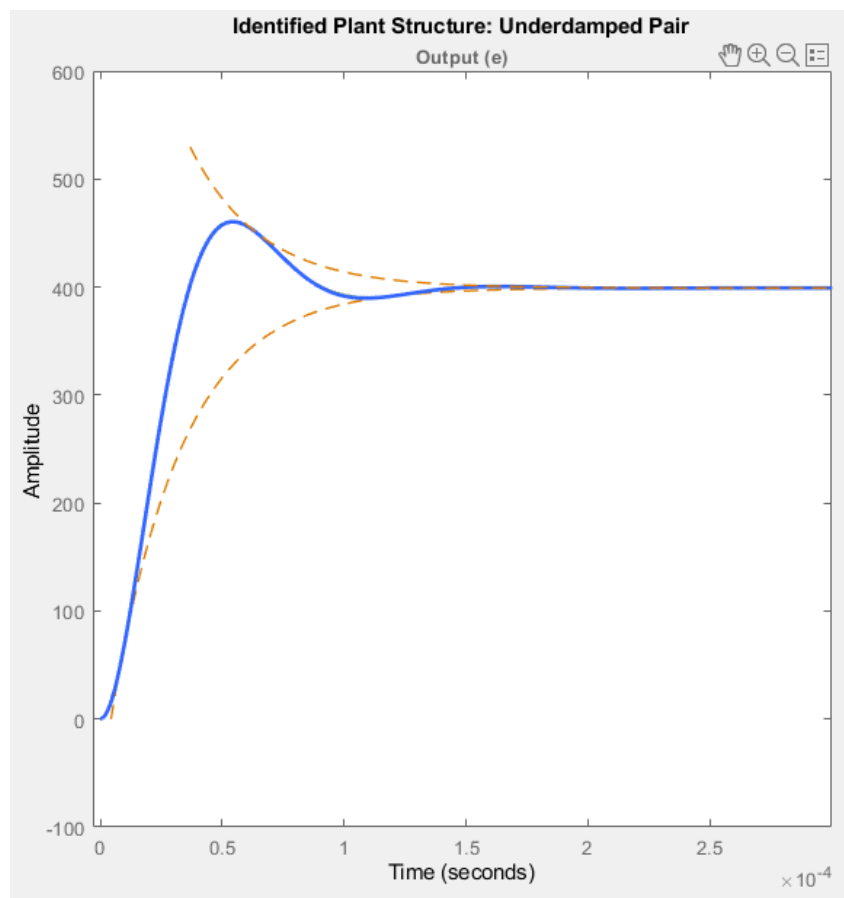


Figura 76: Risposta al gradino del convertitore in modalità Boost

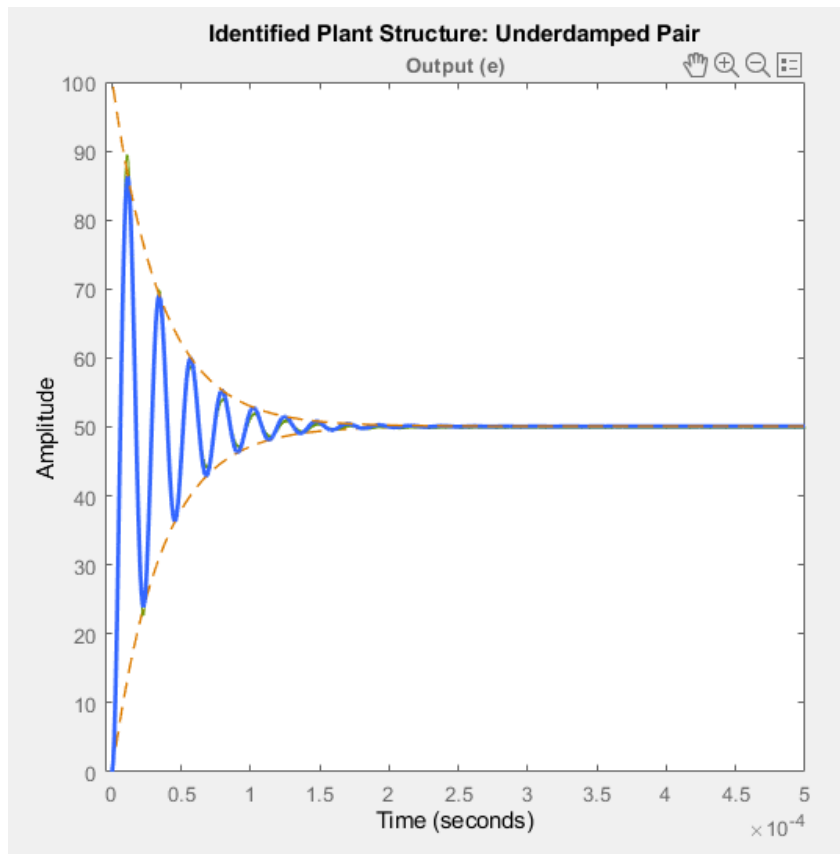


Figura 77: Risposta al gradino del convertitore in modalità Buck.

In entrambi i casi, la funzione di trasferimento del sistema in risposta al gradino coincide ad una FdT con una coppia di poli complessi coniugati.

Una volta stimati i modelli, attraverso il Control System Toolbox™ si regolano i parametri P, I e D in base alla risposta che si vuole ottenere. Una risposta *veloce* raggiunge prima il livello di tensione voluto presentando però delle sovra elongazioni di assestamento, una risposta più *lenta* evita queste sovra elongazioni a scapito di un maggior tempo necessario a raggiungere il setpoint. Si è deciso di tollerare dei piccoli overshoot e quindi di preferire una risposta abbastanza veloce.

Tabella 7

PARAMETRI DI CONTROLLO		
	Boost	Buck
P	80e-6	0,0278
I	10	3027
D	30e-9	6,18
N	46197	11088050

Il contributo derivativo presenta il filtraggio (N).

3.1.4 Simulazione del sistema retroazionato

Una volta che il sistema di controllo è stato regolato adeguatamente e si è verificato che risponda come da aspettative, si procede alla simulazione del sistema complessivo. Attraverso il “Signal Builder” di Simulink si sono impostati diversi valori di carico che variano nel corso del tempo. Questo carico rappresenta la potenza richiesta o fornita dal motore elettrico.

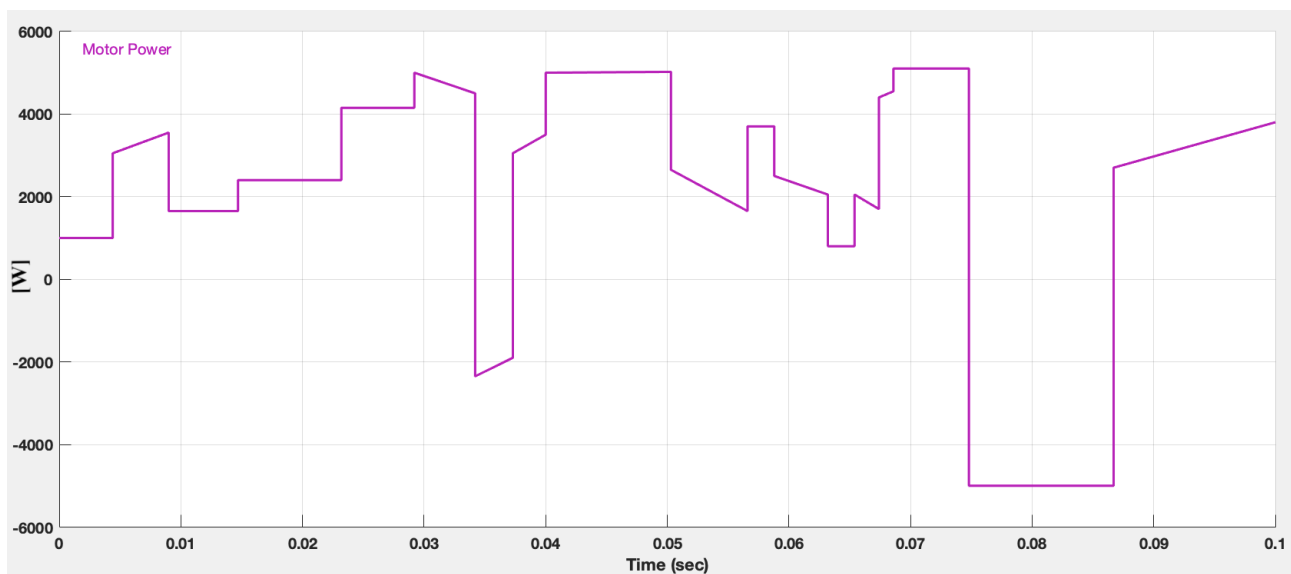


Figura 78: Varie potenze di carico

Le potenze positive sono associate alle ipotetiche accelerazioni del motore, viceversa per quelle negative il motore non richiede più energia ma la genera, simulando così la modalità di ricarica del supercondensatore.

Avviando la simulazione si analizzano gli andamenti delle grandezze del sistema, quali: la tensione del DC Bus (V_{bus}), la tensione del supercondensatore (V_{SC}), il livello di carica del SC (SOC %) e le varie potenze richieste dal motore elettrico (Motor Power).

In Figura 79 si osserva come anche a seguito di brusche variazioni di potenza richiesta, il DC bus mantenga la sua tensione nominale di 400 V. Oltre alle variazioni di carico, il SC fornisce una tensione non costante ma proporzionale con il suo livello di carica.

Quando viene fornita energia dal motore elettrico, la tensione sugli elettrodi del supercondensatore viene mantenuta a 48 V e si apprezza come man mano il suo livello di carica aumenti.

Sono presenti piccoli ma tollerabili spike di tensione sul bus nelle fasi di transizione.

Dai dati analizzati si può dedurre come il sistema di controllo operi come da aspettative, mantenendo sempre stabile il livello di tensione sul bus grazie alla regolazione del Duty Cycle.

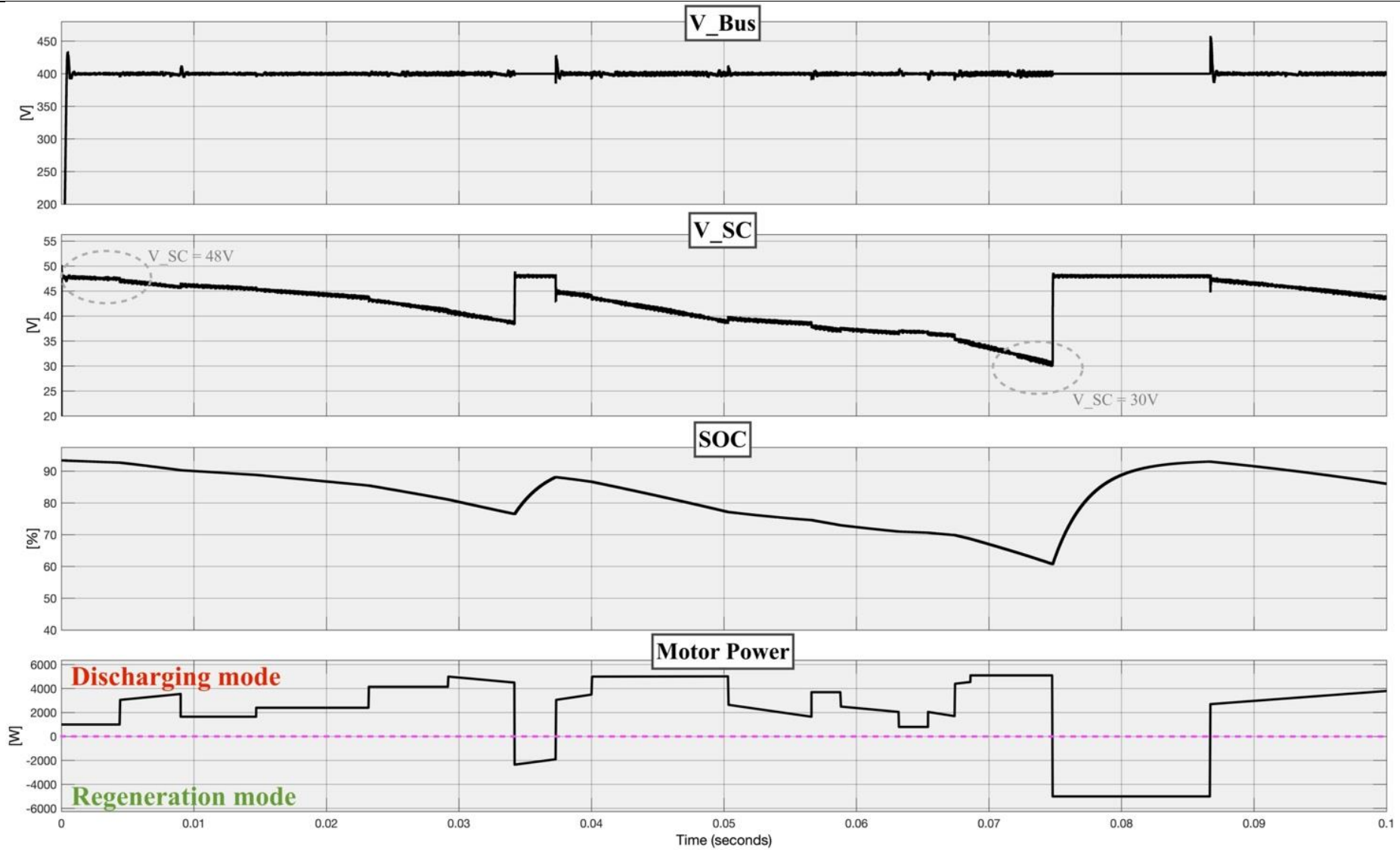


Figura 79: Simulazione del sistema in base a varie potenze erogate o fornite dal motore elettrico

3.2 Controllo *sensorless* del dead-time

Come già anticipato, la fase di tempo morto nella sincronizzazione di più transistori è uno degli aspetti gravanti sull'efficienza complessiva del convertitore. Introducendo il dead-time si evita che i transistori entrino in conduzione contemporaneamente; tuttavia, dilatare troppo questo tempo genera delle perdite per via della caduta di tensione in conduzione inversa. In questa sezione viene proposto un controllo adattivo del dead-time il quale, a differenza della maggior parte delle tecniche esistenti per lo stesso scopo, non fa uso di sensori (*sensorless*) i quali, a loro volta, introdurrebbero delle perdite ulteriori nella realizzazione del convertitore.

Sulla base del circuito visto nel Capitolo 3.1, vengono sostituiti i transistori ideali con due eGaN HEMT. Il modello e le specifiche principali del transistorore utilizzato vengono riportati in Tabella 8.

Tabella 8

GaN Systems E-Mode GaN Transistor: <u>GS-065-060-5</u>	
Parametri	Valori
V_{DS}	650V
I_{DS}	60 A (continua)
R_{DS(ON)}	25 mΩ (T _J = 25 °C)
Q_G	14 nC
Q_{RR}	0 nC
Frequenza di commutazione	> 10 MHz
Certificazioni	AEC-Q101 & AutoQual+™

Ci si è indirizzati su questo transistorore per il fatto che, al momento della scrittura di questa tesi, era uno tra i pochi disponibili a supportare una corrente così elevata e del quale venisse fornito il modello SPICE per la simulazione. Inoltre, tale modello presenta la certificazione per applicazioni Automotive (AEC-Q101) il che lo rende idoneo al progetto in esame.

Senza ricorrere all'implementazione di più fasi nel convertitore, si è dimensionato un convertitore analogo a quello già visto nel Capitolo 3.1 ma dimensionato per operare ad una potenza massima di 1 kW. Per raggiungere potenze più elevate è necessario attendere che nuovi transistori GaN vengano immessi sul mercato oppure ricorrere all'uso di più convertitori o transistori connessi in parallelo, così come viene fatto per i cosiddetti moduli di potenza, ovvero integrazioni di più transistori di potenza nello stesso package. Questo tipo di prodotto implementato mediante tecnologia al nitruro di gallio non è ancora commercialmente disponibile ma ancora in fase di ricerca e sviluppo.

La simulazione in questione si focalizza prevalentemente sulle perdite generate dal dead-time, per cui gli elementi parassiti dei componenti passivi non sono stati tenuti in considerazione (se non per l'ESR dell'induttore pari 20 mΩ e un'ESR praticamente trascurabile per i condensatori).

Ciononostante, i driver pilotanti i due transistor sono stati impostati con tempi di salita (t_{rise}) e discesa (t_{fall}) rispettivamente di 10 ns e 5 ns; caratteristiche consone con la maggior parte dei driver compatibili con i GaN HEMT da 650V.

Il metodo qui presentato si rivela particolarmente adatto per l'implementazione mediante controllo digitale: non è richiesto alcun componente analogico aggiuntivo. Per il funzionamento, infatti, non è necessaria alcuna misura sul nodo di switching o di altri segnali del convertitore se non la tensione di uscita, la quale è comunque misurata per poter essere controllata dal PID [34].

Un ulteriore vantaggio risiede nel fatto che i due dead-time, fronte di salita e discesa, possono essere controllati in modo indipendente e dunque assumere valori differenti (aspetto molto importante in quanto i segnali di comando provenienti dai driver e dal controllore, hanno tempi di salita e discesa non di ugual valore).

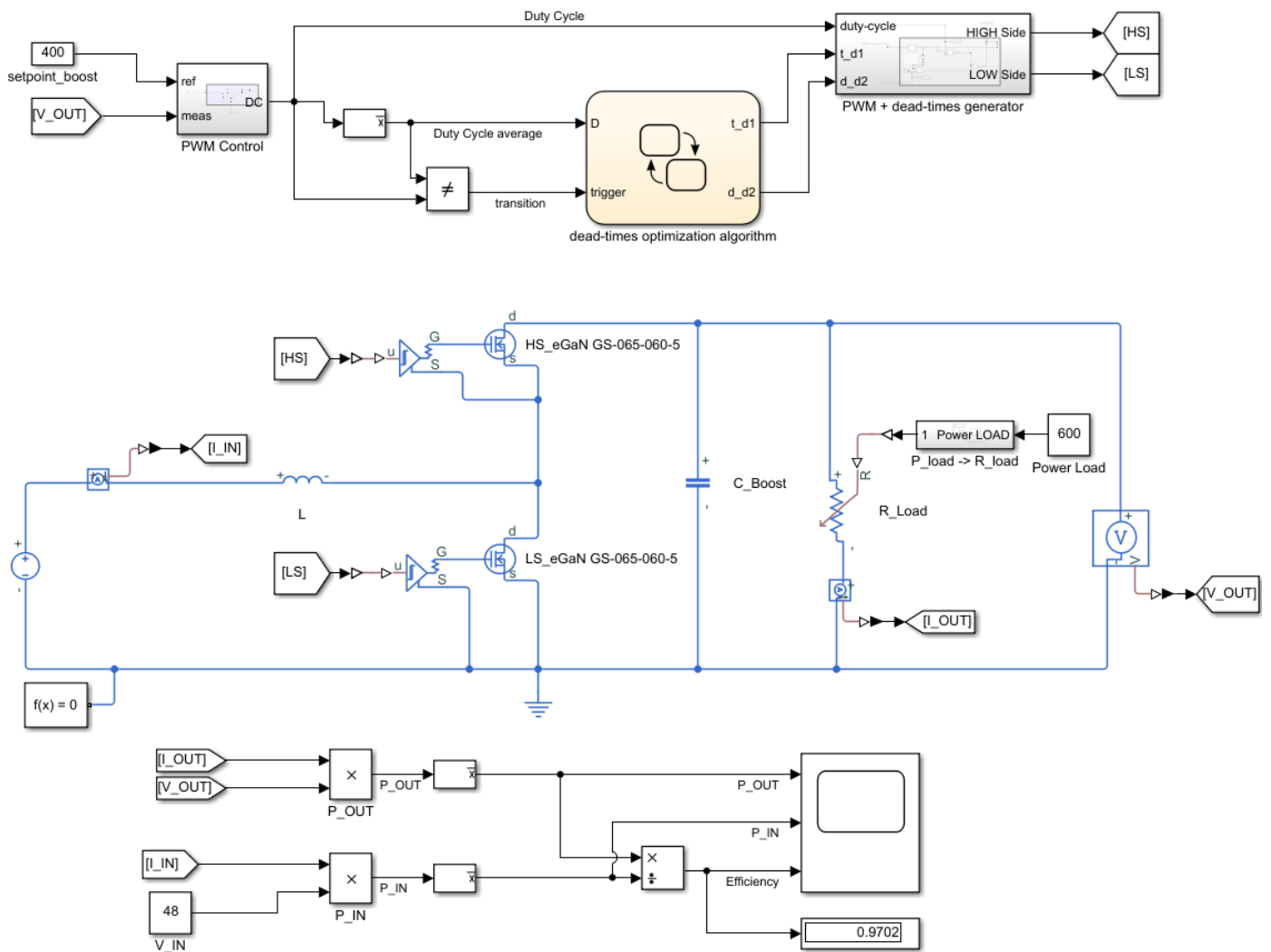


Figura 80: Circuito con modello SPICE del transistore eGaN selezionato

L'approccio si basa sull'idea di ottimizzare l'efficienza riducendo al minimo il duty cycle.

Il requisito fondamentale è che la tensione di uscita sia controllata in modo preciso tale per cui $V_{OUT} = V_{setpoint}$. Ipotizzando ciò, l'efficienza è in funzione dei dead-time (td_1, td_2):

$$\text{Max } \eta(td_1, td_2) \Big|_{V_{OUT} = V_{setpoint}} \Rightarrow td_{1_opt}, td_{2_opt}$$

Inoltre, sotto la stessa ipotesi e per un dato carico, i tempi morti ottimali si traducono simultaneamente anche in un duty cycle minimo:

$$\text{Min } D(td_1, td_2) \Big|_{V_{OUT} = V_{setpoint}} \Rightarrow td_{1_opt}, td_{2_opt}$$

Poiché il valore del duty cycle (D) è già disponibile nel circuito di controllo senza alcun rilevamento aggiuntivo, ricercare i dead-time ottimali porta ad un approccio *sensorless* nell'ottimizzazione dell'efficienza del convertitore.

Nel caso i dead-time fossero troppo brevi, i transistori si ritroverebbero entrambi accessi originando una corrente verso massa con conseguente dissipazione potenza; similmente, se troppo lunghi, si avrebbe una perdita originata dalla conduzione inversa del transistor secondario.

In entrambi i casi di commutazioni non ottimali, le perdite si traducono in un abbassamento della tensione media sul nodo di switching (V_{sw}) e, per compensarle, il duty cycle necessita di essere incrementato.

In Figura 81 e in Figura 83 viene riportato l'andamento dell'efficienza a diverse potenze in modalità Boost in funzione del dead-time. È possibile apprezzare come l'efficienza sia fortemente legata al dead-time, assumendo dei minimi in corrispondenza di tempi morti negativi (cioè sovrapposizione di conduzione dei due transistori).

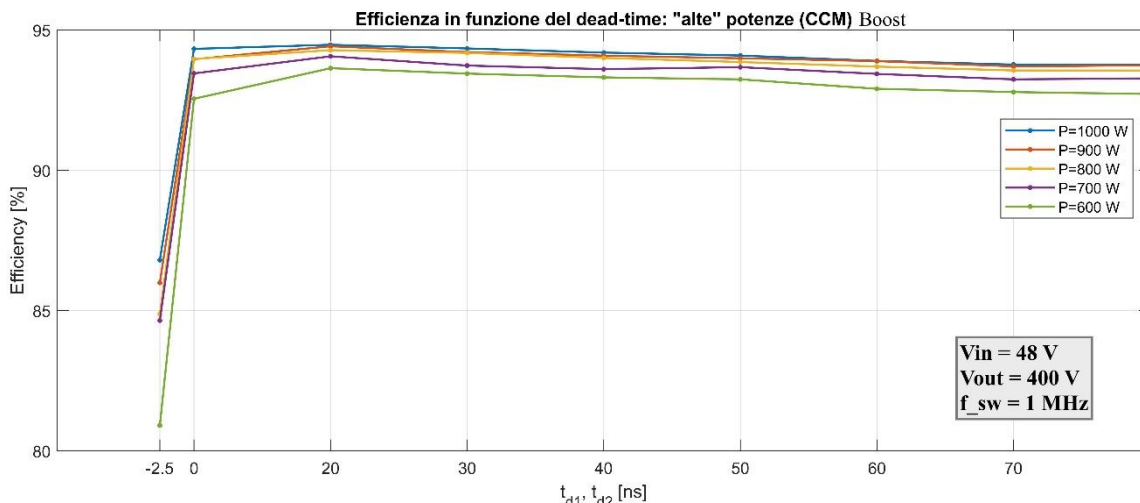


Figura 81: Andamento dell'efficienza in funzione del dead-time in modalità Boost per alte potenze

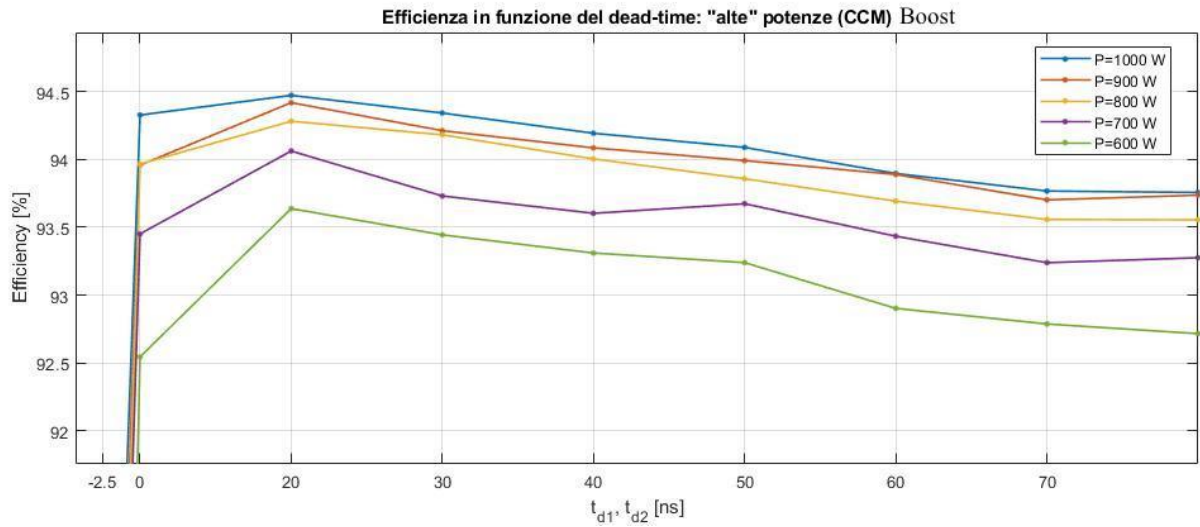


Figura 82: Zoom della Figura 81

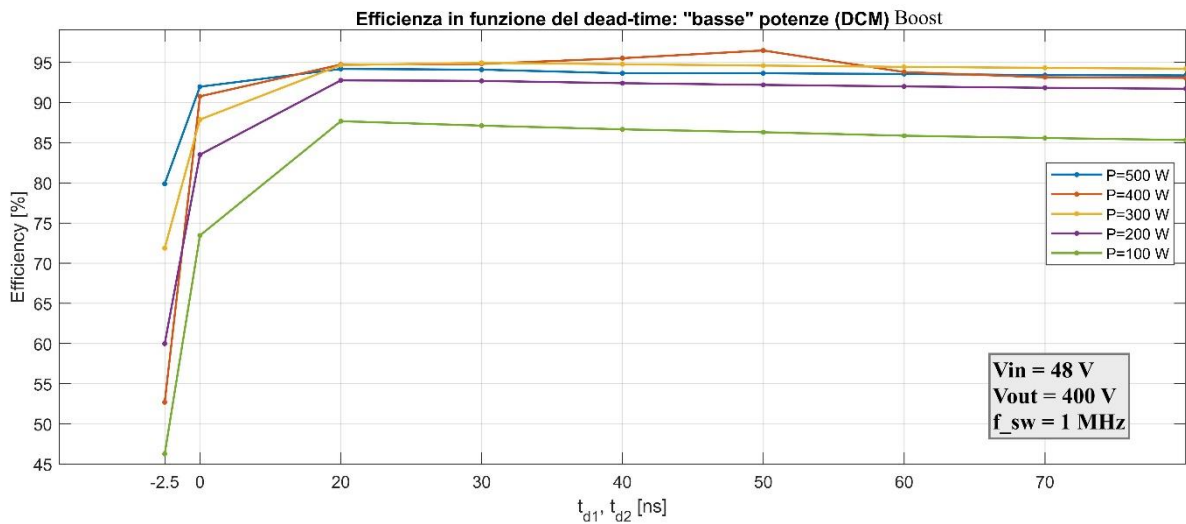


Figura 83: Andamento dell'efficienza in funzione del dead-time in modalità Boost per basse potenze

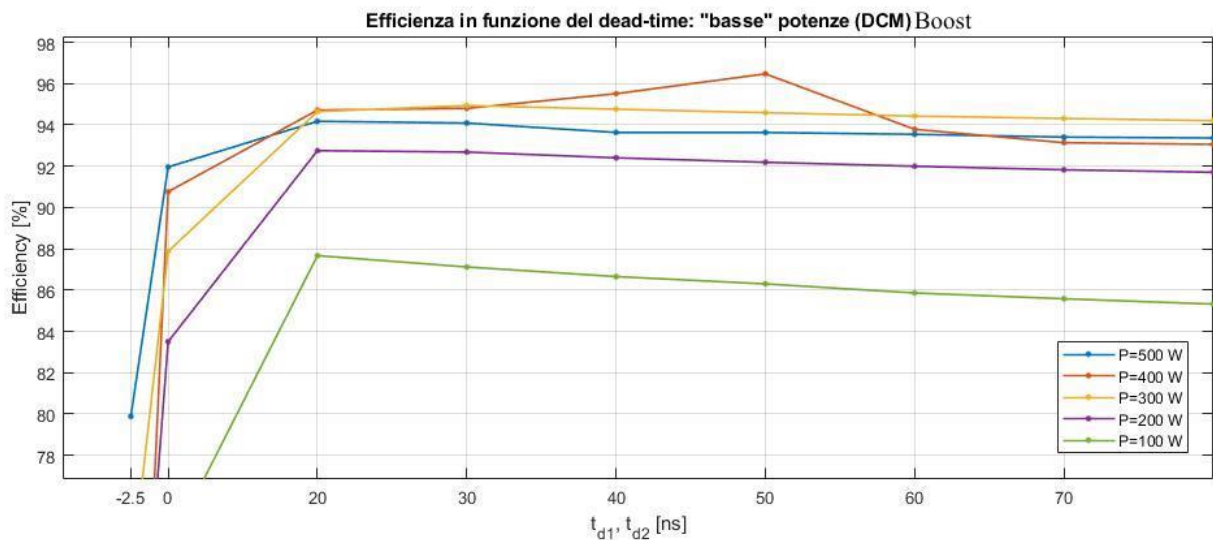


Figura 84: Zoom della Figura 83

In Figura 85 e in Figura 86 si nota come, per una potenza fissata, la commutazione ottima (ovvero per valori ottimali di dead-time) si ottiene anche quando il duty cycle raggiunge il suo minimo valore possibile. Si ricorda che tale concetto funziona a seguito di una precisa regolazione della tensione di uscita del convertitore.

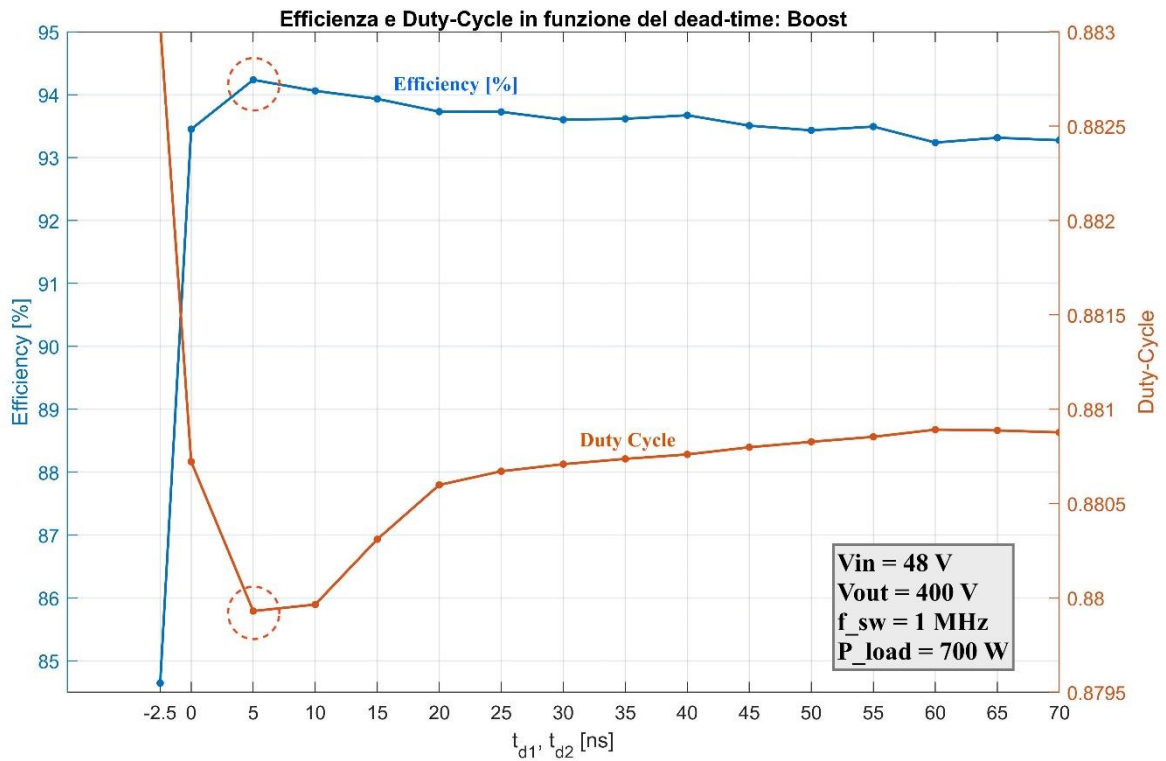


Figura 85: Esempio di duty cycle minimo in corrispondenza dell'efficienza massima: caso Boost con carico da 700 W

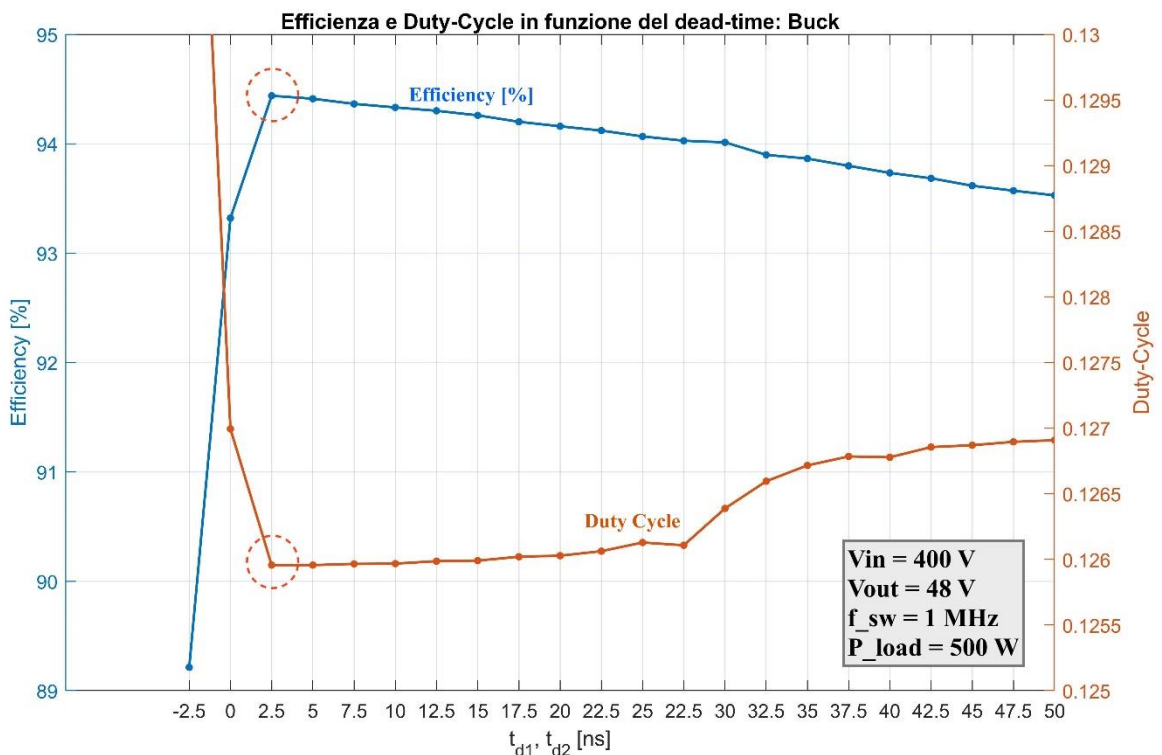


Figura 86: Esempio di duty cycle minimo in corrispondenza dell'efficienza massima: caso Buck con carico da 500 W

3.2.1 Algoritmo di ottimizzazione del dead-time

L'ottimizzazione dei dead time basa il suo funzionamento cercando le temporizzazioni che minimizzano il valore del duty cycle in condizioni di steady-state e con un dato carico. L'algoritmo ha inizio quando viene rilevato il segnale di trigger partendo da due temporizzazioni massime ritenute sicure. Il segnale di trigger viene generato monitorando l'andamento del duty cycle (d) con il suo valor medio (D). Se i due sono diversi significa che si sta presentando una condizione, come ad esempio una variazione di carico, tale per cui venga alterato il duty cycle. Quando il suo valore e quello medio tornano ad essere congruenti, il sistema si è assestato e dunque l'algoritmo può avere inizio. Dunque, viene rilevato il fronte di discesa del segnale "transition".

$$transition = 0 \text{ per } D = d$$

$$transition = 1 \text{ per } D \neq d$$

Il primo dead time (t_{d1}) viene decrementato a piccoli step (Δt_d), dopo ognuno di essi viene atteso un numero di commutazioni prefissato (n_w) per dar modo alla tensione di uscita di stabilizzarsi (in tal caso $d = D$) e dunque viene comparato il valore corrente di duty cycle con quello memorizzato prima della variazione di dead time (D_{old}).

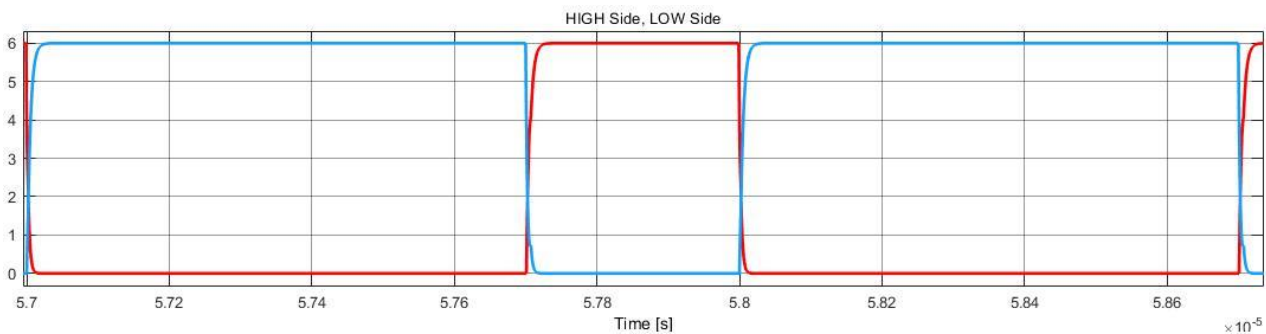


Figura 87: Esempio di dead-time non ottimali, tempi troppo brevi (\rightarrow conduzione di corrente verso massa, elevate perdite statiche)

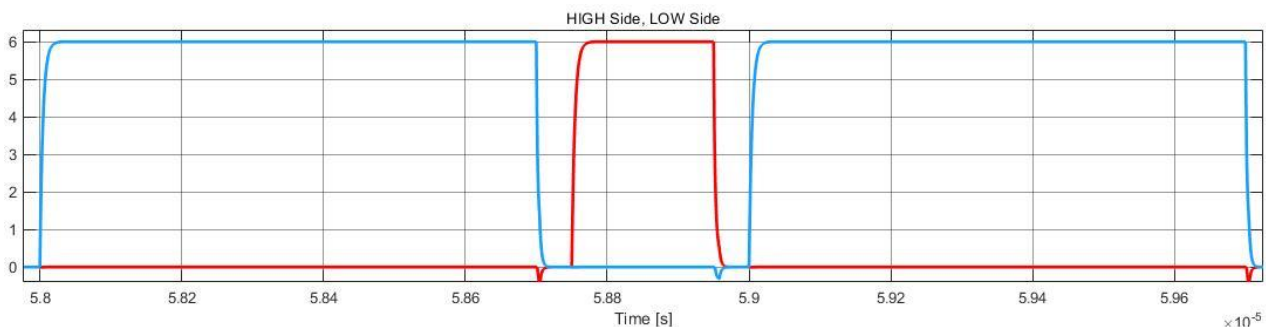


Figura 88: Esempio di dead-time non ottimali, tempi troppo lunghi (\square conduzione in modalità inversa del transistor secondario, perdite per conduzione inversa)

Il decremento del primo dead-time continua fin tanto che non viene rilevato un aumento di duty cycle (D). In tal caso significa che il dead-time appena impostato non è più quello ottimo e l'algoritmo termina ripristinando l'ultimo valore ottimale trovato (t_{d1_opt}). Conclusa la ricerca del primo dead-time comincia la sequenza per l'ottimizzazione del secondo (t_{d2}), procedendo allo stesso modo.

Per evitare che l'algoritmo si inneschi in seguito a piccole variazioni delle condizioni operative, il segnale di trigger può essere ritardato di un piccolo intervallo di tempo (t_{del}) dal momento in cui si verifica una differenza tra D e d . Introducendo un breve ritardo si impedisce che dei piccoli disturbi possano far ricominciare la ricerca dei dead-time ottimali.

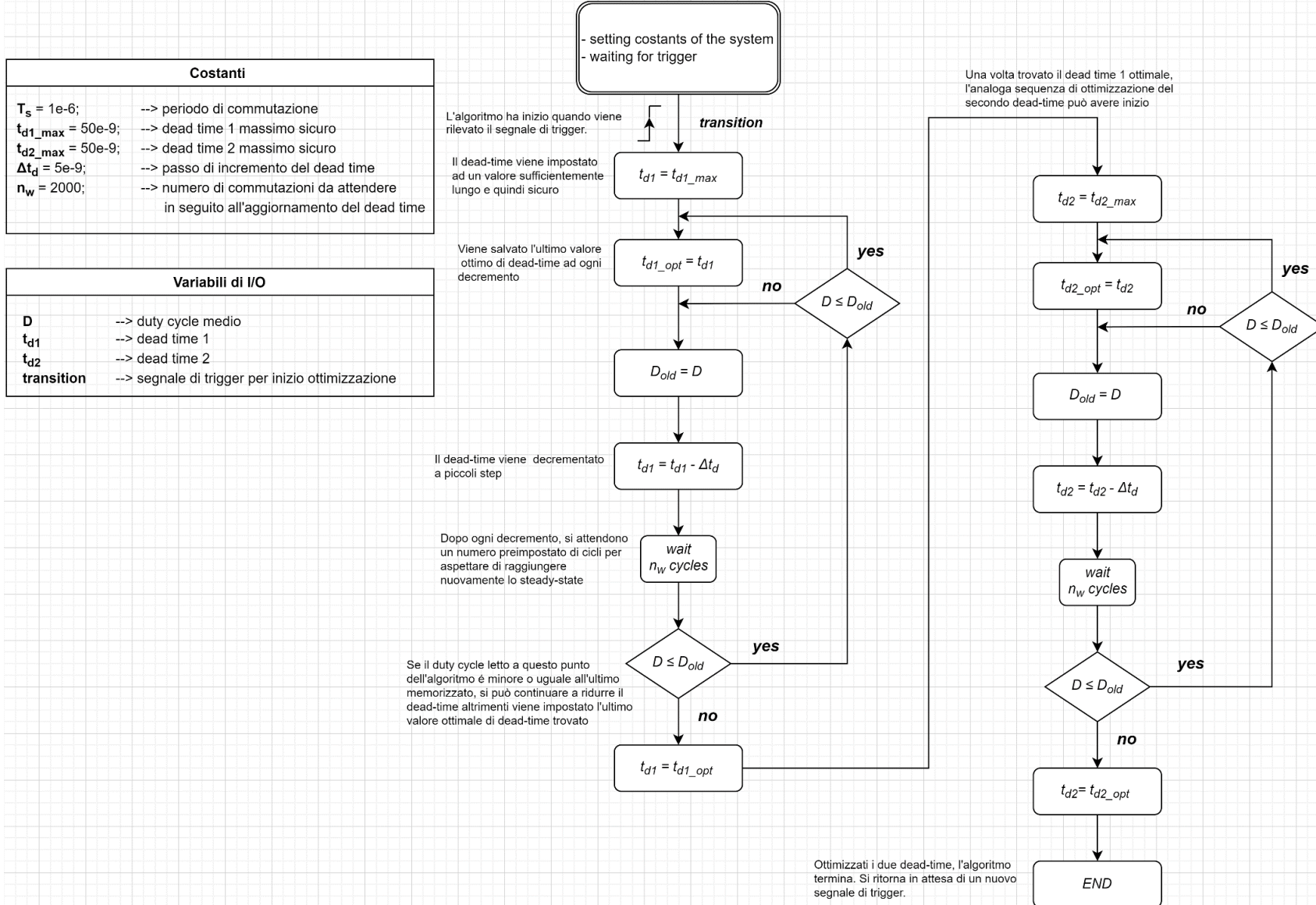


Figura 89: Diagramma di flusso dell'algoritmo di ottimizzazione dei dead-time

3.2.2 Risultati

I valori ottimi di dead time trovati per le varie potenze sono riportati in Tabella 9 per quanto riguarda la modalità Boost e in Tabella 10 per la modalità Buck.

Tabella 9

Dead-time ottimali: modalità Boost		
Potenza	td1_opt	td2_opt
100 [W]	10 [ns]	15 [ns]
200 [W]	5 [ns]	10 [ns]
300 [W]	5 [ns]	30 [ns]
400 [W]	10 [ns]	35 [ns]
500 [W]	10 [ns]	30 [ns]
600 [W]	10 [ns]	20 [ns]
700 [W]	5 [ns]	15 [ns]
800 [W]	5 [ns]	10 [ns]
900 [W]	5 [ns]	10 [ns]
1000 [W]	5 [ns]	10 [ns]

Tabella 10

Dead-time ottimali: modalità Buck		
Potenza	td1_opt	td2_opt
100 [W]	10 [ns]	10 [ns]
200 [W]	5 [ns]	10 [ns]
300 [W]	10 [ns]	15 [ns]
400 [W]	10 [ns]	25 [ns]
500 [W]	10 [ns]	25 [ns]
600 [W]	5 [ns]	25 [ns]
700 [W]	5 [ns]	15 [ns]
800 [W]	5 [ns]	15 [ns]
900 [W]	5 [ns]	10 [ns]
1000 [W]	5 [ns]	10 [ns]

I risultati ottenuti e riportati nelle due tabelle precedenti vengono ora graficati in Figura 90 e in Figura 91.

Come si può notare dall'andamento dei due dead-time in funzione della potenza di carico, la variazione più significativa si è riscontrata nel t_{d2} , ovvero quello di discesa, risultando dunque quello più determinante sull'efficienza del convertitore.

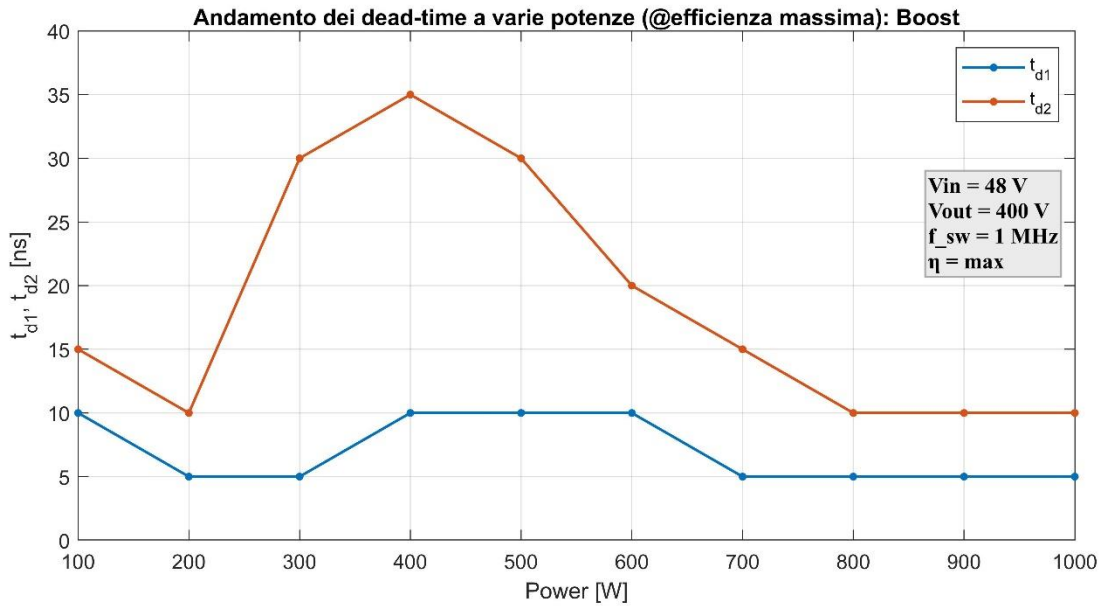


Figura 90: Dead-time in funzione della potenza: caso Boost

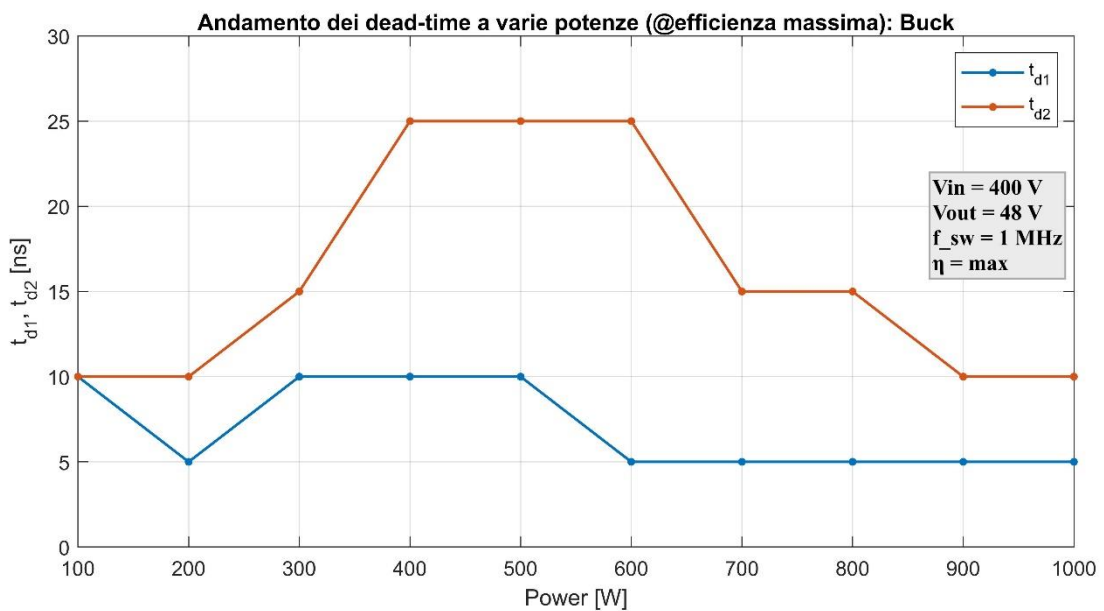


Figura 91: Dead-time in funzione della potenza: caso Buck

In Figura 92 e in Figura 93 viene comparato l'andamento dell'efficienza a dead-time fissi ad un valore sicuro di esercizio a quello con dead-time ottimali.

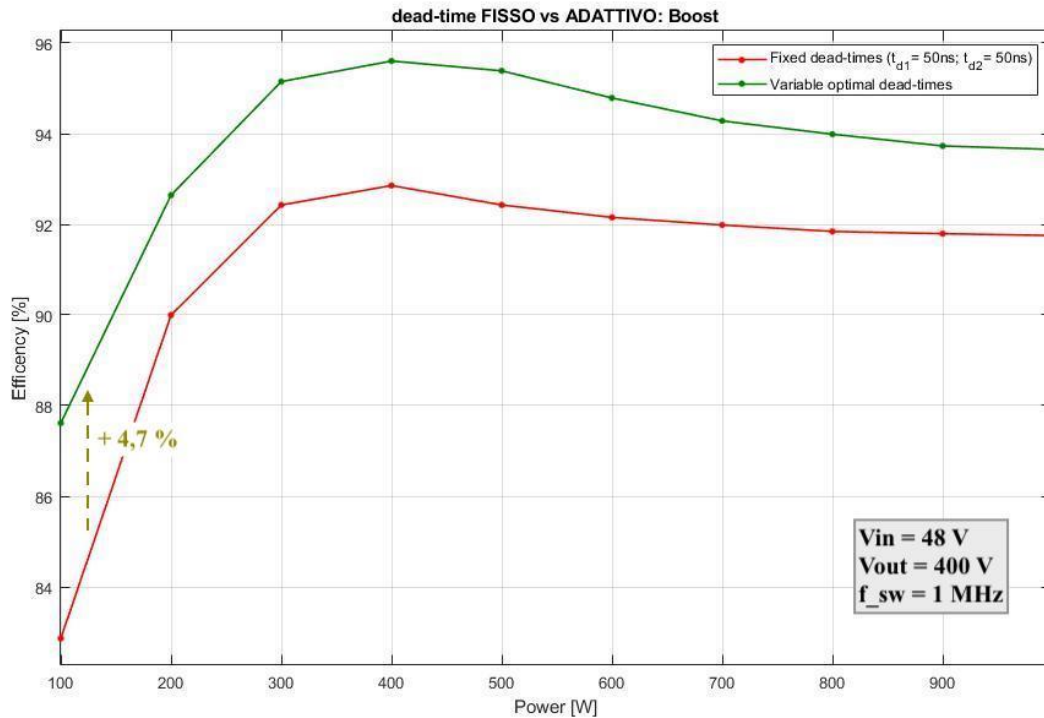


Figura 92: Andamento dell'efficienza energetica a varie potenze con dead time fisso e adattivo: caso Boost

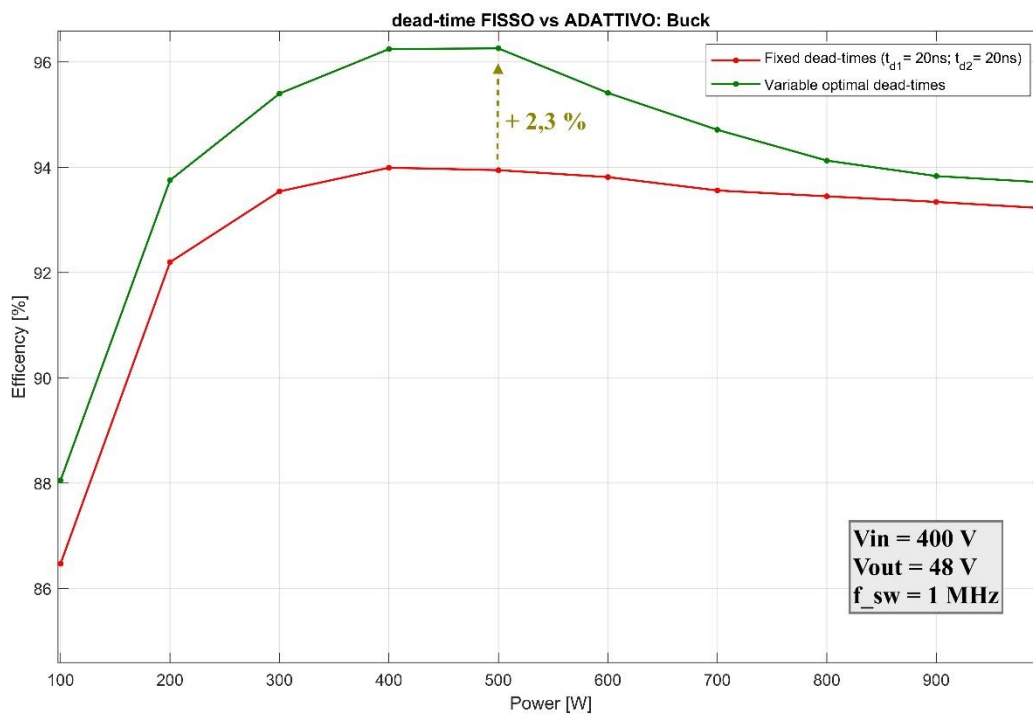


Figura 93: Andamento dell'efficienza energetica a varie potenze con dead time fisso e adattivo: caso Buck

Per entrambi i casi, il passo tra le varie temporizzazioni è di 5 ns. Questo per il fatto che variazioni ancora più piccole, in fase di simulazione, non hanno portato a variazioni da reputare significative in termini di efficienza. Inoltre, adottare un passo troppo piccolo, risulta anche difficile da implementare a livello hardware, richiedendo componenti digitali molto più precisi e, dunque, più costosi.

La soluzione introdotta, ovvero il controllo adattivo del dead-time, ha prodotto miglioramenti significativi rispetto a temporizzazioni fisse, arrivando ad aumento dell'efficienza del 2,4 % per la modalità Buck e fino al 4,7 % per quella Boost.

Tabella 11

INCREMENTO DELL'EFFICIENZA ALLE VARIE POTENZE										
	100 W	200 W	300 W	400 W	500 W	600 W	700 W	800 W	900 W	1000 W
Δ_{eff} Boost	4,75 %	2,65 %	2,72 %	2,74 %	2,96 %	2,63 %	2,29 %	2,15 %	1,94 %	1,90 %
Δ_{eff} Buck	1,58 %	1,55 %	1,86 %	2,25 %	2,31 %	1,60 %	1,15 %	0,68 %	0,5 %	0,49 %

Si precisa che i risultati sono stati ottenuti non considerando molti dei contributi supplementari quali induttanze e capacità parassite (se non per un'ESR dell'induttore pari a 20 m Ω e un'ESR praticamente trascurabile per i condensatori); lo scopo dello studio effettuato riguarda il vantaggio che può portare la ricerca di dead-time ottimi sull'andamento dell'efficienza del convertitore.

Soprattutto nei convertitori di potenza a frequenze relativamente elevate, dove le perdite per commutazione hanno un impatto negativo considerevole sul rendimento del circuito, si rivela particolarmente importante cercare di ridurre quanto possibile le altre fonti di perdita, quali quelle legate al dead-time, come dimostrato in questo elaborato.

4 MIGLIORAMENTI FUTURI

4.1 Controllo PID a doppio anello

L'obiettivo del controllore PID utilizzato nel progetto del Capitolo 3 è stato quello di mantenere la tensione controllata il più costante possibile. Nelle applicazioni pratiche si rivela di fondamentale importanza prestare attenzione anche ai valori di corrente che circolano nel circuito convertitore. Questo consente di adottare tecniche che intervengano opportunamente nel caso in cui tali valori dovessero superare i limiti stabiliti in fase di progetto, evitando così danni o l'insorgere di situazioni più gravi e pericolose.

Un metodo pratico per monitorare la corrente consiste nell'integrare nella catena in retroazione del controllore PID un anello interno.

Oltre ad una questione di sicurezza, monitorare simultaneamente tensione e corrente, consente di fare operare in maniera ottima e completa un convertitore bidirezionale utilizzato per EV/HEV, come si può vedere in Tabella N/D.

Tabella 12

CASISTICHE DI CONTROLLO	
Variabili controllate	Utilizzo in applicazioni EV/HEV
Controllo della tensione	Fase finale di ricarica della batteria
Controllo della corrente	Ricarica della batteria
Controllo della tensione e limitazione della corrente	Trasferimento di potenza al motore elettrico senza danneggiamento degli isolamenti
Controllo della corrente e limitazione della tensione	Ricarica sicura della batteria

4.2 Diagnosi dei guasti

Caratterizzati da un ridotto numero di componenti, da un costo contenuto e da un facile controllo, i convertitori DC/DC half-bridge bidirezionali si rivelano molto attraenti per applicazioni come sistemi di energia rinnovabile e veicoli elettrici e ibridi. Le loro condizioni operative e le sollecitazioni meccaniche e di temperatura a cui si trovano ad operare possono però minacciare l'affidabilità dei transistori di potenza. Questa è assicurata solo se vengono introdotti metodi adeguati di diagnosi dei guasti per i componenti più sollecitati, il che consente di adottare strategie operative post-errore o di interrompere il funzionamento del sistema per evitare ulteriori problemi.

Per quanto concerne i guasti dei transistori, possono essere suddivisi in guasti a cortocircuito e guasti a circuito aperto. Per questi ultimi, i driver di comando includono già protezioni contro questo tipo di guasti, i quali sono fatali per il convertitore. Potrebbe invece essere complicato rilevare i guasti che interrompono la conduzione degli switch.

Esistono metodi che osservano le variabili operative del convertitore, altri che monitorano tensioni e correnti sui transistori; tutti questi richiedono inevitabilmente componenti hardware aggiuntivi riducendo di conseguenza l'affidabilità del convertitore.

In [35] viene introdotta una soluzione innovativa adatta ad entrambe le modalità di conduzione continua e discontinua del convertitore, la quale utilizza solamente parametri solitamente misurati per scopi di controllo, come corrente sull' induttore e tensioni di ingresso e uscita.

A seconda della modalità di funzionamento del convertitore e dell'interruttore difettoso, il guasto a circuito aperto può avere diverse conseguenze.

Il metodo basa il suo funzionamento sull'osservazione dello stato del segnale di comando del gate e la corrente sull'induttore. In caso di corretto funzionamento, mentre il PWM si trova in stato ON la corrente sull'induttore presenta pendenza positiva. In caso di malfunzionamento, si verifica la condizione opposta, ovvero la pendenza risulta negativa mentre il segnale di comando è ON.

Eventuali dead-time non alterano il funzionamento di questa tecnica di diagnostica guasti. La natura *sensorless* di tale approccio si combina perfettamente con il controllo adattivo del dead-time presentato nel Capitolo 3, il quale abbraccia la stessa filosofia.

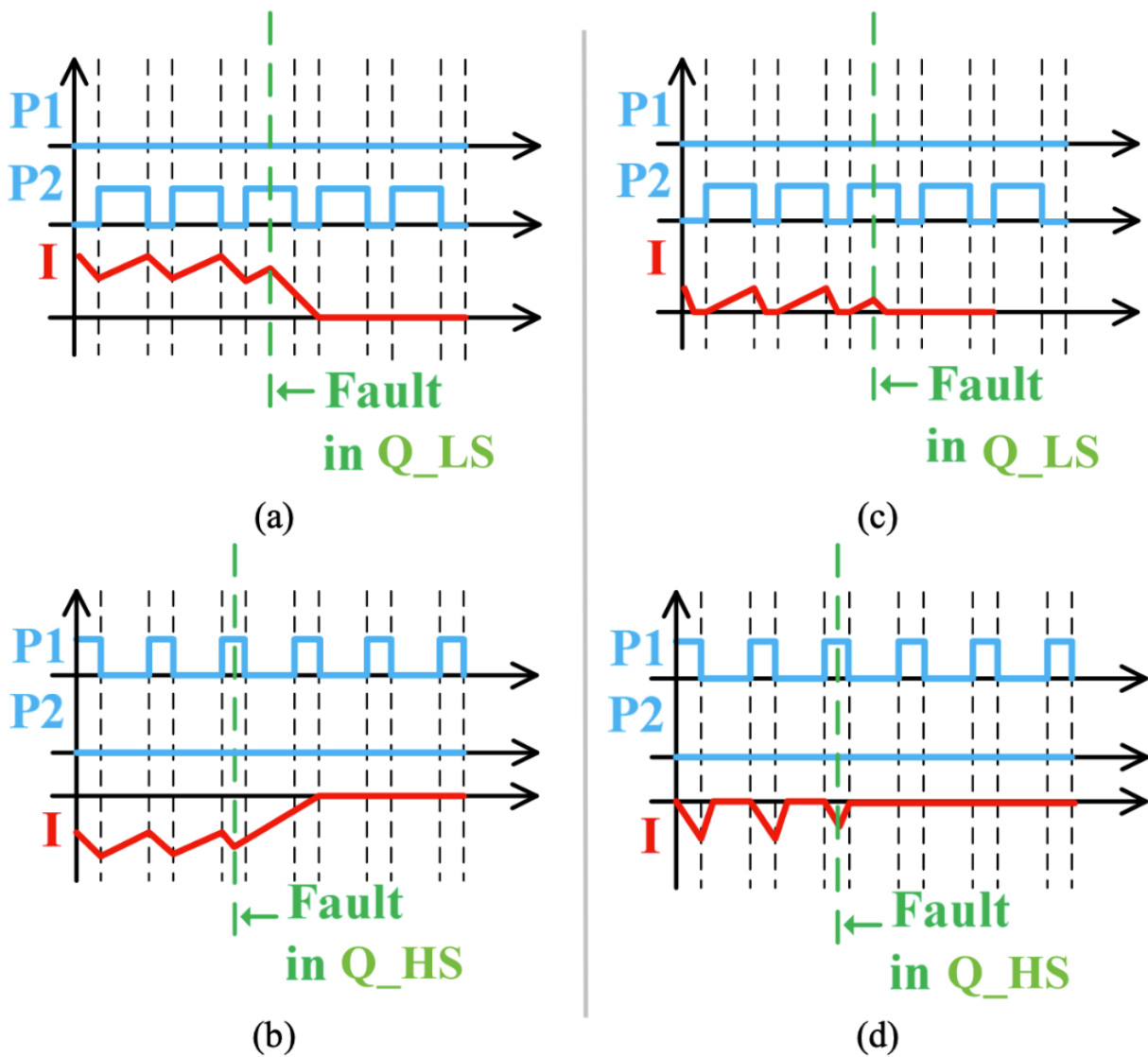


Figura 94: Segnali di comando dei gate e corrente sull'induttore: (a) Guasto sul transistor LS in CCM; (b) Guasto sul transistor HS in CCM; (c) Guasto sul transistor LS in DCM; (d) Guasto sul transistor HS in DCM

5 CONCLUSIONI

L'ingegnerizzazione di un veicolo ibrido pone molteplici sfide tecnologiche per riuscire ad ottenere un prodotto efficace e in grado di introdurre miglioramenti significativi rispetto alle tradizionali vetture. In questo elaborato si sono affrontati alcuni sottosistemi di rilevante importanza per quanto riguarda soprattutto la parte elettrica ed elettronica. Numerose sono le possibilità progettuali per realizzare tutti i vari sistemi e sottosistemi di un HEV.

L'elettronica di potenza ricoprirà un ruolo sempre più importante nello sviluppo dell'e-mobility ed è la tecnologia più innovativa per l'alimentazione dei propulsori elettrici e la ricarica delle sorgenti.

Come visto in questo elaborato, mediante prove di simulazione dell'elettronica di potenza, è possibile testare il comportamento e l'affidabilità dei sistemi di potenza che sono i dispositivi più soggetti a operazioni intense e continue durante la vita utile di un veicolo. I parametri progettuali di queste unità sono diversi e si basano sul livello di potenza, la temperatura della loro collocazione nel sistema powertrain del veicolo, l'efficienza di conversione, ecc...

I sistemi elettronici negli EV e HEV hanno dunque come funzione principale la gestione dell'energia. Questi sono affiancati da unità di monitoraggio e controllo che permettono il flusso bidirezionale dell'energia, con l'obiettivo di massimizzare l'efficienza.

Per quanto riguarda i dispositivi di commutazione, la tendenza è orientata verso l'adozione di componenti basati su tecnologie innovative come il nitruro di gallio (GaN), le quali permettono dimensioni sempre più compatte, maggior robustezza, migliore efficienza e vantaggi a livello di densità di potenza. L'uso di queste soluzioni nei veicoli elettrici e nelle applicazioni high power, offrono un contributo importante sul fronte delle prestazioni del sistema complessivo e dell'affidabilità a lungo termine. I semiconduttori GaN vengono utilizzati anche nel controllo del motore perché garantiscono elevate velocità di commutazione; tuttavia, se da un lato queste tecnologie offrono efficienze di conversione maggiori, dall'altro è opportuno prestare particolarmente attenzione alle perdite per conduzione inversa dei GaN HEMT, le quali si possono rivelare addirittura superiori a quelle dei MOSFET. È bene dunque adottare opportune strategie di controllo che possano minimizzare i dead-time nella rettificazione sincrona dei convertitori.

Quando i convertitori operano ad elevate potenze, come in questo caso, recuperare qualche punto percentuale sull'efficienza energetica può assumere un impatto significativo, ad esempio, sull'autonomia del veicolo.

Grazie alle possibilità offerte dalle implementazioni digitali, numerosi sono i miglioramenti apportabili a questi tipi di convertitori ma senza aumentarne i costi in modo considerevole.

Bibliografia

- [1] GaN Systems, [Online]. Available: <https://gansystems.com/gallium-nitride-semiconductor/>.
- [2] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij e D. Reusch, GaN Transistors for Efficient Power Conversion, California: Wiley, 2015.
- [3] EPC Corporation, «How to GaN 04a - Gate Driver for GaN FET,» 17 Ottobre 2021. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=K6sAmYt0wx4&t=3024s>.
- [4] S. Nathan, «Optimizing Efficiency Through Dead Time Control With the LMG1210 GaN Driver,» Texas Instruments, Dallas, 2018.
- [5] P. K. Chiu, P. Y. Wang, S. T. Li, C. J. Chen e Y. T. Chen, «A GaN driver IC with novel highly digitally adaptive dead-time control for Synchronous Rectifier Buck Converter,» 30 Ottobre 2020. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9236235>.
- [6] A. Lidow, GaN Power Devices and Applications, Efficient Power Conversion Corporation, 2021.
- [7] D. D. Gesualdo, «Dispositivi GaN per sistemi LiDAR,» 8 Settembre 2020. [Online]. Available: <https://www.edmelectronics.eu/tests-and-measurements/dispositivi-gan-per-la-progettazione-di-sistemi-lidar/>.
- [8] EPC Corporation, «How to GaN 12 – Applications: Lidar/Time of Flight,» 16 Aprile 2020. [Online]. Available: https://www.youtube.com/watch?v=4rhgSNHHzv4&list=PL0Nwh_j9InYz0duXh0RvcXs52bR1viqs2&index=5.
- [9] GaN Systems, «GaN IN CLASS-D AUDIO,» Settembre 2020. [Online]. Available: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/09/GaN-Systems-Advantages-in-Class-D-Audio_FINAL.pdf.
- [10] GaN Systems, «Automotive Opportunities for Power GaN,» power-mag, 2015. [Online]. Available: https://www.power-mag.com/pdf/feature_pdf/1436958632_GaNSystems_Feature_Layout_1.pdf.
- [11] F. Nugnes, «Rivoluzione Ferrari: ibrido ad alta tensione e batteria allo stato solido,» motorsport.com, 29 Settembre 2021. [Online]. Available: <https://it.motorsport.com/f1/news/f1-rivoluzione-ferrari-ibrido-ad-alta-tensione-e-batteria-allo-stato-solido/6677898/>.
- [12] H. Ailara, «Transphorm's Second 900 V GaN FET is Now in Production,» Transphorm, [Online]. Available:

https://www.transphormusa.com/en/news/second_900v_gan_fet/#:~:text=Transphorm%20Inc.,FET%20is%20now%20in%20production.

- [13] EPC Corporation, «How to Reduce Audible Noise in Motor Drive Designs Using GaN Transistors and ICs,» 29 Ottobre 2020. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=nr80sdYyL-M&t=14s>.
- [14] EPC Corporation, «EPC Opens New Motor Drive Center of Excellence,» 14 Settembre 2022. [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/events-and-news/news/artmid/1627/articleid/3071/epc-opens-new-motor-drive-center-of-excellence>.
- [15] Transparency Market Research, «Power GaN Devices Market Growth, Forecast 2021-2031,» [Online]. Available: <https://www.transparencymarketresearch.com/gan-power-devices-market.html>.
- [16] C. Mi, M. A. Masrur e D. W. Gao, Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives, Wiley, 2011.
- [17] K. Ç. Bayindir, M. A. Gözükcük e Ahmet Teke, «A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units,» Febbraio 2011. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0196890410004309>.
- [18] «New European Driving Cycle,» [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/New_European_Driving_Cycle.
- [19] ScienceDirect, «Regenerative Braking,» [Online]. Available: [sciencedirect.com/topics/engineering/regenerative-braking](https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/regenerative-braking).
- [20] L. A. Kumar e S. A. Alexander, Power Converters for Electric Vehicles, CRC Press, 2020.
- [21] J. Liu, F. Mirri, M. Notarianni, M. P. e N. Motta, «High performance all-carbon thin film supercapacitors,» Ottobre 2014. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775314017133>.
- [22] M. R. Islam, M. R. Shah e M. H. Ali, Emerging Power Converters for Renewable Energy and Electric Vehicles: Modeling, Design, and Control, CRC Press, 2021.
- [23] F. Naseri, S. Karimi, E. Farjah e E. Schaltz, «Supercapacitor management system: A comprehensive review of modeling, estimation, balancing, and protection techniques,» Marzo 2022. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032121011783>.
- [24] Lamborghini, «Lamborghini SIÁN FKP 37,» [Online]. Available: <https://www.lamborghini.com/it-en/modelli/limited-series/sian-fkp-37>.
- [25] G. Lithesh, B. Krishna e V. Karthikeyan, «Review and Comparative Study of Bi-Directional DC-DC Converters,» Settembre 2021. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9640712>.
- [26] S. Chakraborty, H.-N. Vu, M. M. H. D.-D. Tran, M. E. Baghdadi e O. Hegazy, «DC-DC Converter Topologies for Electric Vehicles, Plug-in Hybrid Electric Vehicles and Fast Charging Stations: State of the Art and Future Trends,» Aprile 2019. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/332658595_DC-

DC_Converter_Topologies_for_Electric_Vehicles_Plugin_Hybrid_Electric_Vehicles_and_Fast_Charging_Stations_State_of_the_Art_and_Future_Trends.

- [27] H. Cheng, Y. Guo, Z. Ma e S. Bai, «Design of Half-bridge Bidirectional DC-DC Converter Control Loop,» [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1894/1/012004>.
- [28] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Elettronica di potenza. Convertitori e applicazioni, Hoepli, 2005.
- [29] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli e R. Zane, Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters, Wiley, 2015.
- [30] R. Etz, S. R. Daraban, D. M. Petreus e A. R. Rusu, «A comparison between digital and analog control for a buck converter,» Maggio 2010. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5547314>.
- [31] J. S. Glaser e D. Reusch, «Comparison of deadtime effects on the performance of DC-DC converters with GaN FETs and silicon MOSFETs,» Settembre 2016. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7854939>.
- [32] D. Han e B. Sarlioglu, «Understanding the influence of dead-time on GaN based synchronous boost converter,» Ottobre 2014. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6964627>.
- [33] J. Styles, «Common misconceptions about the body diode,» Ottobre 2019. [Online]. Available: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/01/Common-misconceptions-about-the-MOSFET-body-diode.pdf>.
- [34] V. Yousefzadeh e D. Maksimovic, «Sensorless optimization of dead times in dc–dc converters with synchronous rectifiers,» Luglio 2006. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7869708>.
- [35] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso e C. Boccaletti, «Fault diagnosis in non-isolated bidirectional half-bridge DC-DC converters,» Febbraio 2015. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7049174>.