

Politecnico di Torino

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Confronto Inverter per la Trazione Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Relatori:
Dr. Fabio Mandrile
Dr. Ettore Bianco
Simone Giuffrida
Sebastiano Aloscari

Candidato:
Andrea Campanella

Anno Accademico 2025/2026

Indice

Elenco delle figure **III**

1 Introduzione e obiettivo **1**
1.1 Contesto e stato dell'arte 1
1.2 L'inverter di trazione: ruolo, requisiti e metriche prestazionali 2
1.3 Dagli inverter a due livelli agli inverter multilivello 3
1.4 Obiettivo: confronto topologico della tesi 3

2 Descrizione topologica **5**
2.1 La topologia CHB a celle half-bridge in cascata 6
2.2 La topologia DBI a doppio ponte con avvolgimenti aperti 8

3 Modellazione delle perdite nei semiconduttori **11**
3.1 Ipotesi costitutive del modello 12
3.2 Architettura del modello 13
3.3 Ricostruzione delle forme d'onda 13
3.3.1 Base dei tempi e portante 13
3.3.2 Riferimenti e correnti 14
3.3.3 Duty cycle e strategie di modulazione 14
3.3.4 Funzioni di commutazione, correnti di dispositivo e tensioni di blocco 15
3.3.5 Individuazione degli istanti di commutazione 16
3.4 Modello di perdita del singolo dispositivo 16
3.4.1 Perdite di conduzione 17
3.4.2 Perdite di commutazione 17
3.4.3 Correzione per la resistenza di gate 18
3.4.4 Perdita totale e aggregazione dell'unità di potenza 18
3.5 Relazione con la simulazione circuitale PLECS 19
3.6 Limiti e campo di validità 19

4 Sollecitazioni sui componenti reattivi **20**
4.1 Definizione degli indici di sollecitazione 20
4.2 Forme d'onda degli indici di sollecitazione 21
4.3 Validazione del modello rispetto a PLECS 23
4.3.1 Estensione della validazione alle altre configurazioni 25

5 Confronto Topologico **28**
5.1 Criteri di confronto e ipotesi 28
5.1.1 Impostazione del confronto 28
5.1.2 Ipotesi di equalizzazione tra le topologie 29
5.1.3 Dispositivo e parametri elettrici 30
5.1.4 Ipotesi sulle strategie di modulazione 31

5.1.5 Ipotesi sullo spazio operativo esplorato . . . 31
5.1.6 Ipotesi sulle grandezze di confronto . . . 32
5.1.7 Ipotesi ereditate dal modello e loro effetto sul confronto . . . 33
5.2 Perdite nei semiconduttori . . . 34
5.2.1 Sweep sullo spazio operativo e mappe di perdita . . . 34
5.2.2 Forme d'onda delle perdite . . . 35
5.2.3 Analisi descrittiva . . . 35
5.2.4 Analisi di similarità . . . 39
5.2.5 Confronto delle perdite totali al variare di corrente e frequenza . . . 39
5.3 Stress sui componenti reattivi . . . 42
5.3.1 Mappe del ripple di carica . . . 42
5.3.2 Analisi di similarità . . . 43

6 Dimensionamento preliminare e confronto degli ingombri 45
6.1 Impostazione del dimensionamento . . . 45
6.1.1 Le architetture a confronto e i tre concept . . . 45
6.1.2 Le due componenti del ripple di carica . . . 46
6.1.3 Perimetro della stima . . . 48
6.2 Dimensionamento del DC-link . . . 49
6.2.1 I due criteri di dimensionamento . . . 49
6.2.2 Il componente di riferimento . . . 50
6.2.3 Dimensionamento e confronto . . . 50
6.3 Dimensionamento del sistema di raffreddamento . . . 52
6.4 Confronto degli ingombri . . . 53

7 La corrente di pulsazione sulla batteria del cascaded 57
7.1 Influenza dell'alta frequenza . . . 57
7.2 La corrente di pulsazione nel modulo di batteria . . . 58
7.3 Implicazioni per il confronto . . . 60

8 Conclusioni e contributi personali 62
8.1 Sintesi del lavoro svolto . . . 62
8.2 Principali risultati . . . 62
8.3 Indicazioni progettuali . . . 65
8.4 Contributi personali . . . 66
8.5 Limiti del lavoro e sviluppi futuri . . . 67
8.6 Considerazione conclusiva . . . 68

A Confronto dettagliato fra modello MATLAB e simulazione PLECS 69
A.1 Double bridge in modulazione unfolding . . . 69
A.2 Inverter a celle di semiponte in cascata . . . 71

Riferimenti 74

Elenco delle figure

1.1 Schema a blocchi del gruppo di propulsione elettrico. 1
1.2 Struttura di base dell'inverter trifase a due livelli (VSI). 2

2.1 Inverter a celle half-bridge in cascata 7
2.2 Tensioni delle due celle della stessa gamba e corrispondente tensione totale di gamba con modulazione *unfolding*. 8
2.3 Inverter a doppio ponte con avvolgimenti aperti 9
2.4 Forme d'onda di tensione del double bridge con modulazione *unipolar* (in alto) e *unfolding* (in basso). 10

3.1 Principio della modulazione PWM *naturally sampled*. In alto il duty cycle $d(t)$ è confrontato con la portante triangolare $c(t)$, normalizzata fra 0 e 1 e di periodo T_{sw}; in basso la funzione di commutazione risultante, $q(t)$. . . . 14

4.1 Cascaded — ripple di flusso λ_{out} e ripple di carica delle due celle Q_H (cella PWM) e Q_L (cella unfolder), a $M = 1$, $\varphi = 0$. 21
4.2 Double bridge, modulazione unipolare — ripple di flusso Λ_{out} e ripple di carica del bus Q_{dclink}, a $M = 1$, $\varphi = 0$. 22
4.3 Double bridge, modulazione unfolding — ripple di flusso λ_{out} e ripple di carica del bus Q_{dclink}, a $M = 1$, $\varphi = 0$. 22
4.4 Confronto fra la forma d'onda del ripple di carica Q_{dclink} ricostruita dal modello MATLAB e quella ottenuta dalla simulazione circuitale in PLECS, su un periodo fondamentale, nelle condizioni della Tab. 5.1. 24
4.5 Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unipolare): in alto la ricostruzione del modello MATLAB, in basso il risultato della simulazione circuitale in PLECS. I due pannelli condividono gli assi. . 26

5.1 Cascaded (celle a semiponte) — perdite di conduzione istantanee dei quattro interruttori H_h, H_l (cella H, alta frequenza) e L_h, L_l (cella L, unfolder). . . 35
5.2 Cascaded (celle a semiponte) — perdite di commutazione istantanee. . . . 36
5.3 Double bridge, modulazione unipolare — perdite di conduzione istantanee di H_1, L_1 (ponte A) e H_2, L_2 (ponte B). 36
5.4 Double bridge, modulazione unipolare — perdite di commutazione istantanee. 37
5.5 Double bridge, modulazione unfolding — perdite di conduzione istantanee. 37
5.6 Double bridge, modulazione unfolding — perdite di commutazione istantanee. 38
5.7 Perdite totali del convertitore in funzione della corrente di fase (C3M0032120K, $M = 1$, $\cos\varphi = 1$, $f_{sw} = 20\,\text{kHz}$, $T_j = 70\,^\circ\text{C}$). Dall'alto: perdite totali delle tre configurazioni (i marcatori del CHB cadono sulla curva del DBI in unfolding); scarto assoluto ΔP_{loss} rispetto al CHB; scarto percentuale. . . . 40
5.8 Perdite totali del convertitore in funzione della frequenza di commutazione (C3M0032120K, $M = 1$, $\cos\varphi = 1$, $I_{rms} = 20\,\text{A}$, $T_j = 70\,^\circ\text{C}$). Stessa disposizione dei pannelli della Fig. 5.7. 41

5.9 Cascaded — mappe del ripple di carica picco–picco sul piano (M, φ). . . . 43
5.10 Double bridge — mappe del ripple di carica del bus ΔQ_{dclink} sul piano (M, φ). 43

6.1 Il condensatore assunto come building block 50
6.2 Pianta schematica dei tre concept, in scala 55
6.3 Volume e massa stimati dei tre concept 56

A.1 Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unfolding): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso). . 70
A.2 Ripple di carica Q_{dclink} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unfolding): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso). 70
A.3 Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso). 72
A.4 Ripple di carica Q_H della cella ad alta frequenza su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso). . . . 72
A.5 Ripple di carica Q_L della cella unfolding su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso). 73

Capitolo 1
Introduzione e obiettivo

1.1 Contesto e stato dell'arte

Negli ultimi anni, il tema della trazione elettrica ha assunto un ruolo sempre più centrale nello sviluppo dei moderni sistemi di mobilità: il trasporto su strada resta uno dei settori a maggiore intensità emissiva e la sua decarbonizzazione è oggi riconosciuta come una delle leve prioritarie della transizione energetica,[1] mentre la quota di mercato dei veicoli elettrici ha ormai superato la soglia della diffusione di nicchia in tutti i principali mercati.[2] Il passaggio dalla trazione termica a quella elettrica non si riduce a una semplice sostituzione della sorgente primaria di energia, ma comporta un ripensamento complessivo dell'architettura del veicolo. Il gruppo di propulsione elettrico, rappresentato schematicamente in Fig. 1.1, si articola tipicamente in tre sottosistemi fondamentali:

- il **pacco batteria**, che immagazzina a bordo l'energia e la rende disponibile in corrente continua sul bus DC;
- il **convertitore di potenza**, o inverter di trazione, che converte la tensione continua del bus in un sistema di tensioni alternate trifase di ampiezza e frequenza controllate;
- la **macchina elettrica**, che trasforma l'energia elettrica in energia meccanica, trasmessa alle ruote attraverso la trasmissione.

Il flusso di potenza è bidirezionale: in frenatura rigenerativa la macchina opera da generatore e l'inverter riporta energia verso il pacco batteria. All'interno di questa catena, l'inverter di trazione riveste un ruolo chiave, poiché governa il flusso di potenza e determina in larga misura le prestazioni dinamiche, l'efficienza complessiva e la qualità della coppia erogata.

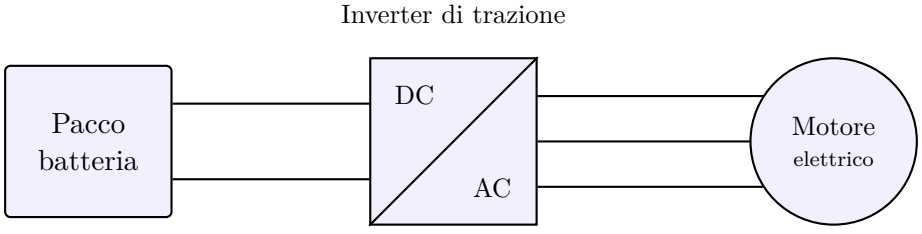


Figura 1.1: Schema a blocchi del gruppo di propulsione elettrico.

1.2 L'inverter di trazione: ruolo, requisiti e metriche prestazionali

L'inverter di trazione è il componente che impone alla macchina elettrica la tensione e la frequenza necessarie a realizzare il profilo di coppia e velocità richiesto dal conducente. La soluzione ampiamente prevalente nelle applicazioni automobilistiche è tuttora l'inverter trifase a due livelli con configurazione a ponte (*Voltage Source Inverter*, VSI), la cui struttura di base è riportata in Fig. 1.2: tre gambe in parallelo sul bus in continua, ciascuna costituita da due interruttori di potenza controllati in modo complementare e dai relativi diodi di ricircolo, con il punto intermedio di ogni gamba collegato a una fase della macchina. Questa architettura, apprezzata per la sua semplicità, robustezza e maturità industriale, presenta però limiti intrinseci che diventano tanto più stringenti quanto più crescono la potenza installata e la tensione del bus in continua.

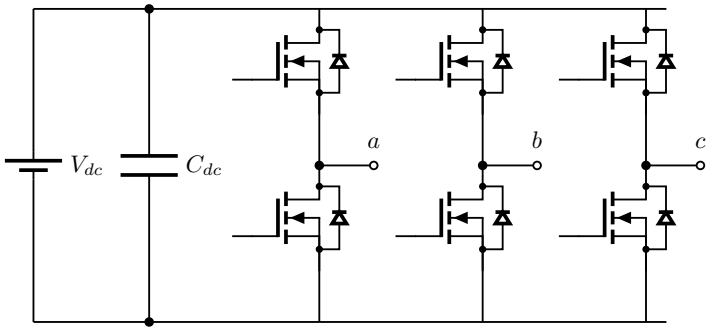


Figura 1.2: Struttura di base dell'inverter trifase a due livelli (VSI).

Nel dimensionamento di un inverter di trazione concorrono numerosi requisiti, spesso in conflitto tra loro:[3,7]

- **efficienza di conversione**: deve rimanere elevata su un ampio intervallo di punti di funzionamento, poiché influenza direttamente l'autonomia del veicolo;
- **densità di potenza**: deve essere massimizzata per contenere ingombri e massa a bordo;
- **qualità della forma d'onda**: deve essere adeguata a limitare le perdite armoniche nella macchina, le sollecitazioni sull'isolamento e il rumore acustico;
- **affidabilità e tolleranza ai guasti**: devono garantire la sicurezza di funzionamento;
- **costo complessivo**: deve restare compatibile con la produzione di grande serie.

Un ulteriore fattore di evoluzione è rappresentato dalla tendenza ad aumentare la tensione del bus in continua, con il passaggio da architetture a 400 V verso architetture a 800 V. Tensioni più elevate consentono, a parità di potenza, di ridurre le correnti, con benefici in termini di perdite di conduzione, sezione dei cablaggi e tempi di ricarica. Tale tendenza ha però reso ancora più evidenti i limiti dell'inverter a due livelli, in particolare per quanto riguarda le sollecitazioni di tensione sui dispositivi e i gradienti dv/dt applicati agli avvolgimenti. Parallelamente, l'introduzione dei dispositivi a semiconduttore ad ampio

gap di banda (*Wide Band-Gap*, WBG) in carburo di silicio (SiC) e nitruro di gallio (GaN) ha permesso di innalzare frequenze di commutazione, temperature di esercizio ed efficienza, aprendo nuovi spazi di progetto sia per le topologie convenzionali sia per quelle avanzate.[8]

1.3 Dagli inverter a due livelli agli inverter multilivello

I limiti dell'inverter a due livelli hanno motivato, già a partire dagli anni Settanta e Ottanta, lo sviluppo delle cosiddette topologie multilivello. L'idea alla base di questi convertitori consiste nel sintetizzare la tensione di uscita non più attraverso due soli livelli discreti, ma mediante una successione di gradini di ampiezza ridotta, così da approssimare più fedelmente l'andamento sinusoidale desiderato.[4] All'aumentare del numero di livelli si ottengono una minore distorsione armonica, una riduzione delle sollecitazioni di tensione su ciascun interruttore, gradienti dv/dt più contenuti e, di conseguenza, minor ripple di corrente a parità di macchina e minori disturbi elettromagnetici.

Le famiglie classiche di convertitori multilivello comprendono l'inverter a diodi di blocco (*Neutral Point Clamped*, NPC), l'inverter a condensatori flottanti (*Flying Capacitor*, FC) e l'inverter a ponti in cascata (*Cascaded*), quest'ultimo particolarmente interessante per le applicazioni alimentate da più sorgenti in continua, come i pacchi batteria e i banchi di supercondensatori tipici della trazione.[6] In letteratura sono presenti diversi contributi in cui si analizzano in modo sistematico i vantaggi delle architetture multilivello nel contesto automobilistico, evidenziando come maggiore efficienza, superiore densità di potenza, migliore qualità della forma d'onda e intrinseca predisposizione alla tolleranza ai guasti costituiscano gli argomenti principali a loro favore.[3,5,10] Accanto a esse si collocano gli approcci multifase, che ripartiscono la potenza su un numero maggiore di fasi migliorando la ridondanza e riducendo la sollecitazione per fase.[9]

È in questo quadro che si inseriscono le due topologie oggetto del presente lavoro: l'inverter a celle half-bridge in cascata (CHB, *Cascaded Half-Bridge*)[11,12] e l'inverter a doppio ponte (DBI, *Double Bridge Inverter*).[13,14] Entrambe perseguono l'obiettivo di superare i limiti dell'inverter a due livelli, ma lo fanno seguendo principi costruttivi profondamente diversi. La differenza più rilevante sul piano sistemistico riguarda le sorgenti in continua: la topologia in cascata richiede che ciascuna cella disponga di una propria sorgente elettricamente indipendente, mentre la topologia a doppio ponte alimenta ai due estremi gli avvolgimenti aperti della macchina e, qualora i due ponti condividano la medesima sorgente, espone il sistema alla circolazione di una corrente di sequenza zero.

1.4 Obiettivo: confronto topologico della tesi

Alla luce del quadro delineato, il presente lavoro di tesi si propone di condurre un **confronto topologico** sistematico tra l'inverter a celle half-bridge in cascata (CHB) e l'inverter a

doppio ponte (DBI), con specifico riferimento all'impiego nella trazione elettrica. Le due architetture, pur condividendo l'obiettivo di superare i limiti dell'inverter convenzionale a due livelli, incarnano due filosofie progettuali contrapposte: la prima persegue la sintesi multilivello attraverso la messa in serie di celle elementari dotate di sorgenti proprie; la seconda ottiene un effetto multilivello equivalente sfruttando la doppia alimentazione di una macchina ad avvolgimenti aperti. Un confronto rigoroso richiede pertanto di individuare criteri di valutazione comuni, così da rendere commensurabili soluzioni tanto diverse sul piano costruttivo.

Il confronto proposto si articola lungo i seguenti assi di valutazione:

- **Perdite nei semiconduttori.** Ripartizione fra perdite di conduzione e di commutazione, ricostruzione delle forme d'onda istantanee di perdita sui singoli interruttori e mappatura delle perdite totali sull'intero spazio operativo, al variare dell'indice di modulazione, dello sfasamento, della corrente di fase e della frequenza di commutazione.
- **Stress componenti reattivi.** Quantificazione del ripple di flusso in uscita e del ripple di carica richiesto alle sorgenti in continua, assunti come indici sintetici della sollecitazione imposta al lato DC di ciascuna architettura.
- **Dal ripple all'ingombro.** Traduzione degli stress in un criterio di dimensionamento del condensatore di bus e, per suo tramite, in una stima comparativa del volume dei concept di convertitore.
- **Sollecitazione della batteria.** Analisi della corrente di pulsazione imposta al modulo di batteria nella topologia in cascata, e sue implicazioni sul confronto.

Sul piano metodologico, il lavoro sviluppa un modello analitico di perdita implementato in MATLAB, basato sulla ricostruzione delle forme d'onda di commutazione e sulle curve caratteristiche di catalogo del dispositivo, e ne verifica l'attendibilità mediante confronto sistematico con la simulazione circuitale in PLECS.

Attraverso l'analisi comparata di questi criteri, il lavoro intende chiarire in quali condizioni operative e per quali obiettivi progettuali ciascuna delle due topologie risulti preferibile, evidenziandone punti di forza, limiti e ambiti di applicazione più promettenti nel contesto della trazione elettrica. Il confronto non mira a individuare una soluzione universalmente migliore, bensì a fornire un quadro metodologico che consenta di orientare la scelta topologica in funzione dei vincoli specifici di ciascuna applicazione, quali la tensione di bus disponibile, l'architettura del pacco batteria, i requisiti di affidabilità e i limiti di costo. I capitoli successivi svilupperanno, su queste basi, la descrizione dettagliata delle due architetture, la loro modellazione e l'analisi quantitativa dei criteri qui introdotti.

Capitolo 2
Descrizione topologica

In questo capitolo vengono descritte le due topologie di inverter oggetto dell'analisi comparativa: il *Cascaded Half Bridge* (CHB) e il *Double Bridge Inverter* (DBI). L'obiettivo della sezione è illustrare la struttura circuitale e il principio di funzionamento di ciascuna architettura, così da evidenziarne gli elementi distintivi e fornire le basi per il confronto prestazionale sviluppato nei capitoli successivi.

La scelta di concentrare l'analisi su queste due architetture, tra le numerose topologie multilivello disponibili in letteratura, risponde a due criteri principali, entrambi legati alle esigenze specifiche dell'applicazione automotive.

Il primo criterio riguarda la compatibilità con l'infrastruttura di alimentazione a 400 V. Entrambe le topologie, infatti, possono operare a partire da un bus in continua a 400 V oppure da più pacchi batteria da 400 V elettricamente indipendenti, senza richiedere la realizzazione di un unico accumulatore ad alta tensione. Questo aspetto è rilevante dal punto di vista industriale: un pacco a 400 V presenta una minore complessità costruttiva, requisiti di isolamento meno stringenti e una filiera di componenti più matura e consolidata, con conseguenti vantaggi in termini di costo, affidabilità e sicurezza rispetto alle soluzioni a 800 V. La possibilità di comporre il sistema a partire da moduli standardizzati consente inoltre una maggiore flessibilità di dimensionamento e una più semplice gestione della modularità.

Il secondo criterio riguarda l'incremento della tensione applicata al motore. A parità di potenza erogata, un aumento della tensione di alimentazione comporta una riduzione della corrente assorbita e, di conseguenza, una diminuzione delle perdite per conduzione, sia negli avvolgimenti della macchina sia nei dispositivi di potenza e nelle connessioni. Ne derivano un miglioramento del rendimento complessivo del powertrain e la possibilità di ridurre le sezioni dei conduttori, con benefici in termini di peso e ingombro. Nei convertitori a due livelli (2L) questo obiettivo può essere perseguito soltanto innalzando la tensione del bus in continua, ossia agendo direttamente sull'accumulatore e sostenendone i costi e la complessità associati. Le topologie CHB e DBI, al contrario, raggiungono lo stesso risultato agendo sulla struttura del convertitore: la tensione applicata al motore viene incrementata mediante la composizione dei contributi di più stadi o di più sorgenti, mantenendo inalterata la tensione dei singoli pacchi batteria.

In sintesi, CHB e DBI rappresentano due soluzioni che consentono di conciliare la semplicità costruttiva ed economica dei pacchi a 400 V con i vantaggi di efficienza tipici dei sistemi ad alta tensione, spostando la complessità dal sistema di accumulo alla topologia del convertitore. Tale caratteristica comune le rende direttamente confrontabili e giustifica la loro selezione come oggetto del presente studio.

2.1 La topologia CHB a celle half-bridge in cascata

La configurazione *Cascaded Half Bridge* (CHB) si presenta come un'architettura modulare nella quale più celle di tipo half-bridge (semiponte) vengono connesse in serie, ciascuna dotata di una propria sorgente in continua. Il principio che governa le strutture a celle in cascata consiste nel comporre la tensione di uscita sommando i contributi delle singole celle: in questo modo la forma d'onda complessiva viene ricostruita per gradini successivi, di ampiezza contenuta, così da avvicinarsi progressivamente all'andamento sinusoidale desiderato.

Il vantaggio di tale struttura risiede nella possibilità di incrementare il numero di livelli della tensione generata senza che il singolo dispositivo di potenza debba sostenere l'intera tensione di bus, poiché la sollecitazione si ripartisce tra le celle. Non a caso, le topologie multilivello in cascata sono generalmente preferite quando si intende ottenere una migliore qualità della tensione erogata e un contenuto armonico più basso rispetto a quello tipico degli inverter convenzionali a due livelli.

Sul piano funzionale, ogni cella half-bridge rende disponibile un livello di tensione, positivo oppure nullo, in funzione della configurazione del ramo e della sorgente a esso associata. Coordinando in maniera opportuna gli stati di commutazione dei diversi semiponti è quindi possibile sintetizzare una tensione d'uscita articolata su più livelli, caratterizzata da un profilo sensibilmente più regolare di quello ottenibile da una tradizionale struttura a ponte singolo.

L'architettura complessiva è riportata in Fig. 2.1. Ciascuna delle tre fasi è realizzata da una cascata di n celle a semiponte, ognuna dotata della propria sorgente in continua isolata: la tensione di fase è la somma dei contributi delle celle, mentre le tre cascate sono collegate da un lato alla macchina e dall'altro al nodo comune N, che realizza il neutro di stella. Due aspetti dello schema sono rilevanti per il seguito: il numero di sorgenti in continua indipendenti cresce proporzionalmente al numero di celle — $3n$ per l'intero convertitore — e ciascuna di esse alimenta un semiponte monofase, condizione che determina il contenuto in frequenza della corrente lato continua discusso nel Cap. 7.

Le considerazioni svolte finora valgono per un numero arbitrario n di celle: la tensione di fase risulta articolata su $n + 1$ livelli. Nel seguito, e in tutto il lavoro, si adotta la configurazione minima che realizza la struttura multilivello, ossia $n = 2$ celle per fase; tale scelta è motivata in §5.1.2 come condizione di parità di silicio installato rispetto al double bridge.

La strategia di modulazione adottata per il CHB è di tipo *unfolding*. La tensione di riferimento viene definita come

$$v^* = \frac{1}{2} m \, V_{dc} \sin(\omega t + \theta) \tag{2.1}$$

e, una volta normalizzata rispetto alla tensione continua di cella, conduce alla variabile adimensionale

$$d_x = \frac{v^*}{V_{dc} \cdot 0.5} = m \sin(\omega t + \theta). \tag{2.2}$$

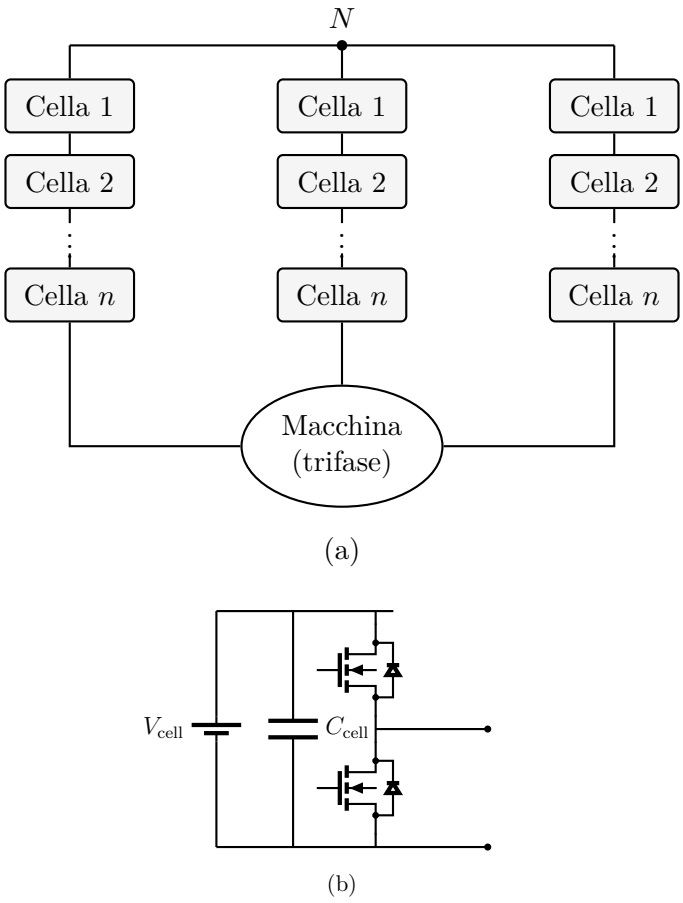


Figura 2.1: Inverter a celle half-bridge in cascata. **(a)** Struttura trifase: ogni fase è costituita da n celle in cascata; le tre cascate alimentano la macchina e condividono il nodo comune N. **(b)** Circuito interno di una cella: sorgente in continua isolata V_{cell}, condensatore di cella C_{cell} e semiponte.

A partire da tale grandezza normalizzata si ricavano i duty cycle dei due interruttori del ramo:

$$d_H = \begin{cases} d_x, & d_x \geq 0 \\ d_x + 1, & d_x < 0 \end{cases} \tag{2.3}$$

$$d_L = \begin{cases} 1, & d_x \geq 0 \\ 0, & d_x < 0. \end{cases} \tag{2.4}$$

In termini operativi, il duty cycle d_H riproduce l'ampiezza istantanea del riferimento nei due semiperiodi, mentre d_L commuta alla sola frequenza fondamentale e seleziona il livello di base su cui la cella H opera.

Le principali forme d'onda di tensione ottenute con la modulazione *unfolding* sono riportate in Fig. 2.2; nello specifico si mostrano le tensioni generate dalle due celle appartenenti alla stessa gamba e la relativa tensione totale di gamba, ricavata come somma dei contributi delle singole celle.

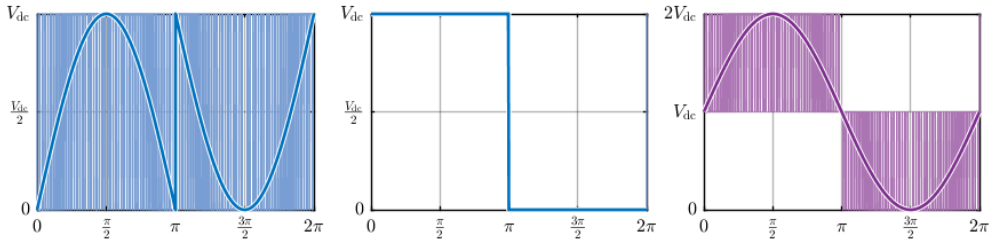


Figura 2.2: Tensioni delle due celle della stessa gamba e corrispondente tensione totale di gamba con modulazione *unfolding*.

Tra gli elementi che rendono attraente questa topologia rientrano la modularità, la facoltà di scalare il numero di livelli aggiungendo semplicemente ulteriori celle e la potenziale attenuazione dello stress elettrico sui singoli dispositivi. Di contro, l'impiego di un numero maggiore di celle si traduce in un incremento del conteggio dei componenti, in esigenze di coordinamento più stringenti a livello di controllo e in una gestione più articolata delle alimentazioni lato continua.

In un'ottica applicativa, la *Cascaded Half Bridge* risulta interessante laddove si punti a una tensione di uscita di buona qualità mediante una struttura modulare. La sua effettiva convenienza per la trazione elettrica rimane tuttavia subordinata al compromesso tra i benefici derivanti dalla sintesi multilivello e l'aggravio di complessità introdotto sul fronte dell'hardware, dell'alimentazione e del controllo.

2.2 La topologia DBI a doppio ponte con avvolgimenti aperti

La topologia DBI adotta un principio radicalmente differente. Anziché suddividere la sorgente in continua in più celle in serie, essa impiega due inverter trifase a ponte (due VSI) collegati alle due estremità degli avvolgimenti di statore di una macchina ad *avvolgimenti aperti* (*open-end winding*). In una macchina convenzionale i tre avvolgimenti sono connessi a stella o a triangolo e alimentati da un unico inverter; nella configurazione ad avvolgimenti aperti, invece, entrambe le estremità di ciascuna fase sono rese accessibili e collegate a un proprio ponte convertitore.

Il vantaggio essenziale del doppio ponte risiede nel fatto che la tensione applicata a ciascuna fase è pari alla *differenza* tra le tensioni imposte dai due inverter. A parità di tensione di bus, ciò raddoppia la tensione di fase sintetizzabile rispetto a un VSI singolo: il doppio ponte estende quindi il campo di velocità della macchina senza richiedere un innalzamento della tensione di accumulo né uno stadio DC/DC elevatore. Poiché entrambi i ponti sono alimentati dallo stesso bus, ciascun dispositivo resta sottoposto all'intera tensione V_{dc}; il beneficio non è quindi una riduzione della tensione commutata dal singolo interruttore, ma un migliore sfruttamento della sorgente disponibile.[14] Inoltre, la combinazione delle tensioni dei due ponti genera una tensione differenziale a tre livelli

$\{-V_{dc}, 0, +V_{dc}\}$, con i conseguenti benefici in termini di qualità della forma d'onda e di riduzione dei gradienti dv/dt.

Lo schema di principio è riportato in Fig. 2.3. I due inverter trifase sono posti in parallelo sul medesimo bus in continua, stabilizzato dal condensatore C_{dc}, e alimentano le due estremità degli avvolgimenti aperti della macchina.

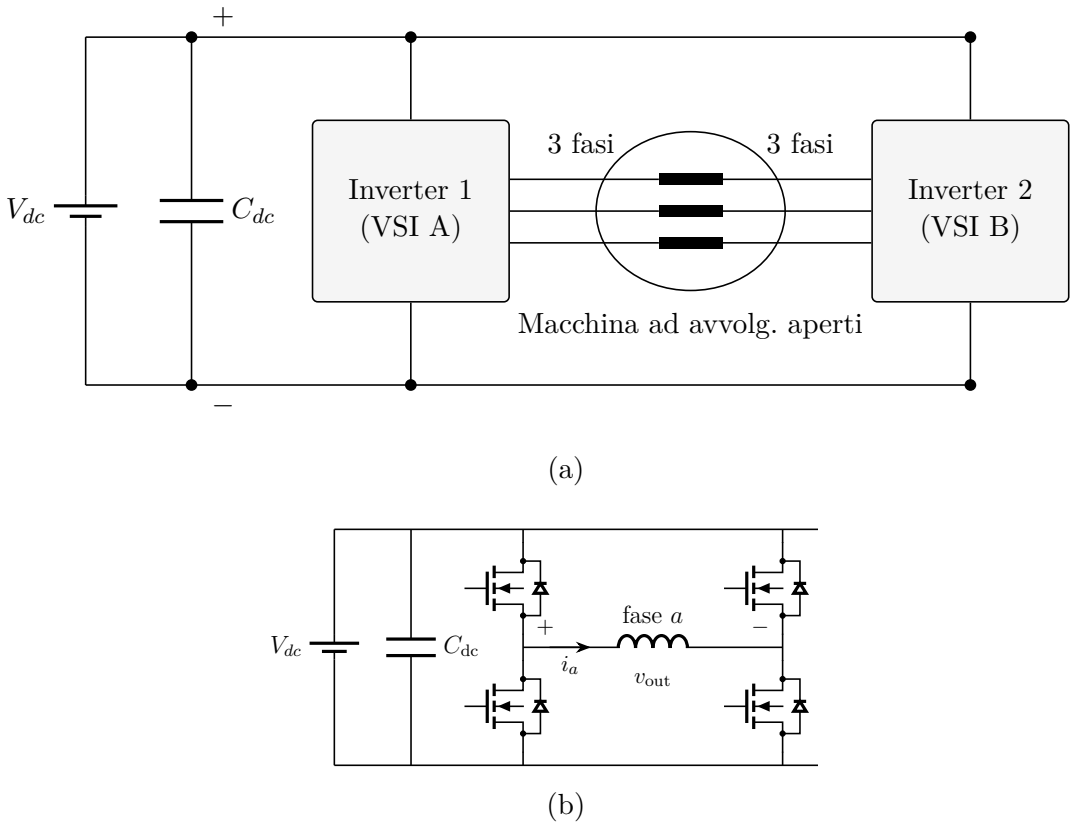


Figura 2.3: Inverter a doppio ponte con avvolgimenti aperti. **(a)** Architettura: i due ponti sono posti in parallelo sul *medesimo* bus in continua, stabilizzato dal solo condensatore C_{dc}, e alimentano le due estremità degli avvolgimenti. **(b)** Dettaglio di una fase: i due rami che la alimentano formano un ponte a H ai capi dell'avvolgimento.

Per il DBI sono state prese in esame due tecniche di modulazione: la modulazione *unfolding* e la modulazione *unipolar*. In entrambi i casi il riferimento di tensione è una sinusoide la cui ampiezza è proporzionale all'indice di modulazione m e che presenta uno sfasamento pari a θ, secondo la relazione:

$$v^*(t) = m\, V_{dc} \sin(\omega t + \theta), \tag{2.5}$$

in cui V_{dc} indica la tensione continua di alimentazione e ω la pulsazione fondamentale. Si ricorda che, in una fase ad avvolgimenti aperti, i due rami che la alimentano (uno per ciascun inverter) formano complessivamente un ponte a H ai capi dell'avvolgimento; nel seguito d_A e d_B ne denotano i rispettivi duty cycle.

Nella modulazione *unfolding*, la tensione di uscita è sintetizzata dal ponte a H sfruttando la simmetria della forma d'onda di riferimento, in modo da limitare il numero di

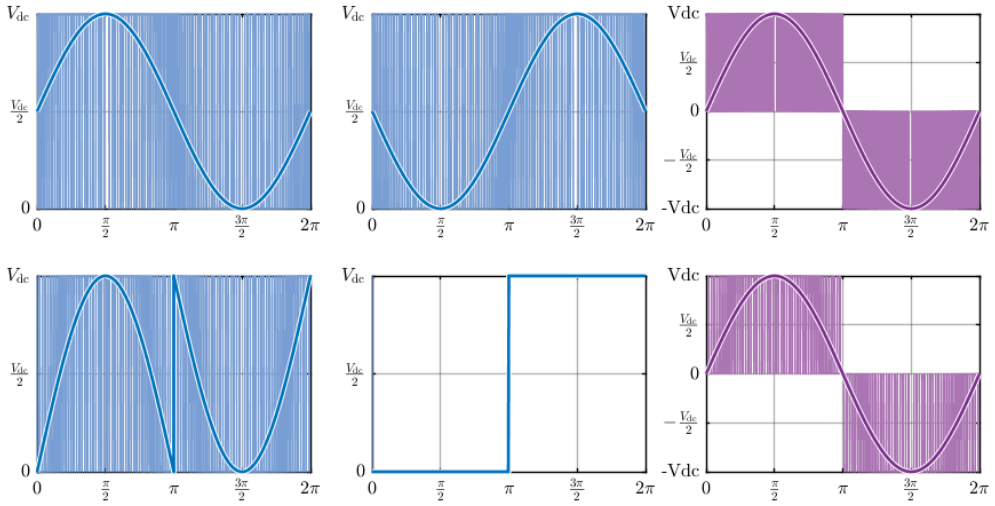


Figura 2.4: Forme d'onda di tensione del double bridge con modulazione *unipolar* (in alto) e *unfolding* (in basso).

commutazioni all'interno del periodo fondamentale. Definita la grandezza normalizzata

$$d_x = m \sin(\omega t + \theta), \tag{2.6}$$

i duty cycle dei due rami assumono la forma:

$$d_A(t) = \begin{cases} d_x, & d_x \geq 0 \\ 1 + d_x, & d_x < 0 \end{cases} \qquad d_B(t) = \begin{cases} 0, & d_x \geq 0 \\ 1, & d_x < 0. \end{cases} \tag{2.7}$$

In pratica, un ramo riproduce l'ampiezza istantanea del riferimento mentre l'altro agisce da selettore di polarità, commutando alla sola frequenza fondamentale.

Nella modulazione *unipolar*, al contrario, i due rami del ponte vengono comandati con riferimenti tra loro complementari, ottenendo duty cycle esprimibili come:

$$d_A(t) = \tfrac{1}{2}\Big[\, 1 + m \sin(\omega t + \theta) \,\Big], \tag{2.8}$$

$$d_B(t) = \tfrac{1}{2}\Big[\, 1 - m \sin(\omega t + \theta) \,\Big]. \tag{2.9}$$

La tensione applicata al carico discende allora dalla differenza tra i contributi dei due rami:

$$v_{out}(t) = \Big(d_A(t) - d_B(t)\Big) V_{dc}. \tag{2.10}$$

Le principali forme d'onda risultanti dalle due tecniche sono riportate in Fig. 2.4.

Capitolo 3

Modellazione delle perdite nei semiconduttori

La stima delle perdite nei semiconduttori di potenza al variare del punto di lavoro richiede uno strumento di calcolo che sia al tempo stesso accurato e sufficientemente rapido da consentire l'esplorazione sistematica dello spazio operativo dell'azionamento. A tale scopo, accanto ai modelli circuitali realizzati in PLECS, è stato sviluppato in MATLAB un modello di perdita analitico. Questo capitolo ne descrive l'impianto metodologico: le ipotesi costitutive, l'architettura software, la ricostruzione analitica delle grandezze elettriche, il nucleo di calcolo della perdita di dispositivo e la procedura di mappatura sullo spazio operativo. L'applicazione del modello a una configurazione specifica, con le relative ipotesi di caso di studio, è rimandata al Cap. 5.

La differenza concettuale tra i due strumenti di calcolo è la seguente. PLECS integra numericamente le equazioni differenziali del circuito commutato e, ad ogni evento di commutazione, accede alle tabelle di perdita del dispositivo per accumulare l'energia dissipata; le perdite emergono quindi come sottoprodotto della simulazione dinamica. Il modello MATLAB adotta invece un approccio di post-processing: le grandezze elettriche (tensioni e correnti) vengono ricostruite analiticamente sull'arco di un periodo fondamentale sotto ipotesi semplificative, e le perdite vengono calcolate a valle. Il modello di perdita è così disaccoppiato dalla dinamica del circuito: questo è ciò che ne consente la rapidità e, al tempo stesso, ne definisce il campo di validità.

La ragione per cui il confronto sistematico è affidato al modello MATLAB e non alla simulazione circuitale risiede proprio in questo disaccoppiamento. PLECS è lo strumento di riferimento quando si vuole riprodurre fedelmente il comportamento del convertitore in un punto di lavoro assegnato, ma si presta male a un'analisi comparativa estesa a molti punti di lavoro. Ogni punto richiede infatti una simulazione transitoria a sé stante, con passo di integrazione abbastanza fine da risolvere le commutazioni — che avvengono a f_{sw}, due ordini di grandezza sopra la fondamentale — e con un tratto iniziale da scartare prima che il circuito raggiunga il regime; il costo di calcolo cresce quindi linearmente con il numero di punti e con la frequenza di commutazione, e a ciò si aggiunge l'onere di gestire, salvare ed elaborare a posteriori le lunghe serie temporali da cui si estraggono gli indici di sollecitazione.

Il modello analitico, al contrario, valuta ogni punto di lavoro in forma chiusa e in modo indipendente dagli altri, senza transitorio di avviamento: l'intera mappa (M, φ) si ottiene in una frazione del tempo, ed è questo che rende praticabile il confronto parametrico. Vi si aggiunge un vantaggio metodologico non secondario: poiché tutte le configurazioni sono elaborate dalla medesima catena di calcolo, le differenze osservate fra le mappe sono attribuibili alle sole topologie e modulazioni, e non a scelte di solutore o di passo di integrazione che in ambiente circuitale andrebbero controllate caso per caso. I due

strumenti sono dunque impiegati in modo complementare: PLECS come riferimento indipendente per la verifica su punti selezionati, il modello MATLAB per l'esplorazione sistematica dello spazio operativo.

Il modello è costruito in modo indipendente dalla topologia: la differenza tra le architetture è confinata nel solo blocco che genera i duty cycle, mentre la ricostruzione delle funzioni di commutazione, il nucleo di perdita di dispositivo e la procedura di sweep restano identici. Questa scelta implementativa è descritta qui come proprietà del metodo; le implicazioni che essa ha sull'interpretazione dei risultati sono discusse nel capitolo successivo.

3.1 Ipotesi costitutive del modello

Il modello si fonda su un insieme di ipotesi che è opportuno esplicitare, poiché ne delimitano l'accuratezza e ne definiscono il campo di applicabilità. Si tratta di ipotesi di natura metodologica, proprie dello strumento di calcolo e indipendenti dalla particolare configurazione analizzata; le ipotesi relative al caso di studio (dispositivo, condizioni operative, criteri di equalizzazione tra le architetture) sono invece raccolte nella Sez. 5.1.

1. **Corrente di carico sinusoidale.** La corrente di fase è assunta puramente sinusoidale alla frequenza fondamentale, con ampiezza di picco $\hat{I} = \sqrt{2}\, I_{rms}$ e sfasamento φ rispetto alla tensione di riferimento. Si trascura cioè il ripple di corrente dovuto alla commutazione, ipotesi lecita quando l'induttanza di carico è sufficientemente elevata (approssimazione a generatore di corrente).

2. **Commutazioni ideali nella generazione delle forme d'onda.** Nella ricostruzione delle tensioni e delle correnti gli interruttori sono trattati come ideali: transizioni istantanee, assenza di caduta e di tempi morti.

3. **Temperatura di giunzione costante.** La temperatura di giunzione T_j è un parametro fissato e uniforme (modello isotermo). Non è presente il ciclo di retroazione elettro-termica: le perdite non aggiornano la temperatura, e la temperatura non modifica dinamicamente le perdite. T_j viene invece usata come coordinata di ingresso alle tabelle, in modo da poter valutare le perdite alla temperatura di lavoro desiderata.

4. **Regime permanente su un periodo fondamentale.** Tutte le medie di potenza sono calcolate su un unico periodo della fondamentale $T_o = 1/f_o$, assunto rappresentativo del funzionamento a regime.

5. **Validità dei dati di catalogo e interpolazione lineare.** Le caratteristiche di conduzione e le energie di commutazione provengono dai datasheet dei dispositivi, organizzate in tabelle a più dimensioni. I valori intermedi sono ottenuti per interpolazione lineare; al di fuori dei limiti tabellati i punti di lavoro vengono saturati ai valori di bordo anziché estrapolati, per evitare valori non fisici.

6. **Correzione per la resistenza di gate.** Le energie di commutazione da datasheet sono riferite a una resistenza di gate nominale; il loro valore effettivo viene riscalato analiticamente in funzione della R_g realmente impiegata.

3.2 Architettura del modello

Il modello è organizzato in tre livelli gerarchici, che corrispondono ad altrettanti gruppi di funzioni MATLAB e che riflettono la separazione logica tra generazione delle grandezze elettriche, calcolo della perdita di dispositivo e mappatura sullo spazio operativo.

1. **Ricostruzione delle forme d'onda** A partire dai parametri di funzionamento (indice di modulazione, angolo di carico, tensione di bus, correnti, frequenze e strategia di modulazione), si generano su un periodo fondamentale la portante, i riferimenti, i duty cycle, le funzioni di commutazione, le correnti nei dispositivi e le tensioni di blocco, e si individuano gli istanti di accensione e spegnimento con i relativi campioni di corrente e tensione.

2. **Modello di perdita del singolo dispositivo** Dati la corrente di conduzione e gli istanti di commutazione di un interruttore, si calcolano le perdite di conduzione (da tabella 2D) e di commutazione (da tabella 3D con correzione della resistenza di gate), restituendo i contributi medi e le forme d'onda istantanee di potenza.

3. **Sweep sullo spazio operativo**Le due funzioni precedenti vengono richiamate ciclicamente su una griglia di indici di modulazione M e angoli di carico φ, producendo le mappe di perdita (M, φ) e gli indici di sollecitazione (ripple di carica sul bus DC, ripple di flusso), definiti nella Sez. 4.1.

La funzione elementare di perdita non dipende dal dispositivo: essa opera su una struttura dati che descrive un singolo interruttore (o diodo) e viene invocata separatamente per ciascuno dei dispositivi dell'unità di potenza di fase. Questo permette di riutilizzare lo stesso nucleo di calcolo per entrambe le topologie, cambiando soltanto il modo in cui le forme d'onda vengono generate.

3.3 Ricostruzione delle forme d'onda

3.3.1 Base dei tempi e portante

Le grandezze sono campionate su un vettore temporale che copre un periodo fondamentale $T_o = 1/f_o$. Il passo di campionamento è scelto sufficientemente fine da risolvere con precisione le transizioni di commutazione: la frequenza di campionamento è posta pari a un multiplo elevato della frequenza di commutazione f_{sw}, così che ogni fronte di gate cada, con buona approssimazione, su un campione. Questa risoluzione temporale è essenziale perché la localizzazione dei fronti determina i campioni di corrente e tensione con cui si interrogano le tabelle delle energie di commutazione.

La portante $c(t)$ è un segnale triangolare normalizzato tra 0 e 1, di periodo $T_{sw} = 1/f_{sw}$. La modulazione è quindi di tipo *naturally sampled*: le funzioni di commutazione nascono dal confronto diretto tra i duty cycle e la portante, riproducendo il comportamento del comparatore di un modulatore PWM analogico. Il meccanismo è illustrato in Fig. 3.1: finché il duty cycle supera la portante l'interruttore è chiuso, e la larghezza di ciascun impulso segue istante per istante il valore del riferimento.

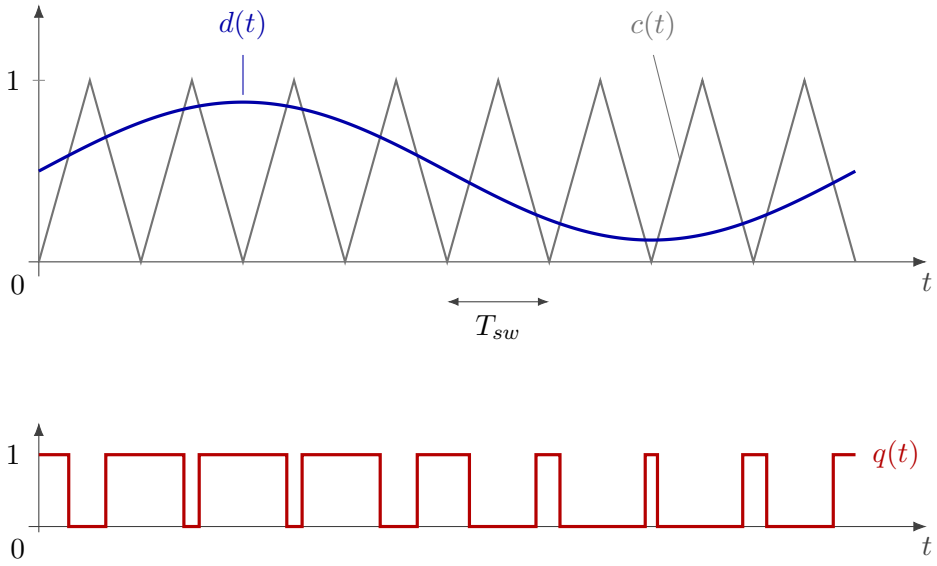


Figura 3.1: Principio della modulazione PWM *naturally sampled*. In alto il duty cycle $d(t)$ è confrontato con la portante triangolare $c(t)$, normalizzata fra 0 e 1 e di periodo T_{sw}; in basso la funzione di commutazione risultante, $q(t)$.

3.3.2 Riferimenti e correnti

Le tensioni di riferimento delle tre fasi $x \in \{a, b, c\}$ sono sinusoidi alla pulsazione $\omega_o = 2\pi f_o$, scalate dall'indice di modulazione M:

$$v_{ref,x}(t) = \hat{V} \sin(\omega_o t + \theta_x)\,, \qquad \theta_x \in \left\{0,\ -\tfrac{2\pi}{3},\ +\tfrac{2\pi}{3}\right\}, \tag{3.1}$$

Le correnti di fase sono sinusoidi in ritardo dell'angolo di carico φ rispetto ai riferimenti:

$$i_x(t) = \hat{I} \sin(\omega_o t + \theta_x - \varphi)\,, \qquad \hat{I} = \sqrt{2}\, I_{rms}. \tag{3.2}$$

3.3.3 Duty cycle e strategie di modulazione

Il duty cycle traduce il riferimento di tensione nel valore di soglia da confrontare con la portante. La sua espressione dipende dalla topologia e dalla strategia di modulazione, ed è il punto in cui le due architetture si differenziano.

Double Bridge. L'avvolgimento aperto è alimentato ai due capi da due ponti trifase a due livelli, indicati con A e B. Sono previste due modalità:

- *Unipolare*: entrambi i ponti modulano in opposizione, con

$$d_{A,x} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{v_{ref,x}}{V_{dc}}\right), \qquad d_{B,x} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{v_{ref,x}}{V_{dc}}\right). \tag{3.3}$$

  I due ponti si spartiscono la tensione richiesta, raddoppiando la frequenza apparente sull'uscita differenziale e agendo sulla cancellazione del modo comune.

- *Unfolding*: un ponte commuta alla sola frequenza fondamentale, mentre l'altro porta la modulazione ad alta frequenza:

$$d_{B,x} = [\, v_{ref,x} < 0 \,], \qquad d_{A,x} = \frac{v_{ref,x}}{V_{dc}} + d_{B,x}, \tag{3.4}$$

  dove $[\,\cdot\,]$ è la funzione indicatrice (vale 1 se la condizione è vera, 0 altrimenti).

Cascaded Half Bridge. Ogni fase è realizzata da due celle a semiponte (*half-bridge*) connesse in cascata, indicate con H (alta frequenza) e L (bassa frequenza); ciascuna cella è un ramo a due interruttori (superiore e inferiore) alimentato dal proprio bus in continua. La cella L svolge la funzione di unfolder commutando alla frequenza fondamentale, mentre la cella H modula ad alta frequenza:

$$d_{L,x} = [\, v_{ref,x} \geq 0 \,], \tag{3.5}$$

$$d_{H,x} = \frac{v_{ref,x}}{V_{dc}} + [\, v_{ref,x} < 0 \,]. \tag{3.6}$$

La tensione di fase è la somma dei contributi delle due celle, $v_x = v_{H,x} + v_{L,x} = (d_{H,x} + d_{L,x})\, V_{dc}$. Sostituendo la (3.5) e la (3.6) si ottiene, in entrambe le semionde,

$$v_x(t) = v_{ref,x}(t) + V_{dc}, \tag{3.7}$$

ossia il riferimento desiderato sovrapposto a un offset costante pari a V_{dc}. La cella di bassa frequenza fissa il livello di base e quella di alta frequenza ne modula il valore, generando una tensione a $n + 1 = 3$ livelli $\{0,\, V_{dc},\, 2V_{dc}\}$.

3.3.4 Funzioni di commutazione, correnti di dispositivo e tensioni di blocco

Per ciascun ramo a semiponte, il comando dell'interruttore di lato alto si ottiene dal confronto tra duty e portante:

$$q(t) = [\, d(t) \geq c(t) \,] \in \{0, 1\}, \tag{3.8}$$

mentre l'interruttore di lato basso ha comando complementare $\bar{q} = 1 - q$. Le quattro funzioni di commutazione dell'unità di potenza individuano quale dispositivo conduce in ogni istante.

La corrente in un dato interruttore è la corrente di fase quando esso è chiuso e nulla altrimenti; a seconda della posizione del dispositivo nel ramo compare la corrente diretta o la sua opposta, in accordo con i versi di riferimento.

La tensione che il dispositivo sostiene quando è aperto (tensione di blocco) è pari alla tensione di bus quando l'interruttore complementare del ramo è chiuso:

$$v_{blk}(t) = V_{dc}\,(1 - q(t))\,. \tag{3.9}$$

La tensione di polo dell'inverter è $v_x(t) = V_{dc}\,q(t)$, e la tensione effettivamente applicata al carico si ottiene per differenza dei poli che ne alimentano i due capi (ad esempio, per l'avvolgimento aperto, $v_{carico,x} = v_{A,x} - v_{B,x}$).

3.3.5 Individuazione degli istanti di commutazione

Il collegamento tra le forme d'onda ideali e i dati di catalogo passa attraverso l'individuazione dei fronti delle funzioni di commutazione. Un istante di accensione (*turn-on*) corrisponde a una transizione $0 \to 1$ della funzione q, mentre uno spegnimento (*turn-off*) a una transizione $1 \to 0$:

$$\text{turn-on:}\quad q[k] = 0 \wedge q[k+1] = 1, \qquad \text{turn-off:}\quad q[k] = 1 \wedge q[k+1] = 0. \tag{3.10}$$

In corrispondenza di ciascun fronte si campionano la corrente commutata I e la tensione di blocco V: queste coppie (I, V), insieme alla temperatura T_j, costituiscono i punti di lavoro con cui si interrogano le tabelle delle energie di commutazione. Questo passaggio è fondamentale per la ricostruzione analitica e la fisica del dispositivo: ogni commutazione della simulazione ideale genera un evento di perdita valutato con i dati reali del componente.

3.4 Modello di perdita del singolo dispositivo

Il nucleo di calcolo elabora, per un singolo interruttore, la corrente di conduzione e gli istanti di commutazione con i relativi campioni (I, V), restituendo perdite di conduzione, perdite di commutazione e la loro somma. La descrizione del dispositivo è contenuta in una struttura dati che raccoglie le tabelle di catalogo: la caratteristica di conduzione e le energie di accensione e spegnimento. I dati di catalogo non sono disponibili in forma analitica, ma come famiglie di curve misurate per un insieme discreto di valori delle variabili indipendenti. Essi sono perciò organizzati in tabelle di consultazione, o *look-up table* (LUT): una LUT è un insieme di valori tabellati y su una griglia di nodi delle variabili indipendenti, dal quale il valore corrispondente a un punto di lavoro qualsiasi viene ricavato per interpolazione fra i nodi adiacenti. Nel seguito si indica con

$$y = \mathrm{LUT}_{nD}(x_1,\, x_2,\, \ldots,\, x_n) \tag{3.11}$$

l'operazione di lettura interpolata di una tabella a n variabili indipendenti: $n = 2$ per la caratteristica di conduzione, che dipende da corrente e temperatura, e $n = 3$ per le energie di commutazione, che dipendono anche dalla tensione di blocco. L'interpolazione è multilineare — bilineare nel caso $2D$, trilineare nel caso $3D$ — ossia lineare rispetto a ciascuna variabile all'interno della cella della griglia che contiene il punto di lavoro. Come anticipato fra le ipotesi costitutive (Sez. 3.1), i punti di lavoro che cadono al di fuori dell'intervallo tabellato vengono saturati sui valori di estremità anziché estrapolati.

3.4.1 Perdite di conduzione

La caduta di tensione in stato di conduzione V_{on} è funzione della corrente condotta e della temperatura di giunzione, ed è descritta da una look-up table bidimensionale LUT_{2D} costruita a partire dalla caratteristica di uscita del datasheet (curva V_{CE}–I_C per un IGBT, V_{DS}–I_D per un MOSFET, V_F–I_F per un diodo). I nodi della tabella sono i valori di corrente riportati sulle curve, per ciascuna delle temperature di giunzione documentate; il valore istantaneo si ottiene interpolando fra tali nodi secondo la Eq. (3.11):

$$V_{on}(t) = \mathrm{LUT}_{2D}(|i(t)|,\, T_j)\,, \tag{3.12}$$

dove il primo argomento è il modulo della corrente istantanea e il secondo la temperatura di giunzione, assunta costante per l'ipotesi isoterma. La potenza di conduzione istantanea e il suo valor medio sul periodo fondamentale sono

$$p_{cond}(t) = |i(t)|\, V_{on}(t), \qquad P_{cond} = \frac{1}{T_o}\int_0^{T_o} p_{cond}(t)\,\mathrm{d}t \tag{3.13}$$

La corrente è considerata in valore assoluto: il dispositivo (transistor con il proprio diodo in antiparallelo, descritti dalla medesima caratteristica) è assunto condurre il modulo della corrente quando la sua funzione di commutazione è attiva.

3.4.2 Perdite di commutazione

Le energie dissipate nelle transizioni di accensione (E_{on}) e spegnimento (E_{off}) sono descritte da due look-up table tridimensionali, lette secondo la Eq. (3.11), che dipendono dalla corrente commutata, dalla tensione di blocco e dalla temperatura di giunzione, in accordo con le curve di energia del datasheet. Per ogni istante di commutazione individuato secondo la (3.10) si valuta

$$E_{on,k} = \mathrm{LUT}^{on}_{3D}(I_{on,k},\, V_{on,k},\, T_j)\,, \tag{3.14}$$

$$E_{off,k} = \mathrm{LUT}^{off}_{3D}(I_{off,k},\, V_{off,k},\, T_j)\,, \tag{3.15}$$

dove i punti di lavoro vengono preventivamente saturati ai limiti delle tabelle per evitare estrapolazioni non fisiche. Le energie così ottenute sono poi corrette per la resistenza di gate (Sez. 3.4.3).

Il passaggio dall'energia alla potenza avviene su base media: sommando le energie di tutti gli eventi nel periodo fondamentale e dividendo per la durata del periodo si ottiene la potenza media di commutazione,

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} = \frac{1}{T_o}\left(\sum_k E_{on,k} + \sum_k E_{off,k}\right). \tag{3.16}$$

Per le sole finalità di visualizzazione, il modello ricostruisce anche una forma d'onda istantanea equivalente di potenza di commutazione, distribuendo ciascun impulso di energia sull'asse dei tempi e moltiplicandolo per la frequenza di commutazione, $p_{sw}(t) = E_{sw}(t)\, f_{sw}$; questa grandezza serve a illustrare la distribuzione temporale delle perdite lungo il periodo, ma il suo valor medio coincide con la (3.16).

3.4.3 Correzione per la resistenza di gate

Le energie di commutazione riportate nei datasheet, e quindi quelle restituite dalle tabelle secondo le (3.14) e (3.15), sono misurate a una resistenza di gate di riferimento $R_{g,ref}$. Poiché la resistenza di gate effettivamente adottata nel convertitore può differire, e poiché l'energia di commutazione dipende in modo pressoché lineare dalla R_g nell'intervallo di interesse, il modello riscala le energie mediante una relazione lineare della forma

$$E_{corr}(R_g) = E_{dat} \cdot \frac{\alpha R_g + \beta}{\alpha R_{g,ref} + \beta}, \tag{3.17}$$

dove E_{dat} è l'energia letta dalla look-up table, riferita alla resistenza di gate nominale $R_{g,ref}$, ed E_{corr} è l'energia corretta per la resistenza di gate R_g realmente impiegata; i coefficienti α, β sono desunti da due punti della curva E–R_g del datasheet. La correzione è applicata separatamente all'accensione (con $R_{g,on}$) e allo spegnimento (con $R_{g,off}$), e sono i valori E_{corr} così ottenuti a entrare nella somma delle energie di commutazione del periodo fondamentale.

3.4.4 Perdita totale e aggregazione dell'unità di potenza

La perdita totale del d-esimo dispositivo è la somma dei due contributi,

$$P_{loss,d} = P_{cond,d} + P_{sw,d}. \tag{3.18}$$

Il nucleo di calcolo viene invocato per ciascuno degli N interruttori dell'unità di potenza di fase, numerati dall'indice $d = 1, \ldots, N$; nel caso in esame $N = 4$ (nel double bridge i dispositivi H_1, L_1, H_2, L_2, ossia le due gambe dei ponti A e B; nel cascaded i dispositivi H_h, H_l, L_h, L_l, ossia le due celle a semiponte H e L). Sommando i contributi dei singoli dispositivi si ottengono le perdite dell'unità di fase,

$$P_{\text{cond}}^{\text{fase}} = \sum_{d=1}^{N} P_{\text{cond},d}, \qquad P_{\text{sw}}^{\text{fase}} = \sum_{d=1}^{N} P_{\text{sw},d}, \qquad P_{\text{loss}}^{\text{fase}} = P_{\text{cond}}^{\text{fase}} + P_{\text{sw}}^{\text{fase}}, \tag{3.19}$$

oltre alle corrispondenti forme d'onda istantanee di ogni dispositivo, utili per l'analisi di dettaglio. Poiché le tre fasi sono identiche a meno dello sfasamento e le medie sono calcolate su un periodo fondamentale intero, la perdita dell'intero convertitore si ottiene semplicemente come

$$P_{\text{loss}}^{\text{conv}} = 3\, P_{\text{loss}}^{\text{fase}}, \tag{3.20}$$

3.5 Relazione con la simulazione circuitale PLECS

Il modello MATLAB e i modelli PLECS condividono il medesimo principio fisico di calcolo delle perdite. PLECS descrive ogni semiconduttore mediante una *thermal description* che contiene esattamente le stesse informazioni usate qui: la caratteristica di conduzione e le energie di commutazione in funzione di corrente, tensione e temperatura. Durante la simulazione, ad ogni evento di commutazione PLECS interroga la tabella dell'energia e accumula la perdita, mentre la perdita di conduzione è integrata dalla caratteristica di stato acceso; il metodo di look-up è dunque identico a quello adottato dal modello analitico.

Le differenze risiedono nel modo in cui vengono generate le grandezze elettriche e nella gestione della temperatura. PLECS ricava tensioni e correnti dalla soluzione numerica del circuito commutato, includendo quindi il ripple di corrente reale, gli effetti dei tempi morti e, se abilitato, il modello termico con retroazione. Il modello MATLAB sostituisce questa simulazione con la ricostruzione analitica delle forme d'onda sotto le ipotesi della Sez. 3.1 (corrente sinusoidale, commutazioni ideali, temperatura costante).

3.6 Limiti e campo di validità

Le ipotesi adottate delimitano il campo di validità del modello. La trascuratezza del ripple di corrente rende le perdite di conduzione leggermente sottostimate quando l'induttanza di carico è modesta; l'ipotesi isoterma non cattura le variazioni di perdita legate all'auto-riscaldamento e ai transitori termici; l'assenza dei tempi morti e delle non idealità di commutazione (induttanze parassite, tempi di recupero finiti) fa sì che le energie provengano interamente dai dati di catalogo, con la sola correzione per la resistenza di gate. Infine, l'accuratezza è limitata dalla granularità delle tabelle e dall'interpolazione lineare, con saturazione ai bordi in luogo dell'estrapolazione.

Le limitazioni qui elencate sono di natura sistematica: agiscono cioè sempre nello stesso verso e con la stessa legge, a parità di condizioni di ingresso. Nel Cap. 5 si discuterà come questa proprietà venga sfruttata nell'impostazione del caso di studio, e come la validazione rispetto a PLECS ne quantifichi l'impatto residuo.

Capitolo 4
Sollecitazioni sui componenti reattivi

Le prestazioni di una topologia non si esauriscono nelle perdite dei semiconduttori. La stessa ricostruzione delle forme d'onda descritta nel Cap. 3 consente di quantificare le sollecitazioni imposte ai componenti reattivi — i condensatori delle alimentazioni in continua e l'induttanza della macchina — attraverso due indici derivati direttamente dalle funzioni di commutazione: il ripple di carica sul bus in continua e il ripple di flusso in uscita.

Questo capitolo raccoglie il calcolo di tali indici: se ne danno la definizione e le espressioni analitiche, e se ne illustra l'andamento temporale in un punto di lavoro rappresentativo per ciascuna configurazione. L'estensione all'intero spazio operativo, con le mappe sul piano (M, φ) e il confronto sistematico fra le architetture, è sviluppata nel Cap. 5; la traduzione degli indici in taglia effettiva dei componenti è invece oggetto del Cap. 6.

4.1 Definizione degli indici di sollecitazione

Oltre alle perdite, la ricostruzione delle forme d'onda descritta nel Cap. 3 fornisce due indici di sollecitazione utili al dimensionamento dei componenti passivi. Non sono perdite, ma grandezze di stress derivate dalle stesse funzioni di commutazione; se ne richiamano qui la definizione e il significato, prima di analizzarne l'andamento nelle due topologie.

Corrente e ripple di carica sul bus DC. La corrente istantanea lato continua è ricostruita a partire dalle funzioni di commutazione e dalle correnti di fase; ad esempio, per il double bridge,

$$i_{dc}(t) = \sum_{x \in \{a,b,c\}} i_x(t) \left(q_{A,x}(t) - q_{B,x}(t) \right). \tag{4.1}$$

La componente alternata $i_{cap} = i_{dc} - \bar{i}_{dc}$ è quella che deve essere assorbita dal condensatore di bus. Integrandola si ottiene l'ondulazione di carica

$$Q_{dc}(t) = \int_0^t \left(i_{dc}(\tau) - \bar{i}_{dc} \right) \mathrm{d}\tau, \tag{4.2}$$

la cui escursione picco–picco $\Delta Q_{dc} = \max Q_{dc} - \min Q_{dc}$ è un indice diretto per il dimensionamento del condensatore di bus. L'integrale è calcolato numericamente e ripulito dalle residue armoniche di bassa frequenza mediante un filtraggio nel dominio della frequenza (trasformata, azzeramento delle componenti sotto una soglia, antitrasformata).

Ripple di flusso in uscita. L'integrale della componente di ripple della tensione di carico fornisce un'ondulazione di flusso concatenato

$$\lambda(t) = \int_0^t \left(v_{carico}(\tau) - \bar{v}_{carico} \right) \mathrm{d}\tau, \tag{4.3}$$

la cui escursione picco–picco $\Delta\lambda$ è proporzionale al ripple di corrente e costituisce un indicatore della qualità della forma d'onda di uscita, anch'esso trattato con lo stesso filtraggio in frequenza.

Va infine tenuta presente una differenza strutturale fra le due architetture, che condiziona la lettura degli indici: il cascaded dispone di un'alimentazione DC indipendente per ciascuna cella (bus della cella H e bus della cella L), per cui si hanno due distinti ripple di carica Q_H e Q_L; il double bridge fa invece capo a un unico bus in continua, con un solo ripple di carica Q_{dclink}.

4.2 Forme d'onda degli indici di sollecitazione

Le forme d'onda temporali riportate in questa sezione si riferiscono al punto di lavoro rappresentativo $M = 1$, $\varphi = 0$, lo stesso adottato per le perdite; le mappe dell'escursione picco–picco sull'intero piano (M, φ) sono invece riportate nel Cap. 5, dove servono al confronto fra le configurazioni.

Le Figg. 4.1, 4.2 e 4.3 riportano le forme d'onda dei due indici su un periodo fondamentale, rispettivamente per il cascaded, per il double bridge in unipolare e per il double bridge in unfolding, e consentono di leggerne il contenuto in frequenza.

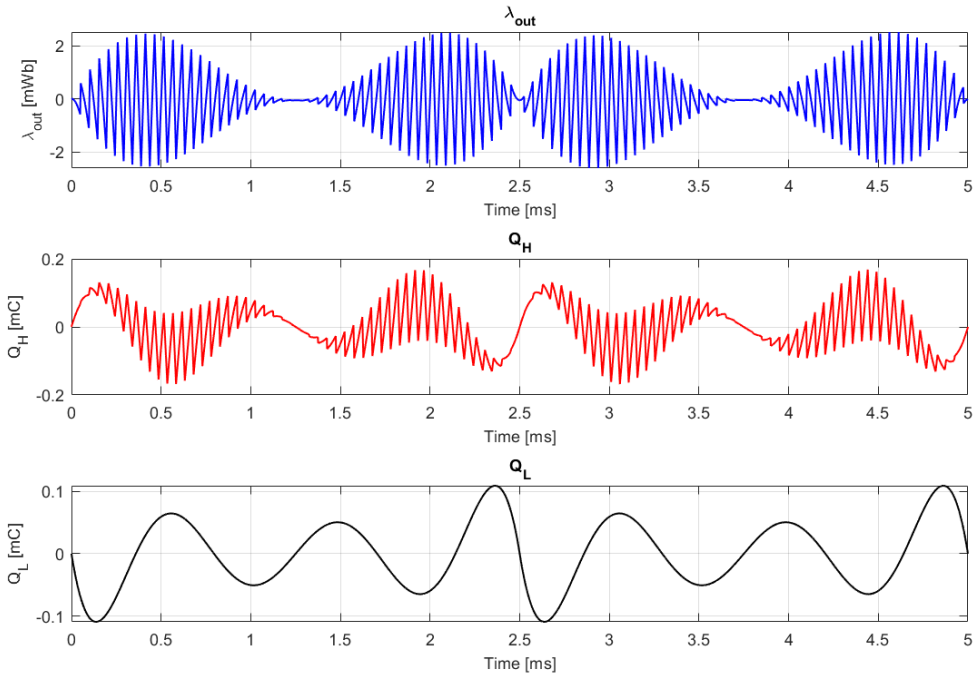


Figura 4.1: Cascaded — ripple di flusso λ_{out} e ripple di carica delle due celle Q_H (cella PWM) e Q_L (cella unfolder), a $M = 1$, $\varphi = 0$.

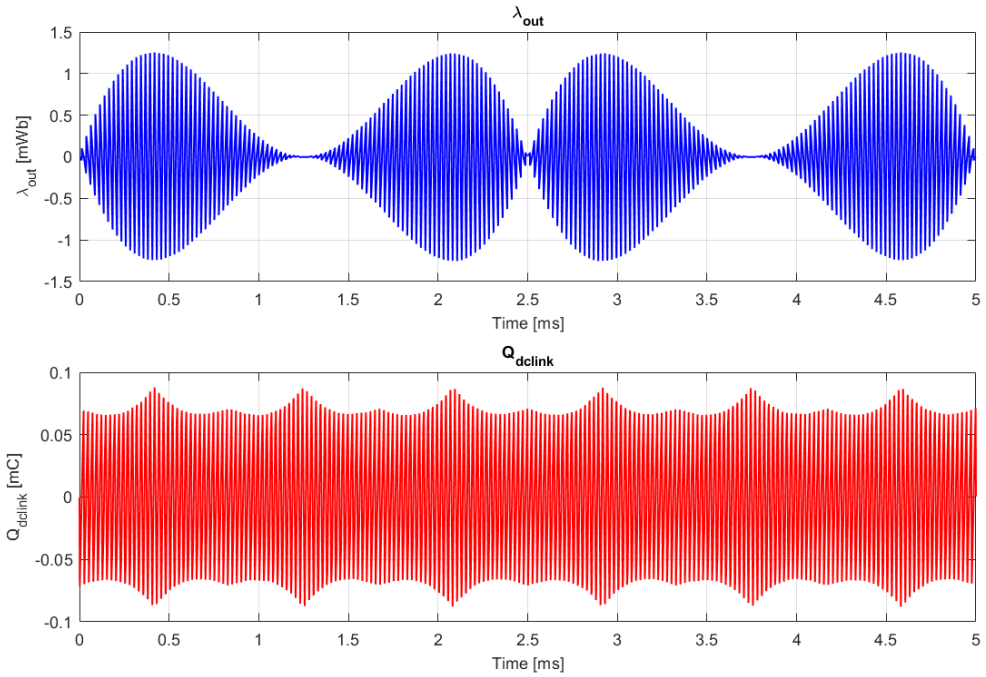


Figura 4.2: Double bridge, modulazione unipolare — ripple di flusso Λ_{out} e ripple di carica del bus Q_{dclink}, a $M = 1$, $\varphi = 0$.

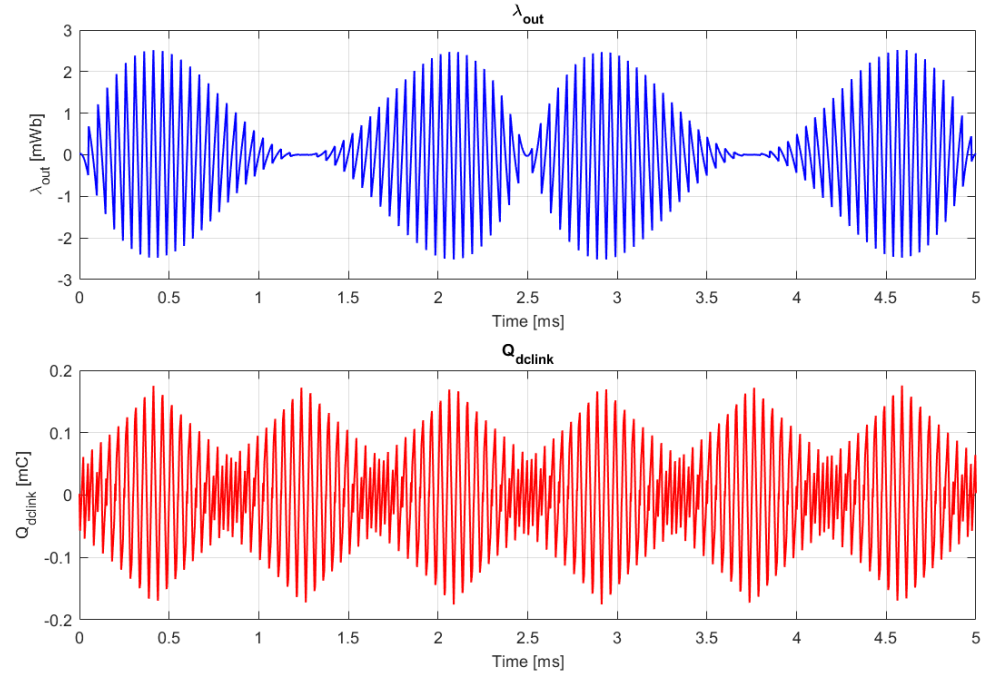


Figura 4.3: Double bridge, modulazione unfolding — ripple di flusso λ_{out} e ripple di carica del bus Q_{dclink}, a $M = 1$, $\varphi = 0$.

Ripple di flusso. Nel riquadro superiore delle Figg. 4.1, 4.2 e 4.3, in tutte le configurazioni λ_{out} è un'ondulazione alla frequenza di commutazione, modulata in ampiezza in sincronia con la fondamentale: l'inviluppo presenta due nodi per periodo, in corrispondenza degli istanti in cui il valore istantaneo del riferimento annulla il ripple. L'ampiezza distingue le configurazioni: cascaded e double bridge in unfolding presentano un ripple confrontabile ($\approx 2.5mWb$), mentre la modulazione unipolare del double bridge lo dimezza ($\approx 1.2mWb$). Quest'ultimo risultato è la firma della modulazione unipolare, che raddoppia la frequenza apparente sull'uscita differenziale e migliora quindi la qualità della forma d'onda.

Ripple di carica. Nel cascaded (Fig. 4.1, riquadri inferiori) i due bus delle celle mostrano comportamenti diversi in frequenza. Il ripple Q_H della cella PWM contiene una componente dominante a bassa frequenza (secondo armonico della fondamentale) con sovrapposta un'ondulazione ad alta frequenza; il ripple Q_L della cella unfolder è invece liscio, a bassa frequenza, privo di contenuto di commutazione (la cella commuta solo alla fondamentale). Nel double bridge, al contrario, Q_{dclink} è essenzialmente un'ondulazione ad alta frequenza con inviluppo di battimento, senza una grande componente a bassa frequenza: l'ampiezza è di $\approx 0.17mC$ in unfolding (Fig. 4.3) e si riduce a $\approx 0.09mC$ in unipolare (Fig. 4.2), con contenuto in frequenza più fitto. È questa differenza qualitativa — componente a bassa frequenza dominante nel cascaded, contenuto essenzialmente di commutazione nel double bridge — il risultato di maggiore conseguenza pratica fra quelli riportati in questa sezione.

4.3 Validazione del modello rispetto a PLECS

Il valore del doppio approccio adottato in questo lavoro sta nella complementarità dei due strumenti. PLECS offre una verifica indipendente e fisicamente più completa su punti di lavoro specifici, includendo il ripple di corrente reale, gli effetti dei tempi morti e la dinamica del circuito commutato; il modello analitico, grazie al disaccoppiamento dalla dinamica del circuito, consente di percorrere in tempi ridotti l'intero piano (M, φ) e di costruire le mappe necessarie al confronto sistematico fra le due topologie. La validazione incrociata su un insieme di punti rappresentativi è ciò che garantisce che le conclusioni tratte dalle mappe analitiche siano attendibili.

Ci si attende un buon accordo fra i due strumenti nelle condizioni in cui le ipotesi della Sez. 3.1 sono ben verificate — carico sufficientemente induttivo, funzionamento a regime, temperatura prossima al valore assunto — e scostamenti crescenti quando il ripple di corrente non è trascurabile o quando gli effetti termici dinamici diventano significativi. La verifica che segue serve appunto a quantificare questo scostamento residuo nelle condizioni del caso di studio.

Le grandezze ricostruite dal modello analitico sono state confrontate con i risultati del corrispondente modello circuitale realizzato in PLECS, simulato nelle medesime condizioni operative (Tab. 5.1). Il confronto ha un duplice scopo: verificare che le ipotesi semplificative introdotte nella Sez. 3.1 — corrente di carico sinusoidale, commutazioni ideali, temperatura di giunzione costante — non introducano errori significativi nelle grandezze di interesse,

e quantificare lo scostamento residuo, in modo da poter estendere con fiducia l'analisi all'intero piano (M, φ), dove la simulazione circuitale risulterebbe onerosa.

Per ciascuna grandezza si confrontano due indicatori sintetici: il valore picco–picco, rappresentativo dell'escursione massima e quindi direttamente legato al dimensionamento dei componenti, e il valore efficace (RMS), rappresentativo del contenuto energetico complessivo della forma d'onda. L'errore relativo è definito come

$$\varepsilon = \frac{X_{MATLAB} - X_{PLECS}}{X_{PLECS}} \cdot 100, \tag{4.4}$$

assumendo quindi come riferimento il risultato della simulazione circuitale.

Nel seguito il confronto grafico è presentato per la sola configurazione del double bridge in modulazione unipolare, assunta come caso rappresentativo; le sovrapposizioni relative alle altre configurazioni e le corrispondenti tabelle di errore sono raccolte nell'Appendice A, alla quale si rimanda per i dettagli.

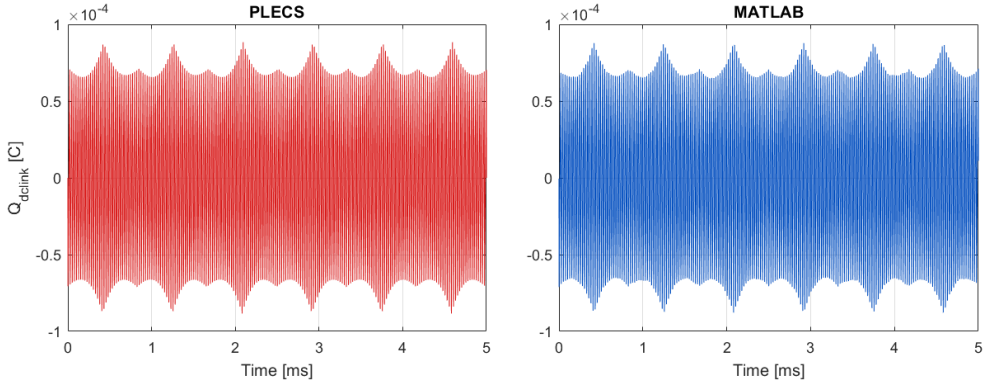


Figura 4.4: Confronto fra la forma d'onda del ripple di carica Q_{dclink} ricostruita dal modello MATLAB e quella ottenuta dalla simulazione circuitale in PLECS, su un periodo fondamentale, nelle condizioni della Tab. 5.1.

La Fig. 4.4 riporta le due forme d'onda. Le tracce risultano praticamente indistinguibili: coincidono nella frequenza dell'ondulazione, nella forma dell'inviluppo di battimento e negli istanti in cui l'ampiezza si annulla, e le differenze residue si limitano a scostamenti di entità trascurabile in corrispondenza dei picchi. Ciò conferma che la ricostruzione analitica delle funzioni di commutazione riproduce fedelmente il comportamento del circuito commutato simulato, e che le ipotesi semplificative adottate non alterano la dinamica della grandezza osservata.

Tabella 4.1: Confronto MATLAB–PLECS: ripple di carica sul bus in continua Q_{dc} (double bridge, modulazione unipolare).

Indicatore	MATLAB [mC]	PLECS [mC]	ε [%]
Escursione picco–picco	0.176	0.177	-0.66
Valore efficace	0.0452	0.0452	< 0.01

La Tab. 4.1 riporta il confronto per il ripple di carica sul bus in continua. La differenza leggermente maggiore sul picco–picco è attesa e trova spiegazione nella natura degli indicatori: mentre il valore efficace è una misura integrale, che media su tutto il periodo e risulta quindi poco sensibile alle differenze locali, il picco–picco dipende da due soli campioni estremi della forma d'onda ed è pertanto più sensibile alla risoluzione temporale della simulazione e alle non idealità presenti nel modello circuitale (in particolare i tempi morti e le transizioni di commutazione a durata finita), che il modello analitico trascura.

La stessa procedura è stata applicata al ripple di flusso in uscita λ_{out}, grandezza di natura diversa dalla precedente: mentre il ripple di carica deriva dall'integrale della corrente lato continua, il flusso è ottenuto integrando la componente di ripple della tensione di carico ed è pertanto rappresentativo della qualità della forma d'onda in uscita. Il confronto interessa la stessa configurazione (double bridge in modulazione unipolare). La simulazione PLECS è stata condotta su un intervallo di 1 s, corrispondente a 200 periodi fondamentali; poiché la grandezza osservata è nulla durante il transitorio iniziale, l'analisi è ristretta all'ultimo periodo a regime. L'origine dell'asse dei tempi delle due simulazioni non coincide, in quanto i due strumenti adottano riferimenti di fase indipendenti: le tracce sono state pertanto riallineate mediante cross-correlazione prima del confronto grafico, operazione che non altera gli indicatori sintetici, invarianti rispetto a una traslazione temporale.

Tabella 4.2: Confronto MATLAB–PLECS: ripple di flusso in uscita λ_{out} (double bridge, modulazione unipolare).

Indicatore	MATLAB [mWb]	PLECS [mWb]	ε [%]
Escursione picco–picco	2.508	2.510	-0.08
Valore efficace	0.467	0.467	< 0.01

La Fig. 4.5 riporta le due forme d'onda in pannelli distinti, rappresentate con la medesima scala verticale per consentirne il confronto diretto. L'accordo è evidente sia nel contenuto ad alta frequenza — l'ondulazione alla frequenza di commutazione — sia nell'inviluppo che la modula, con i nodi in corrispondenza degli istanti in cui il valore istantaneo del riferimento annulla il ripple. Anche l'ampiezza massima coincide, a conferma che la ricostruzione analitica delle tensioni di polo riproduce correttamente il volt–secondo applicato al carico. I valori sintetici sono raccolti nella Tab. 4.2. L'accordo è dunque ancora migliore di quello riscontrato per il ripple di carica.

4.3.1 Estensione della validazione alle altre configurazioni

La stessa procedura è stata applicata alle restanti configurazioni: il double bridge commutato in unfolding e l'inverter a celle di semiponte in cascata. Il primo caso non è una semplice ripetizione, poiché l'unfolding concentra l'attività di commutazione su un solo ponte e produce quindi forme d'onda strutturalmente diverse da quelle appena esami-

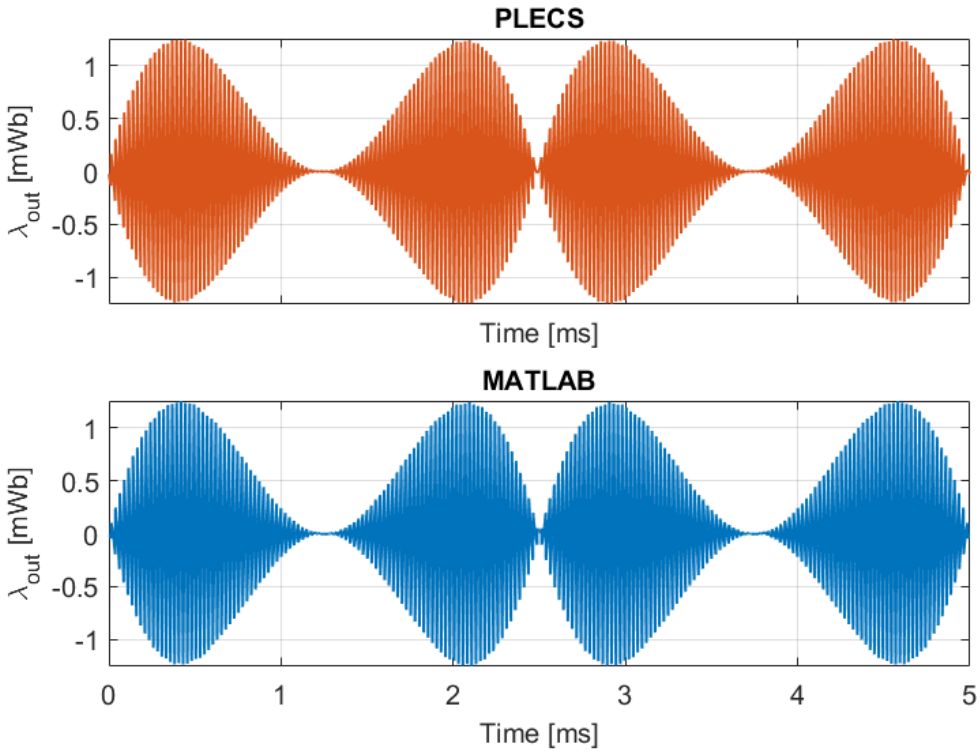


Figura 4.5: Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unipolare): in alto la ricostruzione del modello MATLAB, in basso il risultato della simulazione circuitale in PLECS. I due pannelli condividono gli assi.

nate; il secondo richiede la verifica di tre grandezze anziché due, disponendo il CHB di un'alimentazione in continua per ciascuna cella (λ_{out}, Q_H e Q_L).

L'esito è in linea con quanto riscontrato per la modulazione unipolare. Per il double bridge in unfolding gli scostamenti restano entro pochi decimi di punto percentuale su tre dei quattro indicatori, con un massimo di -1.14% sul valore picco–picco del ripple di carica. Per il CHB gli errori si mantengono entro il 2% su tutti gli indicatori, con la sola eccezione del valore picco–picco di Q_L, che si attesta al -6%: si tratta della grandezza di ampiezza minore fra quelle esaminate, per la quale differenze assolute modeste si traducono in scostamenti relativi più marcati, e l'eccezione riguarda il solo indicatore di escursione, mentre il valore efficace resta entro il 2%. In tutti i casi si conferma inoltre il comportamento già osservato, per cui l'errore sul valore efficace — misura integrale — è sistematicamente inferiore a quello sul picco–picco, che dipende da due soli campioni estremi ed è quindi più sensibile alle non idealità del modello circuitale.

Le sovrapposizioni grafiche fra modello e simulazione per queste configurazioni, insieme alle tabelle complete degli indicatori e alla discussione di dettaglio, sono riportate nell'Appendice A.

Complessivamente, la validazione conferma che il modello analitico riproduce i risultati della simulazione circuitale con scostamenti dell'ordine dell'unità percentuale, e comunque entro pochi punti percentuali nel caso più sfavorevole, per entrambe le topologie e per tutte le strategie di modulazione considerate. Ciò autorizza a impiegarlo per l'esplorazione

sistematica del piano (M, φ) e per i confronti parametrici presentati nelle sezioni precedenti, dove la sola simulazione circuitale avrebbe richiesto tempi di calcolo incompatibili con l'estensione dell'analisi.

Capitolo 5
Confronto Topologico

5.1 Criteri di confronto e ipotesi

Si definiscono in questa sezione i criteri con cui il confronto è impostato e si raccolgono tutte le ipotesi che ne delimitano il caso di studio. Esse riguardano l'equalizzazione tra le due architetture, il dispositivo e i parametri elettrici, le strategie di modulazione poste a confronto, l'estensione dello spazio operativo esplorato e la scelta delle grandezze assunte come metrica.

5.1.1 Impostazione del confronto

Il modello descritto nel Cap. 3 viene qui applicato al confronto quantitativo tra le due architetture presentate nel Cap. 2. L'obiettivo non è la caratterizzazione assoluta di un convertitore, bensì la misura della *differenza* di prestazione imputabile alla sola scelta topologica e alla strategia di modulazione associata.

Confrontare due convertitori non è un'operazione univoca: il risultato dipende in modo determinante dal vincolo che si sceglie di mantenere costante. Due topologie possono essere poste a confronto a parità di potenza erogata, di tensione di bus, di numero di dispositivi, di costo del silicio, di volume del dissipatore o di qualità della forma d'onda, e ciascuna di queste scelte produce una graduatoria diversa. Il presente lavoro adotta un criterio di *equalizzazione a livello di dispositivo*: le due architetture vengono confrontate impiegando lo stesso semiconduttore, la stessa sollecitazione in tensione e in corrente per dispositivo, la stessa frequenza di commutazione e la stessa temperatura di giunzione. Con questa scelta le differenze osservate nelle perdite e negli indici di sollecitazione non possono essere attribuite né ai componenti né al punto di lavoro, ma discendono esclusivamente dal modo in cui la topologia e la modulazione distribuiscono nel tempo la conduzione e le commutazioni.

A questo si aggiunge una seconda condizione di equità, di natura metodologica: entrambe le topologie sono elaborate dalla medesima catena di calcolo, stessa ricostruzione delle forme d'onda, stesse tabelle di dispositivo, stesse ipotesi termiche, stesso post-processing degli indici di ripple. Le approssimazioni introdotte dal modello (Sez. 3.1) agiscono quindi in egual misura sulle due architetture, e i loro effetti si elidono in larga parte nel confronto differenziale, anche laddove influenzerebbero il valore assoluto. Il confronto è pertanto più robusto delle singole stime che lo compongono.

Il capitolo è organizzato in tre parti. La prima fissa i criteri di confronto e l'insieme completo delle ipotesi del caso di studio. La seconda sviluppa il confronto sulle perdite nei semiconduttori, su due livelli progressivamente più aggregati: la firma di perdita del singolo dispositivo e le perdite totali del convertitore al variare di corrente e frequenza. La terza confronta le sollecitazioni sui componenti reattivi, i cui indici sono definiti nel Cap. 4,

estendendone la lettura all'intero spazio operativo. Chiude il capitolo la validazione del modello analitico rispetto alla simulazione circuitale, che ne quantifica l'attendibilità e ne autorizza l'estensione all'intero piano (M, φ).

5.1.2 Ipotesi di equalizzazione tra le topologie

L'unità di confronto è la *unità di potenza di fase*, definita come l'insieme dei dispositivi che, in ciascuna architettura, concorrono a imporre la tensione a una singola fase della macchina. Le ipotesi di equalizzazione sono le seguenti.

E1. **Stesso dispositivo.** Tutti gli interruttori di entrambe le topologie sono realizzati con il medesimo componente commerciale, descritto dalle medesime look-up table di conduzione e di energia di commutazione. Non si introduce alcuna ottimizzazione di dimensionamento specifica per topologia.

E2. **Stesso numero di dispositivi per fase.** Nella configurazione esaminata entrambe le architetture impiegano quattro interruttori per fase, dodici per convertitore: nel double bridge le due gambe omologhe dei ponti A e B (H_1, L_1, H_2, L_2), nel cascaded le due celle a semiponte H e L (H_h, H_l, L_h, L_l). Il cascaded è quindi considerato con $n = 2$ celle per fase, che è il numero minimo che ne realizza la struttura multilivello e, al tempo stesso, quello che rende il conteggio dei dispositivi identico a quello del double bridge. Il confronto è dunque a parità di silicio installato.

E3. **Stessa sollecitazione in tensione per dispositivo.** Ogni interruttore è sottoposto alla stessa tensione di blocco in entrambe le architetture, pari a $V_{dc} = 400\,\mathrm{V}$: nel double bridge è la tensione del bus condiviso dai due ponti, nel cascaded quella della sorgente di ciascuna cella.

E4. **Stessa corrente di fase.** La corrente imposta alla macchina è la stessa nelle due architetture, in ampiezza e in fase. Questo equivale ad assumere che le due topologie alimentino la medesima macchina nel medesimo punto di coppia e velocità: le perdite di conduzione, che dipendono dalla sola corrente condotta, risultano di conseguenza confrontabili per costruzione.

E5. **Stessa frequenza di commutazione e stessa frequenza fondamentale.** Si adotta la stessa f_{sw} per tutti i dispositivi che modulano ad alta frequenza e la stessa f_o per il riferimento.

E6. **Stessa temperatura di giunzione.** La temperatura T_j è fissata al medesimo valore per tutti i dispositivi di entrambe le architetture. Si assume implicitamente che il sistema di raffreddamento sia dimensionato in modo da garantire la stessa temperatura di lavoro, ipotesi che congela l'effetto della diversa distribuzione spaziale delle perdite sul dimensionamento termico.

5.1.3 Dispositivo e parametri elettrici

Il dispositivo di potenza adottato è il **Wolfspeed C3M0032120K**, un MOSFET in carburo di silicio (SiC) a canale N da 1200 V e 32 mΩ di resistenza di canale nominale, in package TO-247-4 (con terminale di source in configurazione Kelvin) e diodo di corpo integrato. La scelta di un MOSFET SiC è motivata dalle basse perdite di commutazione, che consentono di operare a frequenza di commutazione elevata, e dalla tenuta in tensione da 1200 V, ampiamente adeguata alla tensione di sorgente da 400 V che, in entrambe le architetture, ciascun dispositivo è chiamato a bloccare. In accordo con l'ipotesi E1, lo stesso dispositivo è utilizzato per tutti gli interruttori di entrambe le topologie.

Le caratteristiche di conduzione e le energie di commutazione utilizzate nelle look-up table del modello sono ricavate dal datasheet del C3M0032120K.[22] La resistenza di gate effettiva differisce da quella di riferimento del datasheet, e le energie di commutazione sono state pertanto riscalate secondo la (3.17). La Tab. 5.1 riassume il dispositivo e i parametri elettrici dell'analisi.

Tabella 5.1: Dispositivo e parametri dell'analisi.

Grandezza	Simbolo	Valore
Dispositivo	—	Wolfspeed C3M0032120K (SiC MOSFET)
Tensione di blocco nom.	V_{DS}	1200 V
Resistenza di canale nom.	$R_{DS(on)}$	32 mΩ
Corrente di drain nom.	I_D	63 A
Package	—	TO-247-4 (source Kelvin)
Tensione di sorgente DC	V_{dc}	400 V
Corrente di fase (RMS)	I_{rms}	20 A
Corrente di picco	$\hat{I}$	$\sqrt{2}I_{rms} \approx 28{,}3$ A
Frequenza fondamentale	f_o	200 Hz
Frequenza di commutazione	f_{sw}	20 kHz
Rapporto di frequenza	f_{sw}/f_o	100
Resistenza di gate (on)	$R_{g,on}$	1 Ω
Resistenza di gate (off)	$R_{g,off}$	1 Ω
Temperatura di giunzione	T_j	70 °C
Indice di modulazione	M	[0, 1] (10 punti)
Angolo di carico	φ	[0, $\pi/2$] (10 punti)
Dispositivi in parallelo	—	4 (12 per convertitore)

I valori di Tab. 5.1 definiscono un punto di progetto rappresentativo di un azionamento di trazione con sorgenti da 400 V e dispositivi SiC. Meritano un commento tre scelte in particolare.

Rapporto di frequenza. Il rapporto $f_{sw}/f_o = 100$ è sufficientemente elevato da giustificare il trattamento a portante naturalmente campionata e da rendere trascurabili gli effetti di sincronismo tra portante e fondamentale; al tempo stesso, la frequenza

fondamentale $f_o = 200\,\text{Hz}$ corrisponde a un funzionamento a velocità elevata, condizione in cui gli effetti della modulazione sono più marcati e il confronto più selettivo.

Frequenza di commutazione. Il valore nominale $f_{sw} = 20\,\text{kHz}$ è rappresentativo dello stato dell'arte dei convertitori SiC per trazione. Poiché la penalità di una topologia rispetto all'altra è attesa di natura prevalentemente commutativa, e quindi proporzionale a f_{sw}, questo parametro viene poi fatto variare esplicitamente nella Sez. 5.2.5: il valore nominale è dunque un punto di riferimento e non un vincolo dell'analisi.

Temperatura di giunzione. Il valore $T_j = 70\,^\circ\text{C}$ è adottato in coerenza con l'ipotesi isoterma del modello. Esso rappresenta una condizione di lavoro moderata; una temperatura più elevata aumenterebbe la $R_{DS(on)}$ e quindi le perdite di conduzione ma agendo in egual misura sulle due architetture in forza di E6, non altererebbe la struttura del confronto.

5.1.4 Ipotesi sulle strategie di modulazione

Le tre configurazioni poste a confronto sono le seguenti.

M1. **CHB con cella di bassa frequenza in funzione di unfolder.** La cella L commuta alla sola frequenza fondamentale e agisce da selettore di polarità, mentre la cella H modula ad alta frequenza.

M2. **Double bridge con modulazione unipolare.** Entrambi i ponti modulano ad alta frequenza con riferimenti in opposizione.

M3. **Double bridge con modulazione unfolding.** Il ponte B opera da unfolder alla sola frequenza fondamentale, il ponte A modula ad alta frequenza.

L'inclusione di due strategie per il double bridge e di una sola per il cascaded non è una asimmetria del confronto, ma ne è un elemento costitutivo: le configurazioni M1 e M3 sono strutturalmente omologhe — in entrambe l'unità di potenza si compone di una parte che modula ad alta frequenza e di una che opera da unfolder — mentre M2 rappresenta l'alternativa in cui l'attività di commutazione è distribuita su tutti i dispositivi. Il confronto è quindi articolato su due assi: fra topologie a parità di logica di modulazione (M1 contro M3) e fra strategie di modulazione a parità di topologia (M2 contro M3). La diagnosi delle differenze osservate discende dalla lettura congiunta dei due assi.

5.1.5 Ipotesi sullo spazio operativo esplorato

Lo spazio operativo è descritto dalla coppia (M, φ), con M indice di modulazione e φ angolo di carico. Si assumono le seguenti delimitazioni.

- L'indice di modulazione è esplorato in $M \in [0, 1]$ su una griglia di dieci punti: si esclude quindi il funzionamento in sovramodulazione, in cui la ricostruzione analitica delle forme d'onda perderebbe di significato per effetto della saturazione dei duty cycle.

- L'angolo di carico è esplorato in $\varphi \in [0, \pi/2]$ su dieci punti e le mappe risultanti sono riflesse rispetto a $\varphi = 0$ per coprire l'intervallo $[-\pi/2, +\pi/2]$. Questa operazione presuppone la simmetria delle grandezze di interesse tra funzionamento da motore e da generatore, simmetria che discende dall'assunzione di dispositivi con caratteristica di conduzione simmetrica.

- Le forme d'onda istantanee, riportate a titolo illustrativo, fanno riferimento al singolo punto $M = 1$, $\varphi = 0$, ossia a massima modulazione e fattore di spostamento unitario. È il punto di massima potenza attiva erogata e, come tale, quello in cui le perdite assumono il valore più elevato; non è però il punto di massima sollecitazione per gli indici di ripple, che come si vedrà presentano massimi in condizioni diverse. La distinzione è importante e giustifica il ricorso alle mappe accanto alle forme d'onda.

- Gli sweep monoparametrici della Sez. 5.2.5 sono condotti a $M = 1$, $\cos\varphi = 1$, facendo variare alternativamente la corrente di fase (a f_{sw} nominale) e la frequenza di commutazione (a corrente nominale). Si assume cioè che gli effetti di I_{rms} e f_{sw} siano separabili, ipotesi ragionevole poiché i due parametri agiscono su meccanismi distinti — rispettivamente l'ampiezza dell'energia per evento e il numero di eventi — e non su una loro combinazione non lineare.

- Lo sweep in corrente è esteso fino a $I_{\mathrm{rms}} = 50\,\mathrm{A}$, cui corrisponde $\hat{I} = 70{,}7\,\mathrm{A}$: oltre 45 A circa di valore efficace si eccede la corrente nominale del dispositivo e ci si avvicina al limite superiore delle tabelle di catalogo, dove il modello satura ai valori di bordo. La parte terminale delle curve della Fig. 5.7 va pertanto letta come estrapolazione qualitativa; nella stessa regione la potenza dissipata per dispositivo rende inoltre insostenibile l'ipotesi isoterma.

5.1.6 Ipotesi sulle grandezze di confronto

Il confronto è condotto su quattro famiglie di grandezze, tutte prodotte dalla medesima catena di calcolo.

G1. **Perdite per dispositivo**, nella forma delle potenze istantanee di conduzione e di commutazione su un periodo fondamentale. Consentono di leggere la *distribuzione* delle perdite fra i dispositivi, informazione che il solo dato aggregato nasconde e che è invece determinante per il dimensionamento termico e per l'uniformità di invecchiamento.

G2. **Perdite totali del convertitore**, ottenute sommando i contributi dei quattro dispositivi dell'unità di potenza e moltiplicando per le tre fasi. Si assume cioè che le tre fasi siano equivalenti a meno di uno sfasamento e che le perdite medie su un

periodo fondamentale siano pertanto identiche, ipotesi lecita in regime sinusoidale simmetrico.

G3. **Ripple di flusso in uscita** $\Delta\lambda_{out}$, assunto come indicatore della qualità della forma d'onda applicata alla macchina.

G4. **Ripple di carica sulle alimentazioni in continua** ΔQ, assunto come indicatore per il dimensionamento dei condensatori di bus. Qui va premessa una differenza strutturale che ha conseguenze dirette sull'interpretazione: il cascaded dispone di un'alimentazione indipendente per ciascuna cella, e presenta quindi due distinti ripple di carica Q_H e Q_L, mentre il double bridge fa capo a un unico bus con un solo ripple Q_{dclink}. Il confronto fra queste grandezze non è pertanto un confronto uno-a-uno fra numeri omologhi, ma un confronto fra *architetture di alimentazione*: nel cascaded ogni bus serve una sola fase, nel double bridge un solo bus serve tutte e tre.

Restano escluse dal confronto quantitativo le perdite nei componenti passivi, nella macchina e nel cablaggio, nonché le perdite di pilotaggio: l'analisi è circoscritta ai semiconduttori di potenza e agli indici di sollecitazione da essi generati.

5.1.7 Ipotesi ereditate dal modello e loro effetto sul confronto

Il caso di studio eredita integralmente le ipotesi costitutive del modello: corrente di carico sinusoidale, commutazioni ideali nella generazione delle forme d'onda, temperatura di giunzione costante, regime permanente su un periodo fondamentale, validità dei dati di catalogo con interpolazione lineare e saturazione ai bordi, correzione analitica per la resistenza di gate. È opportuno esplicitare quale effetto ciascuna di esse produca sul confronto, che è cosa diversa dall'effetto sul singolo valore assoluto.

La trascuratezza del ripple di corrente comporta una lieve sottostima delle perdite di conduzione. Poiché l'ampiezza del ripple di corrente differisce fra le tre configurazioni — essendo proporzionale al ripple di flusso, che la modulazione unipolare dimezza — questa sottostima non è rigorosamente identica per tutte; è tuttavia di secondo ordine, poiché il contributo del ripple al valore efficace della corrente entra al quadrato ed è piccolo rispetto alla fondamentale nelle condizioni di carico induttivo assunte.

L'ipotesi isoterma sopprime la retroazione elettro-termica. Poiché la configurazione unipolare dissipa più delle altre, in un modello elettro-termico completo essa lavorerebbe a temperatura più elevata e vedrebbe quindi le proprie perdite di conduzione ulteriormente accresciute: la penalità misurata in questo lavoro è pertanto da intendersi come stima *conservativa* per difetto. Analogamente, la forte disuniformità della distribuzione delle perdite nelle configurazioni con unfolder (M1 e M3) produrrebbe temperature di giunzione diverse fra i dispositivi della stessa unità di potenza, effetto che l'ipotesi isoterma non cattura e che va ripreso in sede di progetto termico.

L'assenza dei tempi morti e delle non idealità di commutazione agisce in modo pressoché identico sulle configurazioni che commutano ad alta frequenza, mentre è irrilevante per i

dispositivi che operano da unfolder, i quali commutano due volte per periodo fondamentale. Ne segue che l'errore introdotto non è distribuito uniformemente fra le configurazioni, ma si concentra proprio dove le perdite sono maggiori: è questa la ragione per cui la validazione rispetto a PLECS è condotta su tutte e tre le configurazioni, e non su una sola assunta come rappresentativa.

In definitiva, le approssimazioni del modello agiscono in larga parte nello stesso verso e con la stessa legge sulle tre configurazioni, e i loro effetti si elidono nel confronto differenziale; laddove ciò non accade, l'effetto residuo è stato identificato e va nel senso di attenuare, non di amplificare, le differenze osservate. Le mappe di perdita sul piano (M, φ) costituiscono il risultato principale del modello: il confronto fra le mappe omologhe delle due topologie, calcolate con la medesima catena e gli stessi dati, è ciò che fonda l'analisi comparativa sviluppata nel seguito.

5.2 Perdite nei semiconduttori

Il primo asse del confronto riguarda la dissipazione nei semiconduttori di potenza. Se ne descrive dapprima la procedura di mappatura sullo spazio operativo, quindi la firma di perdita istantanea dei singoli dispositivi nel punto di lavoro rappresentativo, e infine il bilancio aggregato del convertitore al variare della corrente di fase e della frequenza di commutazione.

5.2.1 Sweep sullo spazio operativo e mappe di perdita

Il livello più esterno del modello esplora sistematicamente lo spazio di funzionamento del convertitore, definito dall'indice di modulazione M e dall'angolo di carico φ. Data una griglia di valori $\{M_i\}_{i=1}^{n_M}$ e $\{\varphi_j\}_{j=1}^{n_\varphi}$, per ogni coppia (M_i, φ_j) si eseguono in sequenza la ricostruzione delle forme d'onda e il calcolo delle perdite dell'unità di potenza, memorizzando i risultati in matrici bidimensionali:

$$P_{cond}[i,j], \qquad P_{sw}[i,j], \qquad P_{loss}[i,j], \tag{5.1}$$

e analogamente per i contributi dei singoli dispositivi e per gli indici di sollecitazione $\Delta Q_{dc}[i,j]$ e $\Delta\lambda[i,j]$ (Sez. 4.1). Il risultato è una famiglia di mappe di perdita sul piano (M, φ). Poiché l'angolo di carico può assumere segno positivo o negativo (funzionamento da motore o da generatore), le mappe vengono riflesse rispetto all'asse $\varphi = 0$ per coprire l'intero intervallo $\varphi \in \left[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right]$.

Le mappe così ottenute costituiscono l'uscita di più alto livello del modello: esse restituiscono, per ogni punto di lavoro, la ripartizione tra perdite di conduzione e di commutazione e le sollecitazioni sui componenti passivi, in una forma leggibile a colpo d'occhio e adatta a essere confrontata fra configurazioni diverse.

5.2.2 Forme d'onda delle perdite

Le forme d'onda istantanee di perdita riportate nel seguito si riferiscono al singolo punto di lavoro rappresentativo $M = 1$, $\varphi = 0$; il periodo fondamentale vale $T_o = 1/f_o = 5ms$.

Per ciascuna topologia si riportano le forme d'onda istantanee delle perdite di conduzione e di commutazione dei quattro interruttori dell'unità di potenza, generate dal modello MATLAB. Per il double bridge sono considerate entrambe le strategie di modulazione (unipolare e unfolding), mentre il cascaded a celle di semiponte impiega la modulazione con cella di bassa frequenza in funzione di unfolder.

Le sei figure che seguono sono organizzate in coppie, una per configurazione: le Figg. 5.1 e 5.2 per il cascaded, le Figg. 5.3 e 5.4 per il double bridge in modulazione unipolare, le Figg. 5.5 e 5.6 per il double bridge in unfolding. In ciascuna figura i quattro riquadri corrispondono ai quattro interruttori dell'unità di potenza.

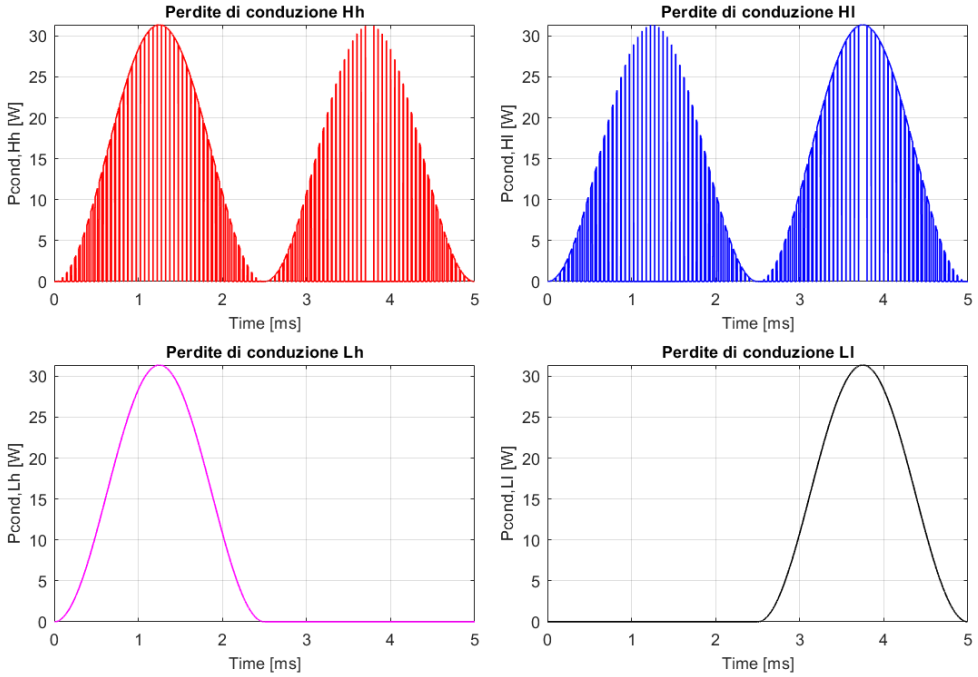


Figura 5.1: Cascaded (celle a semiponte) — perdite di conduzione istantanee dei quattro interruttori H_h, H_l (cella H, alta frequenza) e L_h, L_l (cella L, unfolder).

5.2.3 Analisi descrittiva

Perdite di conduzione. La potenza di conduzione istantanea segue la legge $p_{cond}(t) = |i(t)|\, V_{on}(|i|, T_j)$; poiché nel MOSFET la caduta di stato acceso è essenzialmente resistiva, $V_{on} \approx R_{DS(on)}(T_j)\, |i|$, la potenza cresce con il quadrato della corrente, $p_{cond} \approx R_{DS(on)}(T_j)\, i^2$. L'inviluppo è quindi una sinusoide al quadrato, con massimi in corrispondenza dei picchi di corrente e zeri ai passaggi per lo zero. A $M = 1$, $\varphi = 0$ il valore di picco è di circa 31 W ed è il medesimo per tutti gli interruttori che conducono, poiché il dispositivo e la corrente

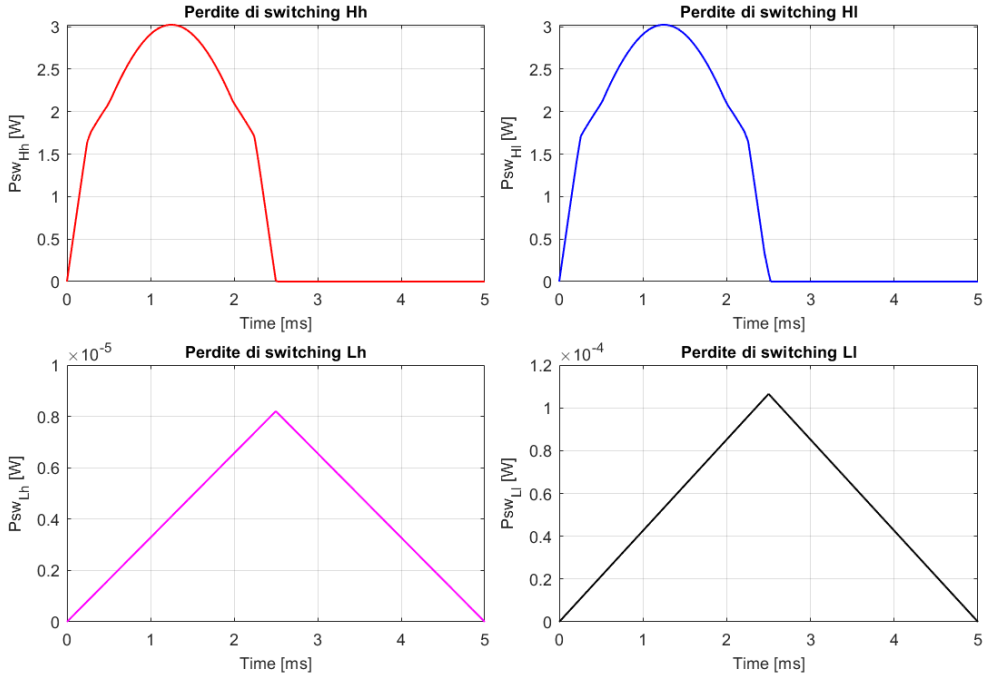


Figura 5.2: Cascaded (celle a semiponte) — perdite di commutazione istantanee.

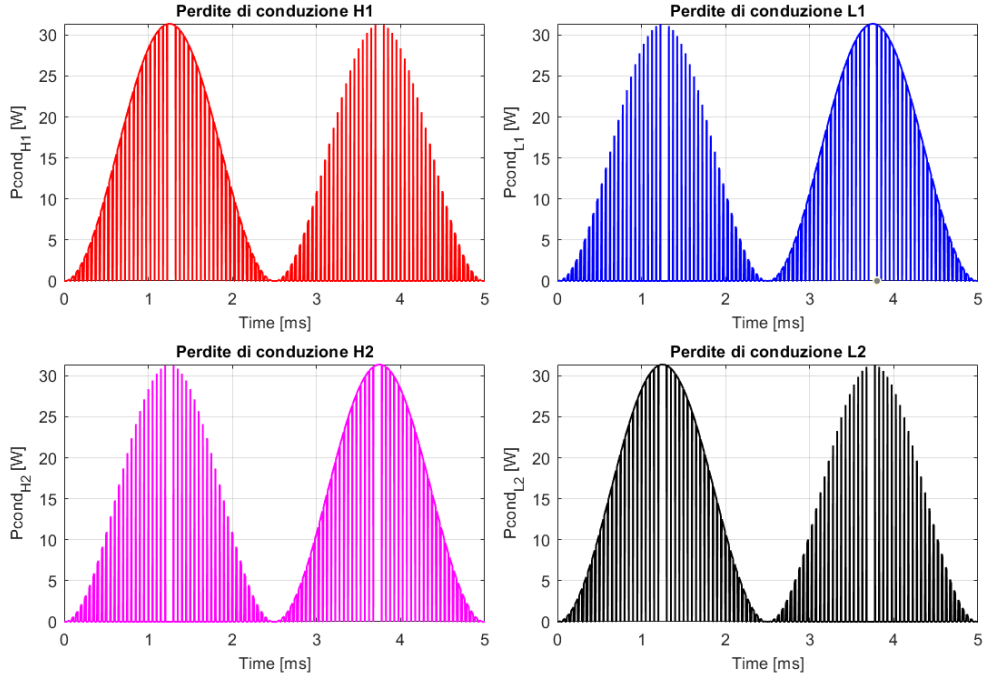


Figura 5.3: Double bridge, modulazione unipolare — perdite di conduzione istantanee di H_1, L_1 (ponte A) e H_2, L_2 (ponte B).

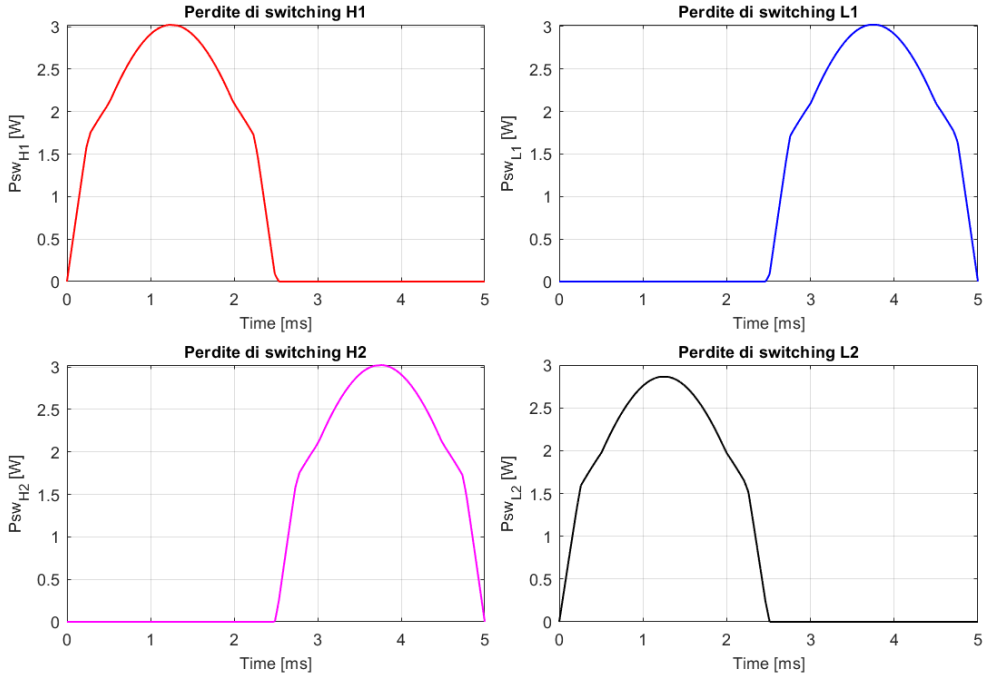


Figura 5.4: Double bridge, modulazione unipolare — perdite di commutazione istantanee.

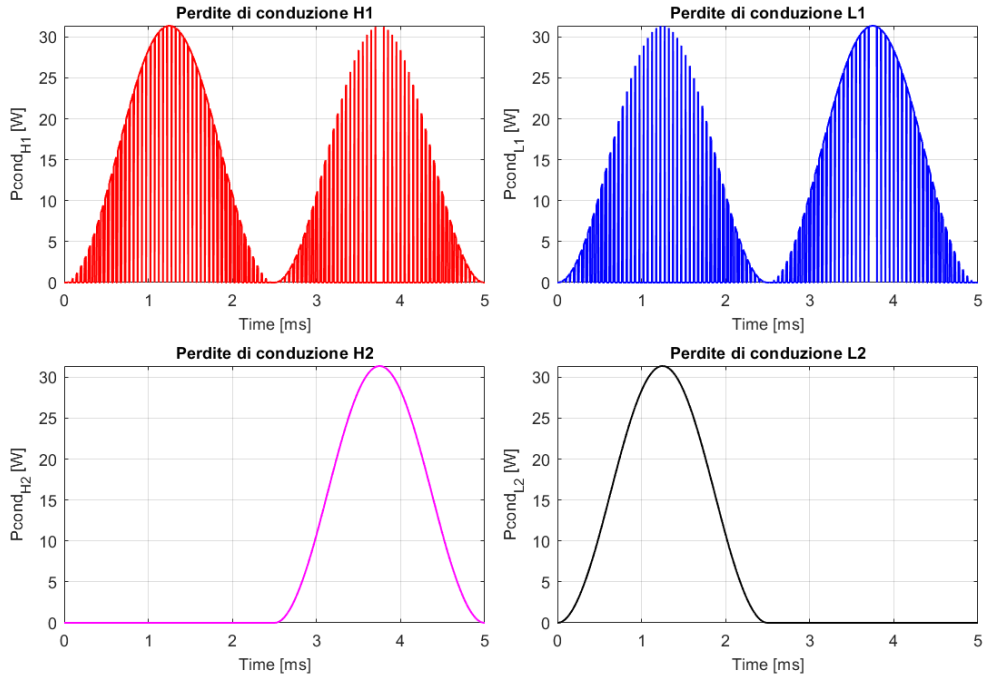


Figura 5.5: Double bridge, modulazione unfolding — perdite di conduzione istantanee.

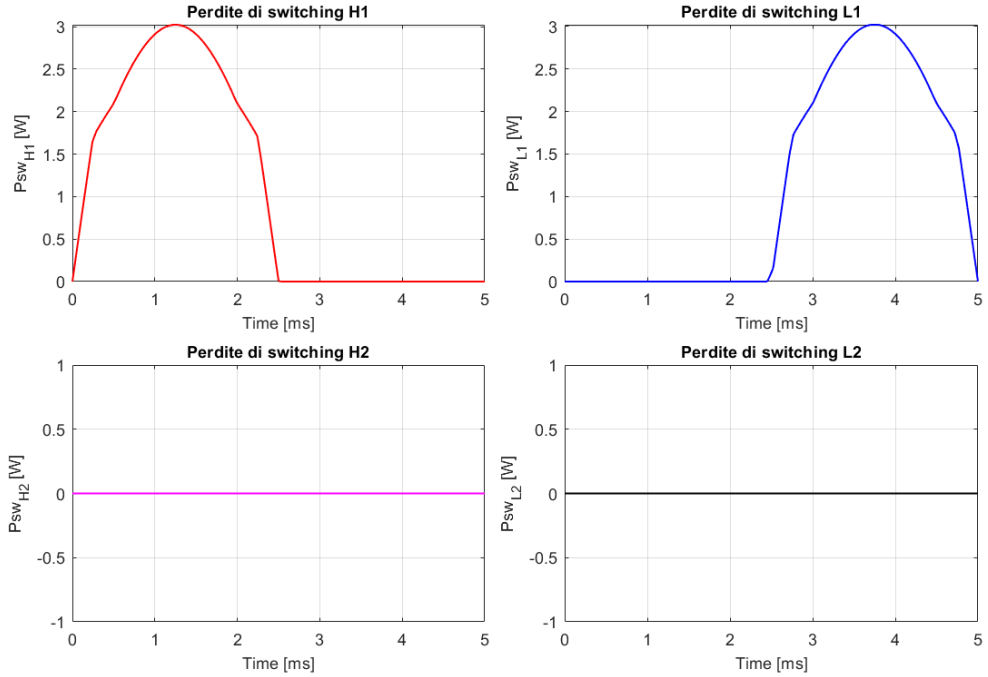


Figura 5.6: Double bridge, modulazione unfolding — perdite di commutazione istantanee.

di fase sono gli stessi: ciò che cambia tra i dispositivi è soltanto la distribuzione temporale della conduzione, non la sua intensità.

Gli interruttori che modulano ad alta frequenza (cella H nel cascaded, Fig. 5.1; entrambi i ponti nell'unipolare, Fig. 5.3; ponte A nell'unfolding, Fig. 5.5) presentano un inviluppo sinusoidale al quadrato "ritagliato" dalla portante a 20 kHz: le fitte linee verticali corrispondono ai 100 periodi di commutazione contenuti nel periodo fondamentale, e la conduzione si distribuisce su entrambe le semionde (due lobi). Gli interruttori che operano da unfolder (cella L nel cascaded, ponte B nell'unfolding) conducono invece con continuità per una sola semionda, dando luogo a un unico lobo liscio, privo di ondulazione ad alta frequenza, sfasato di mezzo periodo tra il dispositivo di lato alto e quello di lato basso.

Perdite di commutazione. Le perdite di commutazione sono valutate in corrispondenza di ciascun fronte, con energia proporzionale alla corrente commutata e alla tensione di blocco, qui pari a $V_{dc} = 400\,\mathrm{V}$ per tutti i dispositivi di entrambe le architetture in forza dell'ipotesi E3. Sugli interruttori ad alta frequenza (Figg. 5.2, 5.4 e 5.6) esse formano un lobo di ampiezza dell'ordine di 3 W, concentrato nella semionda in cui il dispositivo commuta effettivamente la corrente di carico (per $\varphi = 0$, la semionda di corrente positiva); nell'altra semionda la corrente è condotta dal diodo di corpo o dal dispositivo complementare e il contributo di commutazione del transistore è trascurabile. Gli interruttori che fungono da unfolder, commutando alla sola frequenza fondamentale, presentano perdite di commutazione inferiori di quattro- cinque ordini di grandezza (dal μW alla frazione di mW): il divario è tale da richiedere scale verticali diverse per le due celle all'interno della stessa figura, come si osserva in Fig. 5.2 per il cascaded e in Fig. 5.6 per il ponte B del double bridge in unfolding. sono di fatto irrilevanti nel bilancio, e la

loro forma triangolare è solo l'effetto della distribuzione sull'asse dei tempi del singolo evento di commutazione per semionda.

5.2.4 Analisi di similarità

Simmetria interna a ciascuna topologia. In tutte le configurazioni i quattro interruttori mostrano forme d'onda tra loro simili a meno di una traslazione temporale: i dispositivi complementari di uno stesso ramo hanno inviluppi speculari, e i dispositivi di lato alto e di lato basso risultano sfasati di mezzo periodo fondamentale. Questa simmetria riflette la simmetria del funzionamento trifase sinusoidale e comporta una ripartizione uniforme delle perdite di conduzione tra i dispositivi, mentre le perdite di commutazione si addossano ai soli interruttori ad alta frequenza.

Confronto tra le modulazioni del double bridge. Le due strategie si distinguono nettamente proprio nella ripartizione delle perdite di commutazione. Con modulazione unipolare tutti e quattro gli interruttori commutano ad alta frequenza e presentano lobi di commutazione confrontabili (circa 3 W di picco ciascuno): la perdita di commutazione totale è massima ma distribuita in modo uniforme. Con modulazione unfolding l'attività di commutazione si concentra su un solo ponte, mentre l'altro, operando da unfolder, contribuisce in modo trascurabile: la perdita di commutazione complessiva si riduce sensibilmente, al prezzo di una distribuzione fortemente disuniforme tra i dispositivi. Le perdite di conduzione, invece, restano sostanzialmente invariate tra le due modulazioni, dipendendo dalla sola corrente.

Similarità tra le topologie. Il risultato più significativo è la stretta corrispondenza tra il cascaded a celle di semiponte e il double bridge in modulazione unfolding. In entrambi i casi l'unità di potenza è composta da una parte che modula ad alta frequenza (cella H; ponte A) e da una che opera da unfolder a frequenza fondamentale (cella L; ponte B): le firme di perdita per dispositivo risultano di conseguenza pressoché sovrapponibili — stessi inviluppi di conduzione sinusoidali al quadrato con identico picco (≈ 31 W), stessi lobi di commutazione (≈ 3 W) sui dispositivi ad alta frequenza e perdite di commutazione trascurabili sugli unfolder. Questa similarità strutturale, oltre a costituire il fondamento del confronto tra le due architetture, fornisce un controllo di coerenza del modello: configurazioni topologicamente analoghe, elaborate con la stessa catena di calcolo, restituiscono distribuzioni di perdita coerenti tra loro e con le attese teoriche, in linea con la validazione incrociata effettuata su PLECS.

5.2.5 Confronto delle perdite totali al variare di corrente e frequenza

L'analisi per dispositivo della Sez. 5.2.3 viene qui sintetizzata nelle perdite totali del convertitore (somma sui quattro interruttori dell'unità di potenza, moltiplicata per le tre fasi) ed estesa all'intero spazio di funzionamento, spazzando prima la corrente di fase

— a frequenza di commutazione nominale — e poi la frequenza di commutazione — a corrente nominale. Per un confronto equo il dispositivo è lo stesso in tutte le configurazioni (Wolfspeed C3M0032120K) e il double bridge è riportato in entrambe le modulazioni, unipolare e unfolding. In ciascuna figura il pannello superiore mostra le perdite totali, quello intermedio lo scarto assoluto rispetto al CHB e quello inferiore lo stesso scarto in forma percentuale.

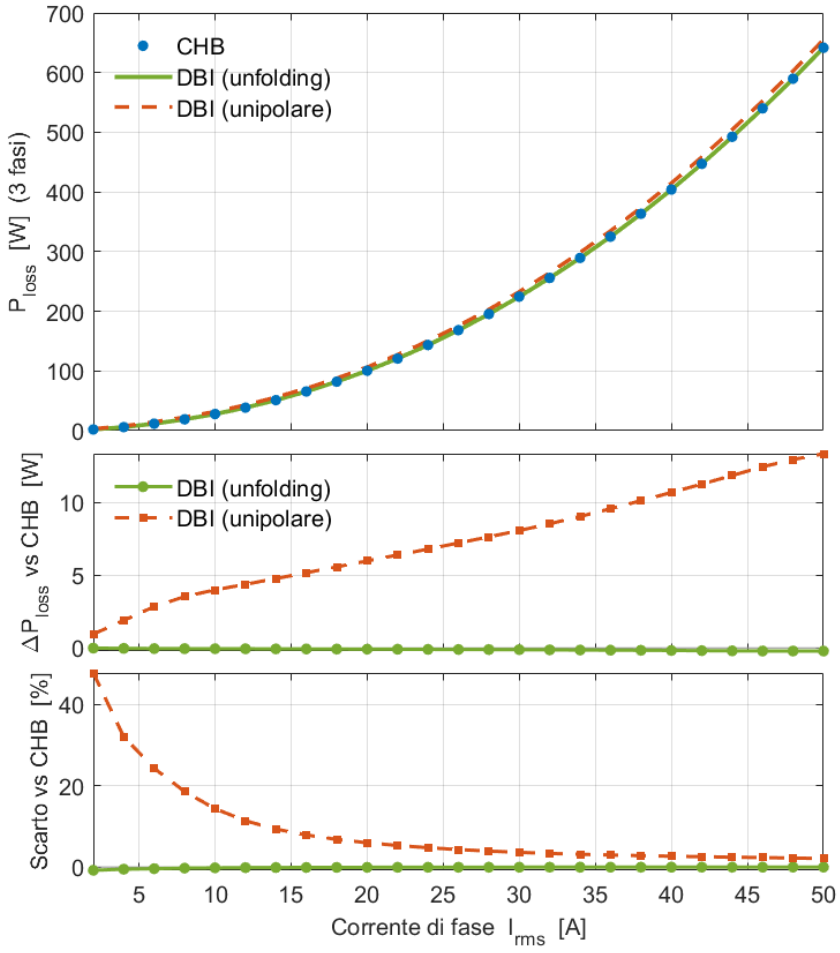


Figura 5.7: Perdite totali del convertitore in funzione della corrente di fase (C3M0032120K, $M = 1$, $\cos\varphi = 1$, $f_{sw} = 20\,\text{kHz}$, $T_j = 70\,^\circ\text{C}$). Dall'alto: perdite totali delle tre configurazioni (i marcatori del CHB cadono sulla curva del DBI in unfolding); scarto assoluto ΔP_{loss} rispetto al CHB; scarto percentuale.

La Fig. 5.7 riporta la dipendenza dalla corrente. Nel pannello superiore le perdite crescono in modo marcatamente non lineare: a corrente elevata domina il contributo di conduzione, che varia con il quadrato della corrente ($P_{cond} \propto I^2$), mentre a corrente ridotta pesa relativamente di più la commutazione, che cresce invece linearmente ($P_{sw} \propto I$). Il dato più rilevante è la sostanziale coincidenza tra il CHB e il double bridge in unfolding: i marcatori del primo si sovrappongono alla curva del secondo su tutto l'intervallo, a conferma dell'equivalenza strutturale già osservata a livello di singolo dispositivo. Il double

bridge unipolare si colloca invece stabilmente al di sopra, per via del maggior numero di gambe che commutano ad alta frequenza. Questa distanza è quantificata nei due pannelli inferiori: lo scarto assoluto dell'unipolare cresce con la corrente (seguendo l'andamento lineare della penalità di commutazione), mentre lo scarto percentuale diminuisce, perché il denominatore — le perdite totali, dominate dalla conduzione — cresce più rapidamente del numeratore. In altre parole, all'aumentare del carico le due topologie si allontanano in valore assoluto ma si avvicinano in termini relativi; lo scarto del DBI in unfolding resta trascurabile per tutta l'escursione.

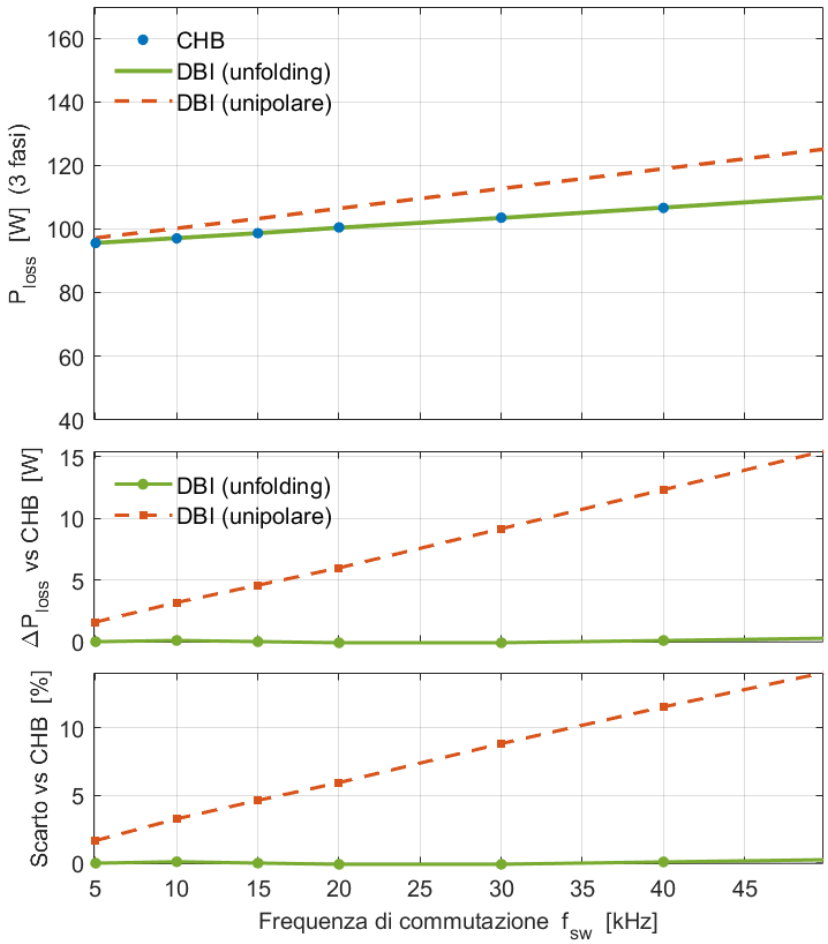


Figura 5.8: Perdite totali del convertitore in funzione della frequenza di commutazione (C3M0032120K, $M = 1$, $\cos\varphi = 1$, $I_{rms} = 20\,\mathrm{A}$, $T_j = 70\,^\circ\mathrm{C}$). Stessa disposizione dei pannelli della Fig. 5.7.

La Fig. 5.8 mostra la dipendenza dalla frequenza di commutazione a corrente costante. Qui le perdite crescono in modo pressoché lineare con f_{sw}: la conduzione è indipendente dalla frequenza e costituisce un "pavimento" comune verso cui tendono tutte le curve a bassa frequenza, mentre la commutazione aumenta proporzionalmente al numero di eventi per periodo fondamentale ($P_{sw} \propto f_{sw}$). Poiché il double bridge unipolare commuta con circa il doppio delle transizioni del CHB (o del DBI in unfolding), la sua pendenza rispetto

a f_{sw} è all'incirca doppia: di conseguenza, a differenza del caso in corrente, sia lo scarto assoluto sia quello percentuale crescono con la frequenza. Il CHB e il DBI in unfolding restano invece sovrapposti a tutte le frequenze considerate.

Nel complesso, le due figure delineano un quadro coerente. Il CHB e il double bridge in unfolding sono energeticamente equivalenti su tutto lo spazio di funzionamento esplorato, il che costituisce anche un controllo di consistenza del modello. Il double bridge in modulazione unipolare comporta invece una penalità di perdite di natura puramente commutativa: irrilevante in percentuale ad alta corrente, ma tanto più significativa quanto più si innalza la frequenza di commutazione. Ne discende un'indicazione progettuale netta — particolarmente rilevante sfruttando la capacità dei dispositivi SiC di operare ad alta frequenza: la scelta della modulazione del double bridge incide sul rendimento soprattutto nel funzionamento ad alta f_{sw}, mentre a livello di perdite il CHB non offre vantaggi rispetto al DBI in unfolding. Questa lettura si integra con il confronto sulle sollecitazioni ai componenti passivi (Sez. 5.3) e con l'analisi dell'impatto sulle batterie (Cap. 7) nel bilancio complessivo pro/contro fra le due architetture.

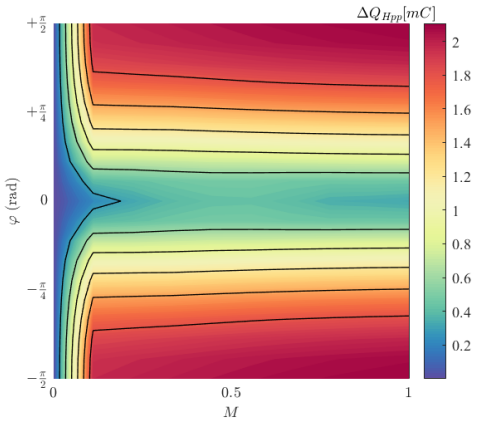
5.3 Stress sui componenti reattivi

Il secondo asse del confronto riguarda le sollecitazioni imposte ai componenti reattivi. Gli indici impiegati — il ripple di carica ΔQ sulle alimentazioni in continua e il ripple di flusso $\Delta\lambda$ in uscita — sono definiti nel Cap. 4, dove se ne illustrano anche le forme d'onda temporali nel punto di lavoro rappresentativo (Figg. 4.1, 4.2 e 4.3). Qui l'analisi viene estesa all'intero spazio operativo, attraverso le mappe dell'escursione picco–picco sul piano (M, φ), e tradotta nel confronto fra le architetture.

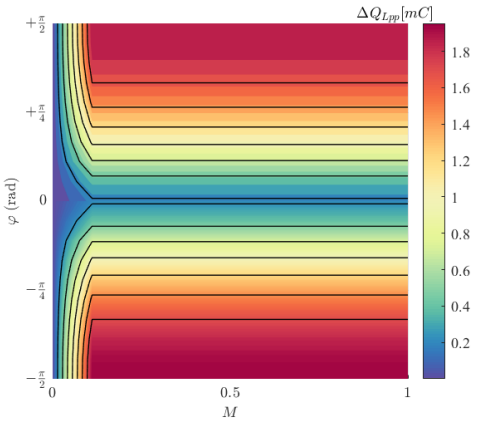
5.3.1 Mappe del ripple di carica

Le Figg. 5.9 e 5.10 riportano le mappe dell'escursione picco–picco del ripple di carica sull'intero piano (M, φ) e mostrano dove ciascuna configurazione è sollecitata di più.

Le mappe del cascaded (Fig. 5.9) sono quasi indipendenti da M (per $M \gtrsim 0.2$) e fortemente dipendenti dall'angolo di carico: il ripple è minimo a $\varphi = 0$ e cresce in modo monotono verso $\varphi = \pm\pi/2$, dove raggiunge il massimo; l'andamento è simmetrico rispetto a $\varphi = 0$ e le due celle H e L presentano mappe pressoché identiche (Figg. 5.9a e 5.9b), a conferma del fatto che la sollecitazione si ripartisce equamente fra i due bus. Le mappe del double bridge (Fig. 5.10) dipendono invece sia da M sia da φ, con il massimo a modulazione intermedia: la modulazione unipolare (Fig. 5.10a) mostra un picco concentrico centrato attorno a $M \approx 0.6$, $\varphi = 0$, mentre l'unfolding (Fig. 5.10b) presenta un minimo locale in $M \approx 0.65$, $\varphi = 0$ con lobi spostati verso angoli di carico maggiori. Si noti inoltre la differenza di scala fra le due famiglie di mappe: il massimo del cascaded è di circa un ordine di grandezza superiore a quello del double bridge, differenza che si ripercuote direttamente sul dimensionamento dei condensatori di bus.

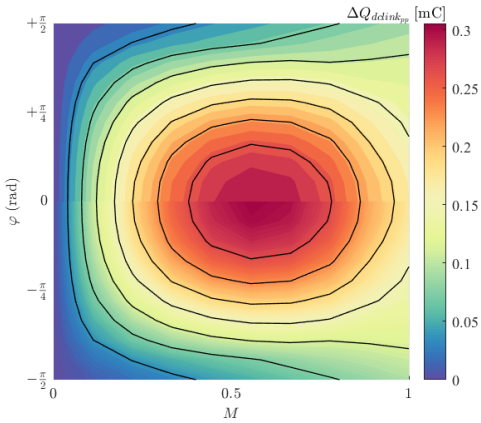


(a) cella H (ΔQ_{Hpp})

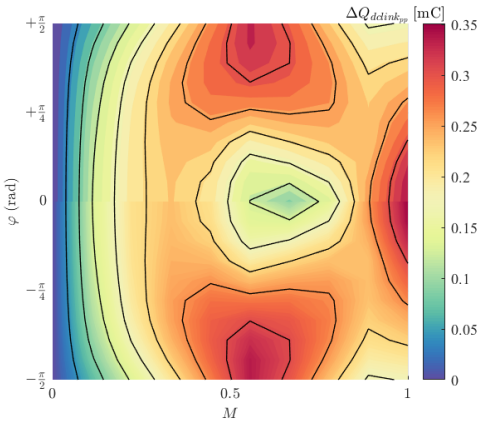


(b) cella L (ΔQ_{Lpp})

Figura 5.9: Cascaded — mappe del ripple di carica picco–picco sul piano (M, φ).



(a) modulazione unipolare



(b) modulazione unfolding

Figura 5.10: Double bridge — mappe del ripple di carica del bus ΔQ_{dclink} sul piano (M, φ).

5.3.2 Analisi di similarità

Ripple di flusso. Si ritrova la stessa corrispondenza osservata per le perdite: il ripple di flusso del cascaded è praticamente sovrapponibile a quello del double bridge in unfolding, sia in ampiezza sia nella forma dell'inviluppo con i due nodi per periodo. Ciò conferma l'analogia strutturale tra le due configurazioni (una parte PWM più una parte unfolder). La modulazione unipolare del double bridge si distacca da entrambe, dimezzando il ripple di flusso grazie al raddoppio della frequenza apparente.

Ripple di carica. Qui emerge invece la differenza più marcata tra le due architetture, riconducibile alla diversa struttura delle alimentazioni. Nel cascaded ogni bus alimenta una singola fase: la corrente di cella conserva una forte componente a bassa frequenza (pulsazione a $2\omega_0$ della potenza monofase) il cui integrale è ampio, e il ripple di carica risulta dell'ordine di 10^{-3}, governato quasi esclusivamente dall'angolo di carico (massimo

a carico puramente reattivo, $\varphi = \pm\pi/2$). Nel double bridge, invece, l'unico bus raccoglie le tre fasi: le componenti a bassa frequenza si compensano largamente nella somma trifase e resta prevalentemente il ripple di commutazione, con un ripple di carica di un ordine di grandezza inferiore ($\sim 10^{-4}$) e con massimo a modulazione intermedia. In sintesi, le due celle del cascaded richiedono condensatori più grandi ma tra loro identici (mappe ΔQ_{Hpp} e ΔQ_{Lpp} quasi coincidenti, dimensionamento simmetrico e dettato dal punto di lavoro più reattivo), mentre il double bridge richiede un solo condensatore, più piccolo, dimensionato a modulazione intermedia e fattore di potenza unitario. Tra le due modulazioni del double bridge, l'unipolare presenta il ripple di carica minore.

Capitolo 6

Dimensionamento preliminare e confronto degli ingombri

Gli indici di sollecitazione del Cap. 4 sono grandezze normalizzate: dicono quanta carica il bus in continua deve scambiare in un periodo, ma non quanto quel requisito costi in termini di componenti fisici. Questo capitolo compie il passaggio mancante e traduce il ripple di carica in capacità, la capacità in numero di condensatori e il numero di condensatori in volume e massa.

Si tratta di un *dimensionamento preliminare*: l'obiettivo non è progettare il convertitore, ma stimare l'ordine di grandezza degli ingombri delle diverse topologie e verificare se il divario che gli indici di sollecitazione lasciano intravedere si traduca o meno in una differenza rilevante di taglia. Il metodo è deliberatamente elementare e i criteri sono applicati in modo identico a tutte le configurazioni: essendo l'obiettivo un confronto, ciò che conta non è l'esattezza del valore assoluto ma l'omogeneità del procedimento.

Il capitolo è organizzato in tre parti. La prima (Sez. 6.1) è descrittiva: richiama le architetture poste a confronto, ne definisce i concept di alimentazione, individua le grandezze che ne governano il dimensionamento e delimita il perimetro della stima. La seconda dimensiona i due soli componenti che hanno un peso apprezzabile sul volume — il DC-link (Sez. 6.2) e il sistema di raffreddamento (Sez. 6.3) — scegliendo per ciascuno un componente commerciale di riferimento. La terza (Sez. 6.4) somma i contributi, li rappresenta in scala e ne trae una graduatoria.

6.1 Impostazione del dimensionamento

6.1.1 Le architetture a confronto e i tre concept

Le due architetture messe a confronto nei capitoli precedenti si distinguono, ai fini del dimensionamento, per un solo aspetto: la struttura delle alimentazioni in continua.

- Il **double bridge** (DBI, Sez. 2.2) alimenta le tre fasi ad avvolgimenti aperti da un *unico* bus in continua a $V_{dc} = 400\,\mathrm{V}$, condiviso dai due ponti. Un solo condensatore di bus serve l'intero convertitore.
- Il **cascaded half-bridge** (CHB, Sez. 2.1) impiega due celle a semiponte per fase, ciascuna con la propria sorgente isolata a $V_{dc} = 400\,\mathrm{V}$: sei bus indipendenti, ciascuno con il proprio condensatore.

Su questa differenza si costruiscono tre concept di convertitore, tutti a parità di silicio installato (dodici interruttori C3M0032120K), di punto di lavoro e di perdite, e

differenti solo nell'architettura delle alimentazioni e nel criterio con cui se ne dimensiona il condensatore.

- **Concept A — double bridge.** Un unico bus per l'intero convertitore. Il condensatore deve assorbire la sola componente di commutazione. Si riportano entrambe le modulazioni, unipolare (A) e unfolding (A′).
- **Concept B — cascaded con DC-link completo.** Sei sorgenti isolate, una per cella. Il condensatore di ciascuna cella è dimensionato per assorbire *tutta* l'ondulazione: la sorgente vede in pratica solo la corrente media.
- **Concept C — cascaded con DC-link di sola alta frequenza.** Stessa architettura, ma il condensatore è dimensionato per la sola componente di commutazione. L'ondulazione a bassa frequenza si richiude sulla sorgente.

La distinzione fra i concept B e C non è una scelta di progetto libera: è la formalizzazione di un compromesso obbligato, che discende direttamente dalla struttura in due componenti del ripple di carica descritta nel paragrafo seguente.

6.1.2 Le due componenti del ripple di carica

Il ripple di carica sul bus in continua ha due origini distinte, che è essenziale tenere separate perché pesano in modo radicalmente diverso sul dimensionamento. È questa distinzione, più di ogni altra grandezza, a determinare l'esito del confronto.

Componente di commutazione. È l'ondulazione a f_{sw} e relative bande laterali, prodotta dal carattere discontinuo della corrente lato continua. È la componente ricostruita dal modello e riportata nella Sez. 4.2; i valori picco–picco al punto rappresentativo $M = 1$, $\varphi = 0$ sono raccolti nella Tab. 6.4. È presente in tutte le architetture ed è dell'ordine dei decimi di mC.

Componente di pulsazione della potenza. È l'ondulazione a bassa frequenza che compare quando una sorgente in continua alimenta un carico monofase. Nel double bridge non esiste: il bus è unico e raccoglie le tre fasi, la cui potenza istantanea complessiva è costante in un sistema equilibrato, cosicché le pulsazioni delle singole fasi si elidono. Nel cascaded, al contrario, ciascuna cella dispone di una propria sorgente isolata e alimenta una sola fase: la potenza istantanea che attraversa la cella pulsa, e la differenza fra potenza istantanea e potenza media deve essere scambiata con il condensatore o con la sorgente. È dell'ordine delle decine di mC: due ordini di grandezza sopra la precedente.

Questa seconda componente non compare fra i risultati del modello, che opera un filtraggio in frequenza delle armoniche basse (Sez. 4.1), ed è quindi qui ricavata analiticamente. Per una fase che eroga tensione $v(t) = \hat{V}\sin(\omega_o t)$ e corrente $i(t) = \hat{I}\sin(\omega_o t - \varphi)$, la potenza istantanea vale

$$p(t) = \frac{\hat{V}\hat{I}}{2}\Big[\cos\varphi - \cos(2\omega_o t - \varphi)\Big], \tag{6.1}$$

somma di un termine costante e di un termine alternato a $2\omega_o$ di ampiezza pari alla potenza apparente di fase. Da questa espressione si ricava, per una cella che tratti una potenza media P_{cella} sotto tensione V_{cell}, l'escursione di carica

$$\Delta Q_{2\omega} = \frac{P_{\text{cella}}}{\omega_{\text{o}}\, V_{\text{cell}}}. \tag{6.2}$$

La (6.2) è però **incompleta per una cella a semiponte**. Essa presuppone che la cella eroghi una tensione sinusoidale, condizione verificata in una cella a ponte intero, la cui corrente lato continua è proporzionale a $|i|$ e contiene pertanto, per simmetria, solo armoniche di ordine pari. In una cella a semiponte la corrente lato continua è invece la corrente di fase parzializzata dalla funzione di commutazione, e contiene anche la componente alla frequenza fondamentale, che risulta dominante. La Tab. 6.1 riporta lo spettro calcolato.

Tabella 6.1: Contenuto armonico della corrente lato continua di cella nel cascaded, a $M = 1$, $\varphi = 0$. La colonna $\Delta Q_k = 2I_k/(k\omega_{\text{o}})$ riporta l'escursione che ciascuna armonica produrrebbe *da sola*. La loro somma costituisce soltanto un limite superiore, poiché le armoniche non raggiungono i propri estremi nel medesimo istante: l'escursione effettiva è quella della forma d'onda complessiva, calcolata secondo la (6.3) e comprensiva del residuo di commutazione.

Componente	cella H		cella L	
	ampiezza [A]	ΔQ_k [mC]	ampiezza [A]	ΔQ_k [mC]
$f_o = 200\,\text{Hz}$	14.14	22.51	14.14	22.51
$2f_o = 400\,\text{Hz}$	8.14	6.48	6.00	4.78
$4f_o = 800\,\text{Hz}$	1.20	0.48	1.20	0.48
armoniche superiori		0.27		0.27
somma dei contributi (limite superiore)		29.74		28.04
escursione picco–picco effettiva		**25.0**		**24.8**
(6.2) con $P_{\text{cella}} = P_{\text{fase}}/2$			5.63	

Il termine alla fondamentale, assente dalla (6.2), vale da solo 22,5 mC e domina il bilancio. Le due colonne ΔQ_k non vanno peraltro sommate per ottenere il totale: ciascun valore è l'escursione picco–picco che la corrispondente armonica produrrebbe isolatamente, mentre l'escursione della forma d'onda risultante è

$$\Delta Q_{pp} = \max_t Q(t) - \min_t Q(t), \qquad Q(t) = \int_0^t \left(i_{\text{cell}} - \overline{i}_{\text{cell}}\right) \mathrm{d}\tau, \tag{6.3}$$

e poiché le armoniche hanno fasi diverse e non raggiungono i propri estremi nel medesimo istante, essa risulta *minore* della somma dei contributi: 25,0 mC contro 29,7 mC per la cella H, 24,8 mC contro 28,0 mC per la cella L. Sono questi i valori adottati nel dimensionamento del concept B.

Ripartizione della potenza fra le celle. Un secondo motivo per cui la (6.2) non è applicabile è che le due celle non trattano metà potenza ciascuna. Dalle definizioni dei duty cycle si ricava, a $M = 1$,

$$\begin{aligned} P_L &= V_{\text{cell}} \, \langle d_L \, i \rangle = \frac{V_{\text{cell}} \, \hat{I} \cos\varphi}{\pi} = 0{,}64 \, P_{\text{fase}}, \\ P_H &= 0{,}36 \, P_{\text{fase}}, \end{aligned} \tag{6.4}$$

ossia 3,60 kW alla cella unfolder e 2,06 kW a quella modulante, su una potenza di fase di 5,66 kW. È la cella di bassa frequenza, e non quella modulante, a trattare la quota maggiore di potenza: un risultato di per sé rilevante per il dimensionamento dei moduli di accumulo, che risultano quindi sollecitati in modo dissimmetrico.

Dipendenza dal punto di lavoro. La (6.2) suggerirebbe un massimo a fattore di potenza unitario, essendo $P_{\text{cella}} \propto \cos\varphi$. Il calcolo completo mostra invece che l'escursione della cella L vale 24,8 mC a $\varphi = 0$, 27,1 mC a $\varphi = \pi/4$ e 22,6 mC a $\varphi = \pi/2$: il massimo cade a carico intermedio, e il punto qui adottato non è il caso peggiore. Vale inoltre la pena osservare che l'escursione è inversamente proporzionale a ω_{o}: il caso considerato, con $f_{\text{o}} = 200$ Hz, è fra i più favorevoli, e alle basse velocità della macchina — dove f_{o} scende di un ordine di grandezza — la richiesta di capacità cresce nella stessa misura. Un dimensionamento definitivo, non preliminare, dovrebbe assumere il massimo sull'intero piano (M, φ) e sull'intero campo di velocità.

6.1.3 Perimetro della stima

La stima considera i tre soli contributi che possono essere valutati in modo omogeneo per tutte le configurazioni a partire dai risultati del modello:

- il **banco di condensatori di DC-link**, dimensionato nella Sez. 6.2: è l'unico contributo che cambia da concept a concept, e quindi l'unica variabile effettiva del confronto;
- il **sistema di raffreddamento**, dimensionato nella Sez. 6.3: identico in tutti i concept, perché le perdite lo sono per costruzione (ipotesi E6, Par. 5.1.2);
- i **semiconduttori**, dodici dispositivi in package TO-247-4, anch'essi identici in tutti i concept e, come si vedrà, di volume trascurabile.

Restano esclusi contenitore, barre di collegamento, circuiti di pilotaggio, sensori, scheda di controllo, connettori e filtro elettromagnetico, che in un prodotto reale dominerebbero il bilancio. Le cifre che seguono non sono quindi il volume e la massa di un convertitore, e non vanno lette come una densità di potenza: sono una *base comune di confronto*, nella quale solo le differenze fra le colonne hanno significato.

6.2 Dimensionamento del DC-link

6.2.1 I due criteri di dimensionamento

Il condensatore posto in parallelo a ciascuna sorgente in continua deve soddisfare due vincoli indipendenti, entrambi da verificare.

Primo criterio: capacità. Il condensatore assorbe il ripple di corrente lato DC mantenendo la tensione di bus entro un'escursione accettabile. Detta ΔQ_{pp} l'escursione picco–picco della carica scambiata, calcolata secondo la (4.2), e ΔV_{pp} il massimo ripple di tensione ammesso, la capacità minima è

$$C_{\min} = \frac{\Delta Q_{pp}}{\Delta V_{pp}}. \tag{6.5}$$

Si adotta $\Delta V_{pp} = 1\%\, V_{dc} = 4\,\mathrm{V}$, applicato in modo identico a tutte le configurazioni. Poiché la (6.5) è lineare in $1/\Delta V_{pp}$, una soglia diversa scalerebbe tutte le capacità — e quindi tutti i volumi — del medesimo fattore, lasciando invariati i rapporti fra i concept: la scelta della soglia non influenza il confronto.

Secondo criterio: corrente efficace. Un condensatore di DC-link deve sostenere anche la corrente efficace che lo attraversa, la quale, per effetto Joule sull'ESR, ne determina la sovratemperatura di punto caldo e quindi la vita attesa. Detta $i_{\mathrm{ac,rms}}$ la componente alternata della corrente di bus e $I_{\mathrm{rms},1}$ la corrente efficace ammessa dal singolo componente, il numero minimo di condensatori in parallelo è

$$N_I = \left\lceil \frac{i_{\mathrm{ac,rms}}}{I_{\mathrm{rms},1}} \right\rceil. \tag{6.6}$$

Il modello fornisce direttamente $i_{\mathrm{ac,rms}}$, riportata in Tab. 6.2: essa risulta confrontabile in tutte le architetture, fra 11 e 14 A, perché dipende essenzialmente dalla corrente di fase e non dalla struttura delle alimentazioni.

Tabella 6.2: Componente alternata della corrente lato continua a $M = 1$, $\varphi = 0$. I valori sono per singolo bus e comprendono l'intero contenuto armonico; per il concept C, in cui il condensatore assorbe la sola alta frequenza, il loro impiego nella (6.6) è pertanto conservativo.

Bus	$\bar{i}_{\mathrm{dc}}$ [A]	$i_{\mathrm{ac,rms}}$ [A]
DBI, unipolare (bus unico)	42.4	13.9
DBI, unfolding (bus unico)	42.4	11.7
CHB, cella H (una per fase)	5.1	13.2
CHB, cella L (una per fase)	9.0	10.9

Il numero di condensatori da porre in parallelo su ciascun bus è il più severo dei due vincoli:

$$N = \max\left(\left\lceil \frac{C_{\min}}{C_1} \right\rceil,\; N_I \right), \tag{6.7}$$

dove C_1 è la capacità del componente di riferimento definito nel paragrafo seguente.

6.2.2 Il componente di riferimento

Per passare dalla capacità all'ingombro si adotta la tecnologia a film in polipropilene metallizzato, oggi standard nei DC-link di trazione per la capacità di sopportare elevate correnti efficaci e per il comportamento a guasto autorigenerante.[26] Il dimensionamento non procede scegliendo per ogni concept il condensatore di taglia più adatta — il che introdurrebbe nel confronto la disomogeneità dei cataloghi — ma fissando un unico *building block*, comune a tutte le configurazioni, e contando quanti esemplari ne servono in parallelo.

Il vincolo che ne guida la scelta è la tenuta in tensione. Con $V_{dc} = 400\,\mathrm{V}$ su ogni bus, in entrambe le architetture, si adotta il **KEMET C4AQLBU4560A1WK**, appartenente alla serie C4AQ per DC-link di grado automobilistico (AEC–Q200), da 5,6 µF e 500 V nominali.[24] Il margine è del 25 % sul valore nominale, riferito a punto caldo di 70 °C; il componente è qualificato fino a 105 °C con derating in tensione, condizione ampiamente soddisfatta, come si verificherà, dalle correnti efficaci in gioco. La Fig. 6.1 e la Tab. 6.3 ne riportano geometria e dati caratteristici.

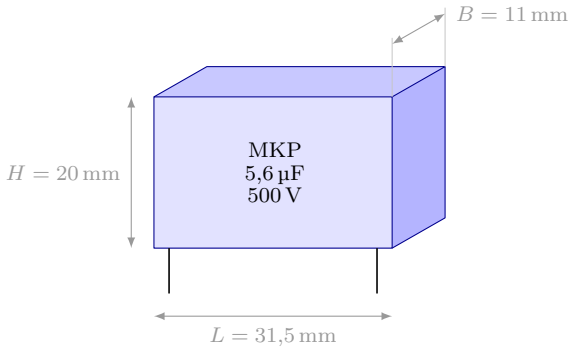


Figura 6.1: Geometria del componente assunto come building block del DC-link: KEMET C4AQLBU4560A1WK, contenitore plastico parallelepipedo riempito di resina, due terminali radiali a passo $S = 27{,}5\,\mathrm{mm}$. Il volume di ingombro è $B \times H \times L = 6{,}93\,\mathrm{cm}^3$.

La corrente di ripple ammessa dal singolo componente, 6,8 A efficaci, è il valore dichiarato dal costruttore a 10 kHz e 70 °C; è il dato che entra nella (6.6). La massa di 8,1 g è il valore tipico di catalogo e corrisponde a una densità apparente di circa $1{,}17\,\mathrm{g\,cm^{-3}}$ sul volume di ingombro, coerente con un contenitore plastico riempito di resina.

6.2.3 Dimensionamento e confronto

Applicando la (6.5) e la (6.6) a ciascun bus di ciascun concept si ottiene la Tab. 6.4. Il procedimento è, per ogni bus: si divide l'escursione di carica per ΔV_{pp} ottenendo la capacità minima; si divide questa per $C_1 = 5{,}6\,\mu\mathrm{F}$ e si arrotonda per eccesso, ottenendo N_C; si verifica separatamente il vincolo di corrente efficace, ottenendo N_I; si adotta il maggiore dei due.

Tabella 6.3: Dati caratteristici del building block del DC-link (KEMET C4AQLBU4560A1WK), da datasheet di costruttore. I valori di ESR e di corrente di ripple ammessa sono riferiti a 10 kHz e 70 °C, temperatura nominale del componente.

Grandezza	Simbolo	Valore
Serie / codice	—	KEMET C4AQLBU4560A1WK
Dielettrico	—	polipropilene metallizzato (MKP)
Capacità nominale	C_1	5,6 µF (±10 %)
Tensione nom. (punto caldo 70 °C)	V_{NDC}	500 V
Resistenza serie equivalente	ESR	12,7 mΩ
Corrente efficace ammessa	$I_{\mathrm{rms},1}$	6,8 A
Corrente di picco ammessa	I_{pkr}	54 A
Massimo gradiente di tensione	$\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$	$10\,\mathrm{V\,\mu s^{-1}}$
Induttanza serie	ESL	17 nH
Resistenza di isolamento	R_{is}	5,36 GΩ
Resistenza termica punto caldo–ambiente	R_{th}	$44\,\mathrm{K\,W^{-1}}$
Dimensioni ($B \times H \times L$)	—	$11 \times 20 \times 31{,}5$ mm
Passo dei terminali	S	27,5 mm
Volume di ingombro	V_1	6,93 $\mathrm{cm^3}$
Massa	m_1	8,1 g
Intervallo di temperatura	—	$-55 \div 105$ °C

Tabella 6.4: Dimensionamento del banco di condensatori, a $M = 1$, $\varphi = 0$ e $\Delta V_{pp} = 4$ V, con building block da 5,6 µF. Le prime righe sono riferite al singolo bus (celle H / L per il CHB), le ultime all'intero convertitore. Il vincolo dimensionante è sempre la capacità: il criterio in corrente è soddisfatto con ampio margine in tutte le configurazioni.

	A DBI unip.	A′ DBI unf.	B CHB compl.	C CHB alta f.
Per singolo bus				
Numero di bus	1	1	6	6
ΔQ_{pp} [mC]	0.176	0.351	25.0 / 24.8	0.337 / 0.218
$C_{\min}$ [µF]	44.0	87.8	6250 / 6200	84.2 / 54.5
N_C (vincolo di capacità)	8	16	1117 / 1108	16 / 10
N_I (vincolo di corrente)	3	2	2 / 2	2 / 2
N adottato	**8**	**16**	**1117 / 1108**	**16 / 10**
Corrente per condensatore [A]	1.74	0.73	< 0.05	0.82 / 1.09
Intero convertitore				
Condensatori totali	8	16	6675	78
Capacità totale [µF]	45	90	37 380	437
Volume [$\mathrm{cm^3}$]	55	111	46 258	541
Massa [g]	65	130	54 068	632

Due osservazioni sul risultato. La prima è che il criterio dimensionante è sempre la capacità: la corrente efficace richiederebbe da sola due o tre condensatori in parallelo, contro gli otto o più imposti dalla capacità, e il margine sul singolo componente resta ovunque superiore a un fattore 3,9. Ciò non è scontato — nei DC-link a film la corrente efficace è spesso il vincolo effettivo — e discende qui dalla severità della soglia di ondulazione di tensione adottata. La seconda è che il numero di condensatori del concept B, oltre seimila, non costituisce un dimensionamento realizzabile ma la misura quantitativa di un'impossibilità: è il modo in cui il criterio, applicato senza eccezioni, segnala che quella scelta architetturale non è percorribile.

6.3 Dimensionamento del sistema di raffreddamento

Il secondo contributo di ingombro è il sistema di raffreddamento. A differenza del DC-link esso è *unico*, comune a tutti i concept: l'ipotesi di equalizzazione E6 (Par. 5.1.2) impone la stessa temperatura di giunzione, e il confronto energetico del Par. 5.2.5 mostra perdite totali che differiscono al più di qualche watt fra le configurazioni al punto nominale. Si dimensiona quindi un solo dissipatore, sul caso più sfavorevole, e lo si assume identico in tutte le colonne.

Perdite da dissipare. Dalla Fig. 5.7, al punto nominale ($I_{rms} = 20\,\mathrm{A}$, $f_{sw} = 20\,\mathrm{kHz}$, $M = 1$, $\cos\varphi = 1$) le perdite totali del convertitore valgono circa 100 W per il cascaded e per il double bridge in unfolding, e circa 106 W per il double bridge unipolare. Si assume $P_{loss} = 106\,\mathrm{W}$, caso peggiore. Il dispositivo più sollecitato è uno degli interruttori ad alta frequenza, che dissipa

$$P_{dev} = \underbrace{R_{DS(on)}\frac{\hat{I}^2}{4}}_{\approx 7{,}6\,\mathrm{W}} + \underbrace{P_{sw}}_{\approx 1{,}5\,\mathrm{W}} \approx 9{,}1\,\mathrm{W}. \tag{6.8}$$

La catena termica. Dalla giunzione all'ambiente si incontrano tre resistenze in serie, attraversate però da potenze diverse, ed è questa asimmetria a determinare il risultato. La resistenza giunzione–case, $R_{th,jc} = 0{,}44\,\mathrm{K\,W^{-1}}$ da datasheet,[22] e l'interfaccia case–dissipatore, $R_{th,ch} = 0{,}5\,\mathrm{K\,W^{-1}}$ (isolante elettrico e pasta termica su package TO-247-4), sono percorse dalla sola potenza del singolo dispositivo; la resistenza dissipatore–ambiente $R_{th,sa}$, che è l'incognita, smaltisce le perdite di tutti e dodici:

$$T_j = T_{amb} + \underbrace{R_{th,sa}\,P_{loss}}_{\text{intero convertitore}} + \underbrace{(R_{th,jc} + R_{th,ch})\,P_{dev}}_{\text{singolo dispositivo}}. \tag{6.9}$$

Temperatura di progetto. I 70 °C dell'ipotesi E6 sono un parametro del *modello di perdita* — fissano il punto in cui si valutano $R_{DS(on)}$ ed energie di commutazione — non un limite di progetto: dimensionare il raffreddamento per mantenere la giunzione a quella temperatura significherebbe rinunciare alla capacità del carburo di silicio di operare a

caldo. Si assume quindi $T_{j,max} = 150\,^{\circ}\mathrm{C}$, ben entro i $175\,^{\circ}\mathrm{C}$ ammessi dal dispositivo, con $10\,\mathrm{K}$ di margine per dispersione dei parametri e transitori di carico, ossia $T_j = 140\,^{\circ}\mathrm{C}$.

A questa temperatura le perdite non sono quelle della (6.8), valutate a $70\,^{\circ}\mathrm{C}$: la $R_{DS(on)}$ dei dispositivi SiC ha coefficiente di temperatura marcatamente positivo. Detto $k = R_{DS(on)}(140\,^{\circ}\mathrm{C})/R_{DS(on)}(70\,^{\circ}\mathrm{C}) \approx 1{,}35$ il fattore ricavato dalla curva normalizzata del datasheet, e assunte invarianti le energie di commutazione, che nei MOSFET SiC dipendono debolmente dalla temperatura,

$$P_{dev} = k\,P_{cond} + P_{sw} \approx 11{,}8\,\mathrm{W}, \qquad P_{loss}\Big[\alpha k + (1-\alpha)\Big] \approx 137\,\mathrm{W}, \tag{6.10}$$

avendo posto $\alpha \approx 0{,}85$ la frazione di conduzione sul totale, superiore a quella del singolo dispositivo ad alta frequenza perché gli unfolder commutano alla sola fondamentale.

Resistenza termica richiesta. Con $T_{amb} = 40\,^{\circ}\mathrm{C}$ la temperatura ammessa alla base del dissipatore vale $T_s = T_j - (R_{th,jc} + R_{th,ch})P_{dev} \approx 128{,}9\,^{\circ}\mathrm{C}$, da cui

$$R_{th,sa} \le \frac{T_s - T_{amb}}{P_{loss}} = \frac{128{,}9 - 40}{137} \approx 0{,}65\,\mathrm{K\,W^{-1}}. \tag{6.11}$$

Dei $100\,\mathrm{K}$ disponibili fra giunzione e ambiente soltanto $11\,\mathrm{K}$ sono spesi nel dispositivo e nella sua interfaccia: il collo di bottiglia non è il singolo MOSFET, ma la potenza complessiva da trasferire all'aria.

Componente scelto. Si adotta il dissipatore estruso ad aria forzata **Fischer Elektronik LA 6/100 12 V**, con ventola assiale integrata, $R_{th} = 0{,}20\,\mathrm{K\,W^{-1}}$, ingombro $100 \times 62 \times 74\,\mathrm{mm}$ pari a $459\,\mathrm{cm^3}$ e massa di circa $700\,\mathrm{g}$ comprensiva della ventola.[25] È una scelta conservativa: soddisfa la (6.11) con ampio margine e, sostituita nella (6.9), colloca la giunzione a

$$T_j = 40 + 0{,}20 \cdot 106 + 0{,}94 \cdot 9{,}1 \approx 70\,^{\circ}\mathrm{C}, \tag{6.12}$$

cioè proprio alla temperatura a cui il modello valuta le perdite. Modello di perdita e dimensionamento risultano così mutuamente consistenti, mentre la (6.11) misura di quanto il raffreddamento potrebbe essere alleggerito accettando una giunzione più calda: un fattore 3,3.

Limiti. Il fattore k e la ripartizione α sono assunti costanti e riferiti al punto nominale; l'ipotesi isoterma tratta inoltre i dodici dispositivi alla stessa temperatura, laddove nelle configurazioni con unfolder le perdite si distribuiscono in modo fortemente disuniforme. Una rete termica con retroazione, ripresa fra gli sviluppi futuri, supererebbe entrambe le semplificazioni.

6.4 Confronto degli ingombri

Sommando i contributi si ottiene la Tab. 6.5. I semiconduttori, dodici package TO-247-4 per un totale di circa $20\,\mathrm{cm^3}$ e $72\,\mathrm{g}$, sono riportati per completezza ma possono essere

trascurati: valgono meno del 4 % del volume anche nel concept più compatto e sono identici in tutte le colonne. Il confronto si riduce quindi alla somma di due soli termini: un dissipatore costante e un DC-link variabile.

Tabella 6.5: Volume e massa stimati dei tre concept.

	A DBI unip.	A′ DBI unf.	B CHB compl.	C CHB alta f.
Volume [cm^3]				
DC-link	55	111	46 258	541
Dissipatore	459	459	459	459
Semiconduttori	20	20	20	20
Totale	**534**	**590**	**46 737**	**1020**
Massa [g]				
DC-link	65	130	54 068	632
Dissipatore	700	700	700	700
Semiconduttori	72	72	72	72
Totale	**837**	**902**	**54 840**	**1404**
Rapporto sul DC-link (A = 1)	1.0	2.0	834	9.8

La Fig. 6.2 rappresenta lo stesso risultato in scala: ogni quadratino blu è un condensatore, il blocco grigio è il dissipatore, la sottile striscia scura sopra di esso sono i dodici semiconduttori. Le aree sono proporzionali ai volumi.

Il double bridge è, di gran lunga, l'architettura più compatta. Con un unico bus che raccoglie le tre fasi, il condensatore deve assorbire soltanto il ripple di commutazione: bastano otto condensatori in modulazione unipolare e sedici in unfolding, per 55 e 111 cm^3 rispettivamente. Il DC-link vale circa il 10 % del volume complessivo considerato: è il raffreddamento, non l'accumulo capacitivo, a dominare l'ingombro.

Fra le due modulazioni del double bridge il bilancio favorisce l'unipolare. Qui la modulazione unipolare, penalizzata sul fronte delle perdite, è favorita su quello dell'ingombro: dimezza il ripple di carica e con esso il volume del condensatore. Alla frequenza nominale il prezzo è di 6 W di perdita aggiuntiva su 17 kW — ossia 0,035 punti di rendimento — a fronte di un risparmio di 56 cm^3 e 65 g. Il bilancio si ribalta solo alle frequenze di commutazione più elevate, dove la penalità di perdita cresce proporzionalmente a f_{sw} mentre il vantaggio di volume resta costante.

Il cascaded con DC-link completo non è una soluzione praticabile. Assorbire l'intera ondulazione su ciascuna delle sei celle richiederebbe 37,4 mF complessivi, ossia 6675 esemplari del building block, pari a 46 dm^3 e 54 kg di soli condensatori: un volume di quasi tre ordini di grandezza superiore a quello del double bridge unipolare e circa cento volte l'intero resto del convertitore. Il banco di condensatori diventerebbe, da solo, il componente dominante dell'azionamento, vanificando ogni vantaggio di densità di potenza atteso dalla struttura multilivello.

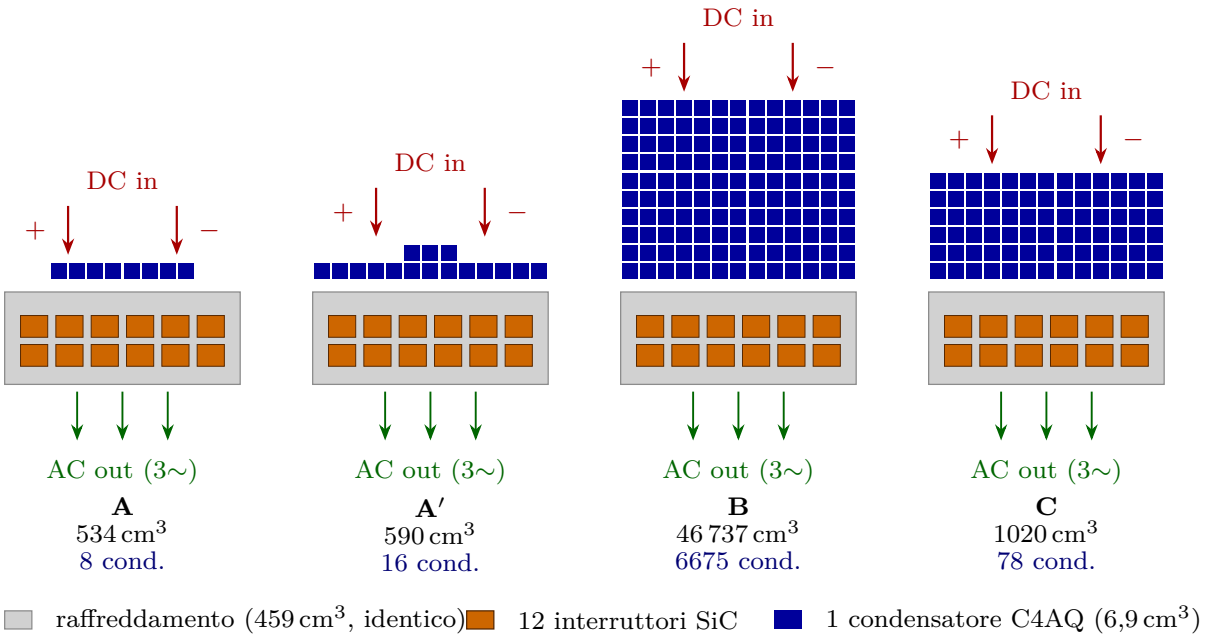


Figura 6.2: Pianta schematica dei tre concept, vista dall'alto. Alla base il sistema di raffreddamento (grigio), identico in tutte le configurazioni; su di esso i dodici interruttori SiC (arancio); sopra, il banco di condensatori di DC-link (blu), rappresentato da un quadratino per esemplare del building block. Le due frecce rosse indicano i terminali positivo e negativo dell'ingresso DC.

Il cascaded con DC-link di sola alta frequenza è dimensionalmente ragionevole, ma sposta il problema. Rinunciando ad assorbire la componente a bassa frequenza, i condensatori scendono a 78 e il volume a 541 cm^3: lo stesso ordine di grandezza del double bridge, a meno di un fattore 9,8 imputabile al fatto che i sei bus non beneficiano della cancellazione trifase. Il prezzo di questa scelta non è però nullo: la corrente a bassa frequenza che il condensatore non assorbe deve richiudersi sulla sorgente, ossia sulla batteria — ricaduta esaminata nel Cap. 7.

Graduatoria. Ordinando i concept per volume complessivo stimato si ottiene:

1. **A — double bridge unipolare** (534 cm^3): il più compatto, al prezzo di 6 W di perdite aggiuntive alla frequenza nominale;
2. **A′ — double bridge in unfolding** (590 cm^3): praticamente equivalente, da preferire quando si intenda operare a frequenza di commutazione elevata;
3. **C — cascaded ad alta frequenza** (1020 cm^3): fattibile, con volume quasi doppio e con la penalità, non contabilizzata in questa tabella, della corrente di pulsazione riversata sui moduli di accumulo;
4. **B — cascaded con DC-link completo** (46,7 dm^3): non praticabile.

Poiché silicio, perdite e raffreddamento sono identici per costruzione, è il DC-link a determinare questa graduatoria. Il confronto fra le soluzioni realizzabili si gioca dunque

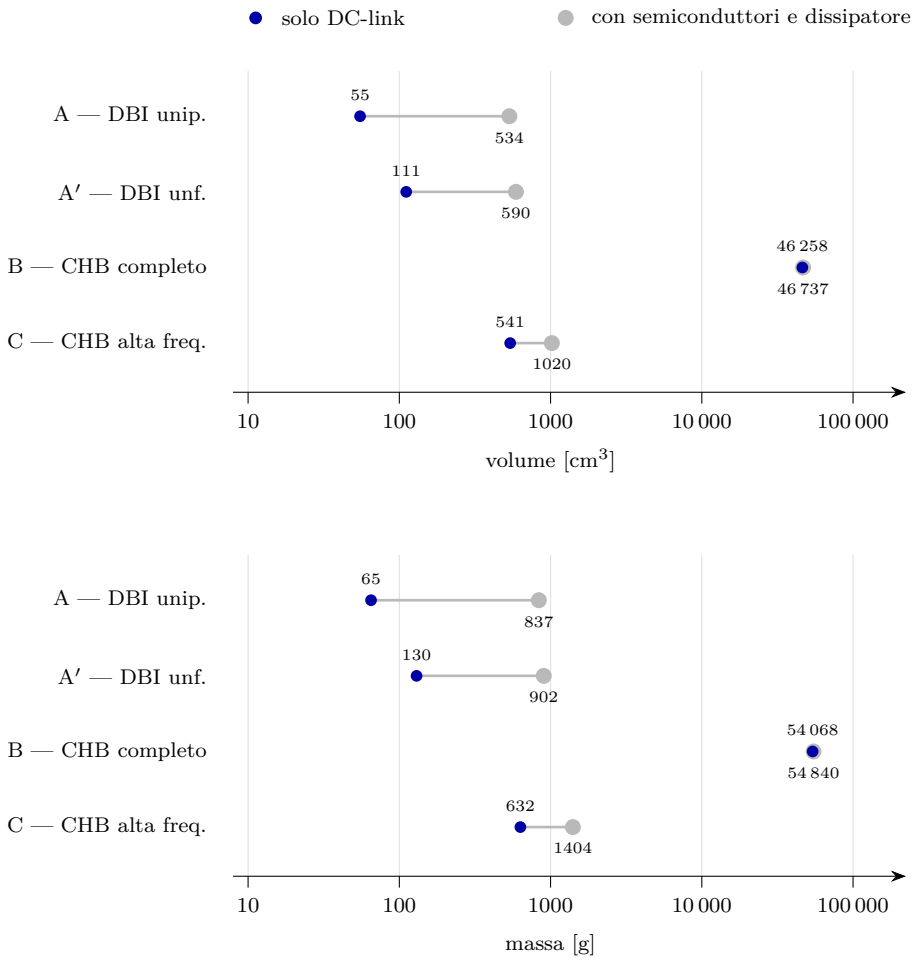


Figura 6.3: Volume (in alto) e massa (in basso) dei componenti considerati, in scala logaritmica. Il punto blu indica il solo banco di condensatori, quello grigio il totale comprensivo di semiconduttori e dissipatore, identici per costruzione in tutti i concept.

su un fattore due circa in volume complessivo; il fattore 834 del concept B misura non un divario di progetto ma il costo dell'unica alternativa che eviterebbe di sollecitare l'accumulo.

Capitolo 7

La corrente di pulsazione sulla batteria del cascaded

Il capitolo precedente ha lasciato aperta una sola questione. Nel cascaded la pulsazione di potenza a $2f_o$ deve essere assorbita dal condensatore di cella oppure lasciata richiudere sulla sorgente, e le due opzioni sono state formalizzate nei concept B e C.

Il **concept B è impraticabile**: assorbire la pulsazione sui condensatori richiederebbe 37,4 mF per convertitore, ossia 46 dm^3 e 54 kg di soli condensatori, un ingombro che esclude l'architettura in partenza. Resta quindi il **concept C, che è l'unico realizzabile** in termini di volume e massa.

Il concept C ha però un prezzo, che si paga altrove: la pulsazione a $2f_o$ non assorbita dal condensatore attraversa il modulo di batteria di ciascuna cella. Il cascaded impone cioè all'accumulo una corrente alternata a bassa frequenza che una soluzione a bus unico — il double bridge — non produce affatto.

Questo capitolo valuta se e quanto tale corrente stressi la batteria. L'analisi procede in tre passi: si verifica anzitutto che il contenuto alla frequenza di commutazione non raggiunga la sorgente in nessuna delle due architetture (Sez. 7.1), si quantifica poi la corrente a bassa frequenza effettivamente imposta ai moduli del cascaded e il suo effetto sulle perdite ohmiche (Sez. 7.2), e si raccolgono infine in un quadro unitario tutti gli svantaggi che ne discendono, per trarne un giudizio di fattibilità (Sez. 7.3).

7.1 Influenza dell'alta frequenza

Fra il condensatore di bus e la batteria esiste sempre un collegamento fisico — cavi, barre, connettori — dotato di un'induttanza propria L_{cavo}, tipicamente dell'ordine del μH per il metro di lunghezza. Questa induttanza, insieme alla capacità di bus C, costituisce un filtro passa-basso del secondo ordine che separa la maglia del convertitore dalla maglia della sorgente. Detta

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cavo}\,C}} \tag{7.1}$$

la frequenza di risonanza della maglia, ogni componente di corrente a frequenza $f \gg f_r$ trova nel condensatore un cammino a impedenza molto minore di quello offerto dal ramo induttivo, e vi si richiude quasi per intero; l'attenuazione della quota che raggiunge la sorgente cresce con il quadrato del rapporto f/f_r.

Con i valori del concept C ($C = 69\,\mu$F per cella, presa come media dei due bus) e assumendo $L_{cavo} = 1\,\mu$H, la (7.1) fornisce $f_r \approx 19$ kHz; per il bus unico del double bridge ($C = 44$ µF) si ottiene $f_r \approx 24$ kHz. In entrambi i casi la risonanza cade sulla frequenza di commutazione, non un ordine di grandezza sotto. In tali condizioni il filtro non attenua: amplifica. Il fattore di merito della maglia vale

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L_{\text{cavo}}}{C}} \approx \frac{1}{10\,\text{m}\Omega}\sqrt{\frac{1\,\mu\text{H}}{69\,\mu\text{F}}} \approx 12, \tag{7.2}$$

avendo assunto per R la somma della resistenza serie equivalente del condensatore, della resistenza del cablaggio e della resistenza interna del modulo. La corrente alla frequenza di commutazione che raggiunge la sorgente risulta quindi *maggiore*, e non minore, di quella iniettata dal convertitore.

Il disaccoppiamento dell'alta frequenza è pertanto un **requisito di progetto**, non una proprietà spontanea dell'architettura. Per collocare f_r una decade al di sotto di f_{sw} occorre agire su uno dei due parametri della (7.1): portare la capacità di cella a circa 6,3 mF — ossia alla taglia del concept B — oppure inserire un'induttanza di modo differenziale dedicata di circa 100 µH per bus. La seconda via è di gran lunga la più economica in termini di ingombro, ma introduce sei componenti magnetici; una stima del loro volume andrebbe aggiunta al bilancio complessivo.

Fatta questa precisazione, la conclusione qualitativa resta: una volta progettato il filtro, il ripple di commutazione è un problema del condensatore e non dell'accumulo, e ciò vale *in egual misura per entrambe le topologie*, che presentano risonanze dello stesso ordine. Questa conclusione è coerente con le evidenze sperimentali, che attribuiscono al ripple nella banda delle decine di kHz un effetto modesto sull'invecchiamento delle celle, mediato essenzialmente dal riscaldamento aggiuntivo.[17,20,23]

Alle basse frequenze, invece, il filtro non filtra. A $2f_o = 400\,\text{Hz}$ si ha $f \ll f_r$: l'impedenza del condensatore, $1/(2\pi f C)$, vale alcuni ohm, mentre quella del ramo verso la batteria è dominata dalla resistenza interna del modulo, dell'ordine dei milliohm. La ripartizione si inverte e la corrente si richiude quasi integralmente sulla sorgente. È il motivo per cui, nel cascaded, assorbire la pulsazione richiederebbe le capacità del concept B: non basta "un condensatore", ne servirebbe uno di taglia tale da presentare a 400 Hz un'impedenza confrontabile con i milliohm della batteria.

7.2 La corrente di pulsazione nel modulo di batteria

Si consideri quindi una cella del cascaded nel concept C, con il proprio modulo di batteria a tensione V_{dc}. Trascurando le perdite del convertitore e assumendo che il condensatore assorba la sola componente di commutazione, la corrente erogata dal modulo riproduce la pulsazione della potenza di cella espressa dalla (6.1):

$$i_{bat}(t) = \frac{P_{cella}}{V_{dc}}\Big[\,1 - \cos(2\omega_o t)\,\Big] = I_{dc}\Big[\,1 - \cos(2\omega_o t)\,\Big], \tag{7.3}$$

avendo posto $I_{dc} = P_{cella}/V_{dc}$. La struttura della (7.3) contiene già il risultato essenziale: *l'ampiezza della componente alternata è pari al valor medio della corrente.* La corrente di modulo oscilla cioè fra zero e il doppio del suo valor medio, e il valore efficace della sola

componente alternata è

$$I_{ac,rms} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{2}} \approx 0{,}71\, I_{dc}. \tag{7.4}$$

La (7.4) descrive però una cella a *ponte intero*: come già osservato nel Par. 6.1.2, in una cella a *semiponte* la corrente lato continua è la corrente di fase parzializzata e contiene anche la componente alla frequenza fondamentale, dominante. La Tab. 7.1 riporta le due correnti effettive.

Tabella 7.1: Caratterizzazione della corrente di modulo a $M = 1$, $\varphi = 0$, e confronto con il modello a sola pulsazione a $2fo$ della (7.4).

	I_{dc} [A]	$I_{\mathrm{ac,rms}}$ [A]	$P_{\mathrm{AC}}/P_{\mathrm{DC}}$ —
modello (7.3)	7.07	5.00	0.50
cella L (unfolder)	9.00	10.91	**1.47**
cella H (modulante)	5.14	11.58	**5.08**

Effetto sulle perdite ohmiche del modulo

Il meccanismo attraverso cui una componente alternata di corrente agisce sulla batteria è la dissipazione sull'impedenza interna. Sommando i contributi delle componenti spettrali,

$$P_{\mathrm{AC}} = \sum_k \mathrm{Re}\{Z(f_k)\}\, I_{k,\mathrm{rms}}^2, \tag{7.5}$$

e assumendo in prima approssimazione $\mathrm{Re}\{Z(f_k)\} \simeq R(0)$ su tutta la banda di interesse, il rapporto fra le perdite prodotte dalla componente alternata e quelle prodotte dalla componente continua vale

$$\frac{P_{\mathrm{AC}}}{P_{\mathrm{DC}}} \simeq \frac{I_{\mathrm{ac,rms}}^2}{I_{\mathrm{dc}}^2} = \begin{cases} 1{,}47 & \text{cella } L \\ 5{,}08 & \text{cella } H \end{cases} \tag{7.6}$$

Il risultato conserva la proprietà notevole di essere *indipendente dal valore della resistenza interna*, ma il suo ordine di grandezza è ben diverso da quello che si otterrebbe dalla (7.3): la pulsazione monofase raddoppia abbondantemente le perdite ohmiche del modulo nella cella unfolder e le sestuplica in quella modulante. Poiché la parte reale dell'impedenza di una cella litio-ione alle centinaia di Hz è inferiore a quella in continua — alle basse frequenze dominano trasferimento di carica e diffusione, mentre al crescere della frequenza l'impedenza tende alla sola componente ohmica[16,17] — i valori ottenuti vanno intesi come limite superiore.

Effetto sullo spettro visto dalla cella. Al di là del bilancio termico, la banda di frequenza interessata è quella che la letteratura sperimentale indica come più critica, e la correzione dello spettro la sposta ulteriormente verso il basso: la componente dominante è

a 200 Hz, non a 400 Hz. Uddin *et al.*,[16] ciclando celle commerciali con una componente continua sovrapposta a un'alternata a diverse frequenze, hanno riscontrato un degrado aggiuntivo più marcato alle frequenze basse della banda esplorata; Brand *et al.*[17] riportano per il ripple a bassa frequenza un incremento di impedenza e una perdita di capacità superiori dell'1–2% rispetto al ripple ad alta frequenza, e concludono che sono le basse frequenze, non le alte, a meritare attenzione; Ghassemi *et al.*[21] individuano nella regione sotto la decina di Hz il massimo di accelerazione dell'invecchiamento. La banda dei 400 Hz si colloca dunque in una zona intermedia: più critica del ripple di commutazione, meno della pulsazione a 100 Hz tipica dei convertitori connessi alla rete.

Riscontri sulle topologie in cascata. Il risultato più direttamente pertinente è quello di Chang *et al.*,[18] che hanno condotto una campagna di invecchiamento di lungo periodo su batterie integrate in topologie multilivello a celle in cascata, concludendo che i ripple di corrente propri di queste architetture hanno in generale un'influenza trascurabile sull'invecchiamento, salvo in alcuni scenari operativi particolari. Nella stessa direzione va l'esperienza sui sistemi di accumulo interfacciati a convertitori monofase,[19] dove il ripple a doppia frequenza di rete produce un riscaldamento lieve ma misurabile. Va detto con chiarezza che si tratta di evidenze *favorevoli* al cascaded: allo stato delle conoscenze, il rischio di invecchiamento accelerato non è dimostrato. L'argomento che questo capitolo porta contro l'architettura in cascata è di natura diversa e più circoscritta — l'incremento delle perdite ohmiche e la sollecitazione in condizioni di basso fattore di potenza — e va pesato per quello che è.

7.3 Implicazioni per il confronto

Il termine di paragone è una soluzione classica in cui la batteria non vede la fondamentale. Il double bridge non è chiamato a compiere alcuna scelta su dove collocare la pulsazione: il bus unico trifase la cancella all'origine, perché la potenza istantanea complessiva delle tre fasi è costante, e alla batteria resta soltanto il ripple di commutazione, che il condensatore disaccoppia efficacemente e che la letteratura giudica sostanzialmente benigno se la temperatura è controllata. È, insieme al minor volume del DC-link, il secondo vantaggio strutturale dell'architettura a doppio ponte, e anch'esso non emerge dal confronto energetico.

Rispetto a questo riferimento, il cascaded nel concept C introduce lato batteria gli svantaggi raccolti nella Tab. 7.2.

Conclusione sulla fattibilità. Gli svantaggi elencati sono reali e sistematici, ma nessuno di essi è di per sé preclusivo. Il sovraccarico di perdita, per quanto vistoso in termini relativi, resta inferiore al watt per modulo in valore assoluto, e le campagne di invecchiamento condotte proprio su topologie in cascata non rilevano effetti significativi sulla vita utile. Il concept C è quindi *fattibile*, ma a due condizioni esplicite: che il dimensionamento termico del pacco tenga conto del sovraccarico, e che si sorvegli il funzionamento a basso fattore di

Tabella 7.2: Svantaggi introdotti lato batteria dal cascaded nel concept C, rispetto a una soluzione a bus unico che non espone l'accumulo alla componente a bassa frequenza. Valori al punto rappresentativo $M = 1$, $\varphi = 0$.

	Cascaded, concept C	**Double bridge**
Contenuto spettrale visto dall'accumulo	continua + fondamentale (200 Hz, dominante) + $2f_o$ (400 Hz) + commutazione	continua + sola commutazione (20 kHz)
Ampiezza relativa dell'alternata, $I_{ac,rms}/I_{dc}$	1,21 (cella L), 2,25 (cella H)	trascurabile
Perdite ohmiche aggiuntive P_{AC}/P_{DC}	+ 147 % (cella L), + 508 % (cella H)	trascurabile, una volta filtrata la commutazione
Inversione di segno della corrente entro il periodo	presente nella cella modulante: microcicli di carica/scarica a 200 Hz	assente
Dipendenza dal fattore di potenza	il rapporto P_{AC}/P_{DC} cresce verso il funzionamento reattivo	indipendente
Criticità della banda per l'invecchiamento	da 200 Hz a 400 Hz: zona intermedia, indicata dalla letteratura come più critica del ripple di commutazione	20 kHz: banda giudicata benigna a temperatura controllata
Componenti richiesti per il disaccoppiamento dell'alta frequenza	sei induttanze di modo differenziale (≈ 100 µH per bus)	una sola induttanza
Struttura dell'accumulo esposta	sei moduli isolati, ciascuno sollecitato individualmente	un unico pacco

potenza, dove il rapporto fra perdite alternate e continue diverge. È una scelta di progetto da assumere consapevolmente, non un dettaglio implementativo.

Un'attenuazione parziale. Fra le due destinazioni estreme esiste una via intermedia: un filtro LC che devii verso il condensatore una frazione della pulsazione, riducendo proporzionalmente le voci della Tab. 7.2. Va però sottolineato che tale attenuazione non si ottiene aumentando la sola capacità — che, per quanto grande, non modifica sostanzialmente la ripartizione a 400 Hz — ma inserendo un'induttanza serie, con il relativo costo in volume e in numero di componenti magnetici.

Il quadro va infine completato ricordando ciò che il cascaded offre in cambio e che esula da questa analisi: la modularità dell'accumulo, la possibilità di bilanciare attivamente lo stato di carica fra i moduli e di escludere celle guaste, la tolleranza ai guasti intrinseca nella struttura a celle. Sono gradi di libertà che il double bridge, con la sua sorgente unica, non possiede, e che in un bilancio di sistema completo si contrappongono agli svantaggi qui quantificati.

Capitolo 8
Conclusioni e contributi personali

8.1 Sintesi del lavoro svolto

Il lavoro ha affrontato il confronto fra due architetture di inverter candidate a sostituire il tradizionale convertitore trifase a due livelli nei powertrain elettrici di prossima generazione: l'inverter multilivello a celle di semiponte in cascata (CHB) e l'inverter a doppio ponte su macchina ad avvolgimenti aperti (DBI). Dopo averne descritto struttura circuitale e principio di funzionamento, è stato sviluppato in MATLAB un modello analitico di perdita nei semiconduttori, è stato validato rispetto a simulazioni circuitali in PLECS ed è stato impiegato per un confronto sistematico sull'intero spazio operativo, esteso infine all'interazione fra il convertitore e la batteria di trazione.

La struttura del confronto è stata deliberatamente impostata a parità di condizioni al contorno, equalizzando dispositivo, sollecitazioni, frequenze e temperatura, le differenze osservate risultano imputabili alla sola topologia e alla strategia di modulazione. Questa impostazione, unita all'uso della medesima catena di calcolo per entrambe le architetture, rende il confronto più robusto delle singole stime assolute che lo compongono.

L'analisi assume un bus in continua a 400 V, oggi la soluzione di alimentazione più semplice e diffusa negli azionamenti di trazione. Il settore mostra però un trend consolidato verso l'**aumento della tensione di alimentazione del motore**, motivato dalla riduzione delle correnti a parità di potenza, dai minori ingombri di cablaggio e dai tempi di ricarica più brevi: con le topologie tradizionali questo si traduce nell'innalzamento della tensione di bus, tipicamente a 800 V. Questo lavoro segue una strada diversa e confronta, **a parità di bus a** 400 V, strutture di conversione capaci di alzare la tensione di alimentazione del motore rispetto al ponte a due livelli.

8.2 Principali risultati

Equivalenza energetica fra CHB e DBI in unfolding. Il risultato più netto dell'analisi è la sostanziale coincidenza fra l'inverter a celle in cascata e il doppio ponte in modulazione unfolding. L'equivalenza si manifesta a tutti i livelli di aggregazione: le perdite per dispositivo mostrano gli stessi andamenti nelle due architetture, con la commutazione concentrata sui dispositivi ad alta frequenza e trascurabile sugli unfolder; le perdite totali coincidono su tutto l'intervallo di corrente esplorato e a tutte le frequenze di commutazione considerate; il ripple di flusso in uscita è praticamente identico in ampiezza e nella forma dell'inviluppo.

La lettura fisica di questa equivalenza è semplice ma non ovvia a priori: entrambe le configurazioni realizzano la medesima ripartizione funzionale dei compiti fra i dispositivi – una parte che modula ad alta frequenza e una che opera da unfolder alla sola frequenza

fondamentale – e ciò è sufficiente a determinarne il bilancio di perdita, a prescindere dal fatto che le due parti siano disposte in serie sulla stessa fase (cascaded) o alle due estremità dell'avvolgimento aperto (double bridge). Il bilancio di perdita nei semiconduttori, in altre parole, è una proprietà della *logica di modulazione* più che della disposizione circuitale.

Natura e collocazione della penalità dell'unipolare. La modulazione unipolare del double bridge comporta perdite superiori, e l'analisi ne ha identificato la natura come puramente commutativa: le perdite di conduzione restano invariate, dipendendo dalla sola corrente, mentre il numero di transizioni per periodo fondamentale raddoppia. Ne discende un comportamento asimmetrico dei due sweep. Al crescere della corrente lo scarto assoluto aumenta ma quello percentuale diminuisce, perché il denominatore – dominato dalla conduzione, che cresce con il quadrato della corrente – cresce più rapidamente del numeratore. Al crescere della frequenza di commutazione, viceversa, entrambi gli scarti aumentano, poiché la conduzione costituisce un pavimento indipendente da f_{sw}. La penalità dell'unipolare è dunque irrilevante ad alta corrente e bassa frequenza, e diventa significativa esattamente nella regione – alta frequenza di commutazione – che i dispositivi SiC rendono accessibile e attraente.

Il compromesso della modulazione unipolare. La penalità di perdita non è però un difetto senza contropartita. La stessa modulazione unipolare dimezza il ripple di flusso in uscita e riduce il ripple di carica sul bus, grazie al raddoppio della frequenza apparente sull'uscita differenziale. La scelta fra unipolare e unfolding non è quindi una scelta fra una soluzione migliore e una peggiore, ma un compromesso esplicito fra rendimento di conversione da un lato e qualità della forma d'onda e dimensionamento del condensatore dall'altro, il cui punto di equilibrio dipende dalla frequenza di commutazione adottata.

Differenza strutturale nelle alimentazioni in continua. È qui che le due topologie divergono in modo più marcato, e la ragione è architetturale più che modulativa. Nel cascaded ogni bus alimenta una singola fase, e la corrente di cella conserva la forte componente a bassa frequenza propria della pulsazione di potenza monofase (secondo armonico della fondamentale): il ripple di carica risulta dell'ordine di 10^{-3}, governato quasi esclusivamente dall'angolo di carico, con massimo a carico puramente reattivo. Nel double bridge l'unico bus raccoglie le tre fasi, le componenti a bassa frequenza si compensano largamente nella somma trifase e resta prevalentemente il ripple di commutazione, con un'ampiezza di un ordine di grandezza inferiore ($\sim 10^{-4}$) e massimo a modulazione intermedia. In termini di dimensionamento: il cascaded richiede condensatori più grandi ma fra loro identici, dettati dal punto di lavoro più reattivo; il double bridge un solo condensatore, più piccolo, dimensionato a modulazione intermedia e fattore di potenza unitario.

A questa differenza se ne affianca una seconda, di natura ancora più elementare ma non meno rilevante, che l'impostazione del confronto porta alla luce. Per sintetizzare la stessa ampiezza di tensione di fase con la stessa tensione di blocco per dispositivo, le due architetture organizzano in modo diverso la sorgente in continua. Il double bridge lavora su un unico bus condiviso dalle tre fasi; la cascata a semiponti richiede invece due

sorgenti in serie per fase, e quindi una sorgente in continua ripartita in sei sezioni fra loro galvanicamente isolate. La ragione è strutturale: nella cascata metà dell'escursione disponibile è impegnata dall'offset di modo comune, che non contribuisce alla tensione utile sulla macchina. A parità di prestazione e di silicio, il cascaded sposta dunque il costo sulla sorgente: frazionamento e isolamento delle sezioni, con la complessità costruttiva che ne consegue, sono l'elemento che pesa maggiormente nel bilancio complessivo fra le due architetture.

Dimensionamento DC-link. Tradotta in componenti fisici, la differenza spettrale produce il divario più netto emerso dall'intero lavoro. Con lo stesso criterio di ondulazione ammessa (1 % di V_{dc}) e lo stesso condensatore a film assunto come building block (5,6 µF, 500 V), il double bridge richiede otto condensatori in modulazione unipolare (45 µF, 55 cm^3) e sedici in unfolding (90 µF, 111 cm^3). Per il cascaded il risultato dipende da dove si sceglie di collocare la pulsazione:

- assorbendola integralmente sui condensatori di cella servirebbero 37,4 mF, ossia 6675 esemplari del building block, pari a 46 dm^3 e 54 kg — un fattore 834 rispetto al double bridge unipolare, e un banco che da solo supererebbe di circa cento volte il resto del convertitore. È la soluzione che il Par. 6.4 qualifica come non praticabile;
- lasciandola richiudere sulla sorgente, i condensatori scendono a 78, la capacità a 437 µF e il volume a 541 cm^3: circa un ordine di grandezza sopra il double bridge, imputabile al fatto che i sei bus non beneficiano della cancellazione trifase.

Il confronto fra le soluzioni realizzabili è dunque di *un* ordine di grandezza sul solo DC-link, che si riduce a un fattore due circa sul volume complessivo stimato una volta sommato il dissipatore, identico in tutte le configurazioni; il fattore 834 misura il costo della sola alternativa che eviterebbe di sollecitare l'accumulo. Poiché silicio, perdite e raffreddamento sono identici per costruzione, è il DC-link — e solo il DC-link — a determinare la taglia dei due azionamenti.

Ricaduta sulla batteria. La stessa differenza spettrale si traduce in un vantaggio del double bridge sul fronte dell'accumulo. Il bus unico trifase elide il contenuto a bassa frequenza — la banda che la letteratura sperimentale indica come la più critica per impedenza, riscaldamento e invecchiamento — e lascia alla batteria il solo ripple di commutazione, che un filtro correttamente dimensionato disaccoppia efficacemente. Il cascaded espone invece ciascun modulo alla corrente di cella per intero: valore efficace della componente alternata di da 11 a 12 A contro correnti medie di 5,1 e 9,0 A, con contenuto dominante alla fondamentale e, per la cella modulante, inversione di segno entro il periodo. Ne consegue un incremento delle perdite ohmiche nell'accumulo compreso fra il 150 % e il 500 % a seconda della cella, risultato indipendente dal valore della resistenza interna e crescente verso il funzionamento a basso fattore di potenza.

In valore assoluto, tuttavia, il sovraccarico ammonta a meno di un watt per cella: gli studi specifici sulle topologie in cascata indicano che l'effetto sulla vita utile è in generale contenuto, e il bilancio termico è gestibile nelle condizioni nominali. L'elemento

da sorvegliare è la sollecitazione a basso fattore di potenza, dove il rapporto fra perdite alternate e continue diverge.

Attendibilità del modello. La validazione incrociata ha mostrato scostamenti dell'ordine dell'unità percentuale su tutte le grandezze e in tutte le configurazioni, con un massimo di -6% sul solo valore picco–picco di Q_L, la grandezza di ampiezza minore fra quelle esaminate. Gli errori sui valori efficaci, di natura integrale, si sono mantenuti sistematicamente al di sotto di quelli sui valori picco–picco, entro il 2% su tutte le grandezze. L'accordo autorizza l'impiego del modello per l'esplorazione sistematica del piano (M, φ), che la sola simulazione circuitale avrebbe reso proibitiva in termini di tempo di calcolo.

8.3 Indicazioni progettuali

Dalla lettura congiunta dei risultati discendono alcune indicazioni di carattere progettuale, che si offrono come criteri di orientamento piuttosto che come prescrizioni.

Sul solo bilancio di perdita nei semiconduttori, il CHB non offre vantaggi rispetto al DBI in unfolding: a parità di dispositivo, di sollecitazione e di frequenza, le due architetture sono energeticamente equivalenti. La scelta fra esse va quindi decisa su altri criteri – struttura e tensione installata dell'accumulo, dimensionamento dei condensatori, complessità di controllo, tolleranza ai guasti – e non sull'efficienza di conversione. Va anzi osservato che il CHB raggiunge questa parità di perdite lavorando su una sorgente ripartita in sei sezioni isolate, contro l'unico bus del double bridge.

Il criterio che più nettamente discrimina fra le due architetture non è quindi energetico ma volumetrico. Se il progetto è vincolato dalla densità di potenza, il double bridge è la scelta obbligata: la cancellazione trifase sul bus comune elimina all'origine la pulsazione di potenza, e con essa la richiesta di capacità che rende il cascaded non competitivo. Se invece si adotta il cascaded, la pulsazione va consapevolmente assegnata alla batteria, e il dimensionamento termico del pacco va condotto tenendo conto del sovraccarico stimato: è una decisione di progetto, non un dettaglio implementativo, e va presa esplicitamente.

Su questi altri criteri il quadro emerso è articolato. Il double bridge appare preferibile quando l'accumulo è un pacco unico e il progetto premia la compattezza del banco condensatori e la minimizzazione dello stress in alternata sulla batteria; richiede però una macchina ad avvolgimenti aperti, con i sei terminali accessibili, e la gestione delle correnti di modo comune fra i due ponti. Il cascaded appare preferibile quando l'accumulo è già modulare o quando si intendono sfruttare i gradi di libertà che la modularità offre – bilanciamento attivo fra moduli, gestione dello stato di carica per fase, riconfigurazione in condizioni di guasto – accettando in cambio condensatori di cella più grandi, un numero maggiore di alimentazioni isolate e un controllo più articolato.

Quanto alla modulazione del double bridge, la scelta va fatta in funzione della frequenza di commutazione di progetto: a frequenza moderata la penalità dell'unipolare è modesta e il dimezzamento del ripple di flusso la ripaga ampiamente, mentre ad alta frequenza – il regime che i dispositivi SiC rendono praticabile – la penalità commutativa cresce linearmente e l'unfolding diventa competitivo. È anche possibile immaginare una strategia

adattiva, che commuti fra le due modulazioni in funzione del punto di lavoro: l'ipotesi è ripresa fra gli sviluppi futuri.

8.4 Contributi personali

Si riassumono di seguito i contributi originali apportati al lavoro descritto in questa tesi.

Sviluppo del modello analitico di perdita. È stato progettato e implementato in MATLAB un modello di perdita organizzato su tre livelli gerarchici – ricostruzione delle forme d'onda, nucleo di perdita di dispositivo, sweep sullo spazio operativo – con una scelta architetturale precisa: il nucleo di calcolo è indifferente rispetto al dispositivo e alla topologia, e opera su una struttura dati che descrive un singolo interruttore. Questa separazione ha consentito di riutilizzare il medesimo codice per entrambe le architetture e per tutte le strategie di modulazione, cambiando soltanto il blocco che genera i duty cycle. La scelta non è meramente implementativa: è ciò che garantisce che le differenze misurate fra le topologie non siano artefatti del metodo di calcolo, ed è quindi condizione di validità dell'intero confronto.

Estensione del modello agli indici di sollecitazione. Il modello è stato esteso oltre il calcolo delle sole perdite, includendo la ricostruzione della corrente lato continua, del ripple di carica sulle alimentazioni, del ripple di flusso in uscita e della tensione di modo comune. Questa estensione ha permesso di portare nel confronto anche il dimensionamento dei componenti passivi e l'interazione con l'accumulo, che si sono rivelati – a differenza delle perdite – il terreno su cui le due architetture divergono realmente.

Validazione incrociata sistematica con PLECS. È stata condotta una campagna di validazione su tre configurazioni (double bridge unipolare, double bridge unfolding, CHB) e su sette grandezze, per un totale di quattordici indicatori sintetici, con confronto sia qualitativo sulle forme d'onda sia quantitativo su valore picco–picco ed efficace.

Dimostrazione e interpretazione dell'equivalenza CHB–DBI unfolding. L'equivalenza energetica fra le due configurazioni è stata verificata a tre livelli indipendenti (forme d'onda per dispositivo, perdite totali su sweep di corrente e frequenza, ripple di flusso) e ne è stata fornita l'interpretazione fisica in termini di ripartizione funzionale dei compiti fra dispositivi. Il risultato ha una duplice valenza: costituisce un esito del confronto e, al tempo stesso, un controllo di consistenza del modello, che restituisce distribuzioni di perdita coerenti fra configurazioni topologicamente analoghe elaborate per strade indipendenti.

Diagnosi della natura della penalità dell'unipolare. Non ci si è limitati a misurare lo scarto di perdita fra le modulazioni del double bridge, ma se ne è identificata la natura puramente commutativa e se ne è derivato il comportamento asimmetrico rispetto a corrente e frequenza, con la spiegazione del perché scarto assoluto e scarto percentuale

evolvano in versi opposti nello sweep di corrente. Da questa diagnosi discende l'indicazione progettuale sulla dipendenza della scelta di modulazione dalla frequenza di commutazione.

Traduzione degli indici di sollecitazione in stima di taglia. Gli indici di ripple prodotti dal modello sono stati portati fino alla loro conseguenza progettuale. È stato definito un criterio di dimensionamento del condensatore di bus a parità di ondulazione di tensione ammessa, sono state tarate le densità di capacità e di massa su componenti commerciali a film, e si è ricavata analiticamente la componente di pulsazione a $2f_o$ che il modello, per costruzione, non restituisce. Su questa base sono stati costruiti e confrontati tre concept di convertitore in termini di capacità, volume e massa. Il risultato — due ordini di grandezza di differenza sul banco condensatori, a parità di silicio, perdite e raffreddamento — è il contributo che collega il confronto sulle forme d'onda a un confronto fra oggetti fisici, e che consente di formulare un giudizio di merito fra le due architetture che il solo bilancio energetico non permetteva.

Raccordo fra i risultati del modello e la letteratura sulle batterie. È stata condotta un'analisi critica della letteratura sperimentale sull'effetto del ripple di corrente sull'invecchiamento delle celle litio-ione, e se ne sono tradotti gli esiti in una valutazione comparativa di rischio per le due architetture, sulla base degli spettri di corrente effettivamente ricostruiti dal modello. Il raccordo fra il dato di simulazione e l'evidenza sperimentale pubblicata – in particolare la distinzione fra banda a bassa frequenza, riconosciuta come critica, e banda di commutazione, giudicata benigna a temperatura controllata – costituisce l'elemento che consente di portare nel confronto topologico una dimensione, quella della vita utile dell'accumulo, che le sole grandezze elettriche non esprimono.

8.5 Limiti del lavoro e sviluppi futuri

Il lavoro presenta alcuni limiti, che circoscrivono la portata delle conclusioni e indicano al tempo stesso le direzioni di approfondimento più immediate.

Modello termico. L'ipotesi isoterma è il limite più significativo. L'introduzione di una rete termica con retroazione consentirebbe di valutare la temperatura effettiva dei singoli dispositivi, particolarmente rilevante nelle configurazioni con unfolder, in cui le perdite si distribuiscono in modo fortemente disuniforme. Ne seguirebbe una stima del dimensionamento del dissipatore, che è fra i criteri di confronto qui rimasti fuori dall'analisi quantitativa.

Tensione di bus. L'intero confronto è riferito a un bus da 400 V. Il trend verso tensioni di alimentazione del motore più elevate — le architetture a 800 V ormai diffuse nei veicoli di fascia alta — rende naturale chiedersi se la graduatoria qui ottenuta si conservi. La domanda non ha risposta immediata: raddoppiando la tensione di fase richiesta, il cascaded può impilare un numero maggiore di celle a parità di tensione di blocco per dispositivo, mentre il double bridge deve ricorrere a dispositivi di classe superiore o a una configurazione

multilivello di ponte. Poiché energie di commutazione e resistenze in conduzione scalano in modo non lineare con la tensione di blocco, il bilancio di perdita andrebbe rifatto per intero, e con esso il dimensionamento del DC-link, la cui capacità richiesta scala con l'inverso del quadrato della tensione a parità di ondulazione relativa. È probabilmente l'estensione di maggiore rilevanza applicativa fra quelle qui indicate.

Numero di livelli. Il cascaded è stato considerato con due celle per fase, scelta imposta dall'equalizzazione del conteggio dei dispositivi. L'estensione a un numero maggiore di celle – e la corrispondente riduzione della tensione per cella – modificherebbe il compromesso in modo non banale, riducendo le perdite di commutazione unitarie ma aumentando il numero di dispositivi e la complessità di controllo. Lo studio di questa dipendenza è un naturale seguito del lavoro.

Frequenza di commutazione come grado di libertà. La scelta di equalizzare f_{sw} fra le architetture ha congelato uno dei vantaggi potenziali delle topologie multilivello, ossia la possibilità di ridurre la frequenza a parità di qualità della forma d'onda. Un confronto a parità di ripple di flusso, anziché a parità di f_{sw}, restituirebbe una graduatoria potenzialmente diversa e costituisce un'estensione di interesse.

Modulazione adattiva. L'osservazione che la convenienza relativa fra modulazione unipolare e unfolding dipende dal punto di lavoro suggerisce la possibilità di una strategia ibrida, che selezioni la modulazione in funzione di corrente e frequenza per minimizzare le perdite o per rispettare un vincolo di ripple. La valutazione dei benefici ottenibili, e del costo in termini di complessità di controllo e di transitori di commutazione fra strategie, è un tema aperto.

Validazione sperimentale. Il modello è stato validato rispetto a una simulazione circuitale, non rispetto a misure su un prototipo. Una campagna sperimentale su un banco a potenza ridotta consentirebbe di verificare le ipotesi sulle non idealità – tempi morti, induttanze parassite, effettiva dipendenza delle energie di commutazione dalla resistenza di gate – e di confermare l'ordine di grandezza degli scostamenti. Analogamente, le conclusioni sull'interazione con la batteria si basano su letteratura sperimentale di terzi e andrebbero corroborate da prove sulle celle effettivamente adottate, con gli spettri di corrente prodotti dalle due topologie.

8.6 Considerazione conclusiva

Il confronto non ha individuato – né si proponeva di individuare – una soluzione universalmente migliore. Ha invece mostrato che, sul terreno su cui ci si sarebbe attesa la differenza maggiore, quello del rendimento di conversione, le due architetture sono sostanzialmente equivalenti a parità di logica di modulazione, e che la scelta si sposta di conseguenza su altri piani: la struttura dell'accumulo, il dimensionamento dei componenti passivi, lo stress imposto alla batteria e la complessità del controllo.

Appendice A

Confronto dettagliato fra modello MATLAB e simulazione PLECS

In questa appendice è raccolto il materiale di dettaglio della validazione incrociata discussa nella Sez. 4.3. Nel corpo della tesi il confronto è stato presentato in forma qualitativa sulla sola configurazione del double bridge in modulazione unipolare, assunta come caso rappresentativo; qui sono riportate le sovrapposizioni grafica per grandezza fra modello analitico e simulazione circuitale per le restanti configurazioni — double bridge in modulazione unfolding e inverter a celle di semiponte in cascata — insieme alle relative tabelle di errore.

La procedura, gli indicatori sintetici (valore picco–picco e valore efficace) e la definizione dell'errore relativo (Eq. 4.4) sono i medesimi impiegati nel corpo del testo e non vengono qui ripetuti.

A.1 Double bridge in modulazione unfolding

Verificate le due grandezze per la modulazione unipolare, il confronto è stato ripetuto sulla stessa architettura commutata in unfolding. L'interesse di questa seconda verifica non è meramente ripetitivo: la modulazione unfolding concentra l'attività di commutazione su un solo ponte, mentre l'altro opera alla sola frequenza fondamentale, e produce quindi forme d'onda con struttura diversa da quelle esaminate nel corpo del testo. Sottoporre a validazione anche questo caso consente di accertare che l'accordo osservato non dipenda dalla particolare strategia di modulazione, ma sia una proprietà del modello. La procedura è la medesima descritta nella Sez. 4.3.

Tabella A.1: Confronto MATLAB–PLECS per il double bridge in modulazione unfolding: ripple di flusso Λ_{out} e ripple di carica Q_{dclink}.

Grandezza	Indicatore	MATLAB	PLECS	ε [%]
Λ_{out}	Picco–picco	5.0378×10^{-3}	5.0206×10^{-3}	+0.34
	Valore efficace	9.3491×10^{-4}	9.3409×10^{-4}	+0.09
Q_{dclink}	Picco–picco	3.5098×10^{-4}	3.5503×10^{-4}	−1.14
	Valore efficace	7.2062×10^{-5}	7.1905×10^{-5}	+0.22

Le Figg. A.1 e A.2 confermano visivamente quanto già osservato nel caso unipolare: le forme d'onda dei due strumenti si corrispondono nella periodicità, nella struttura dell'inviluppo e nell'ampiezza. Rispetto al caso unipolare si nota, in accordo con le attese, un ripple di flusso di ampiezza circa doppia — conseguenza del fatto che l'unfolding non beneficia del raddoppio della frequenza apparente sull'uscita differenziale — e un ripple

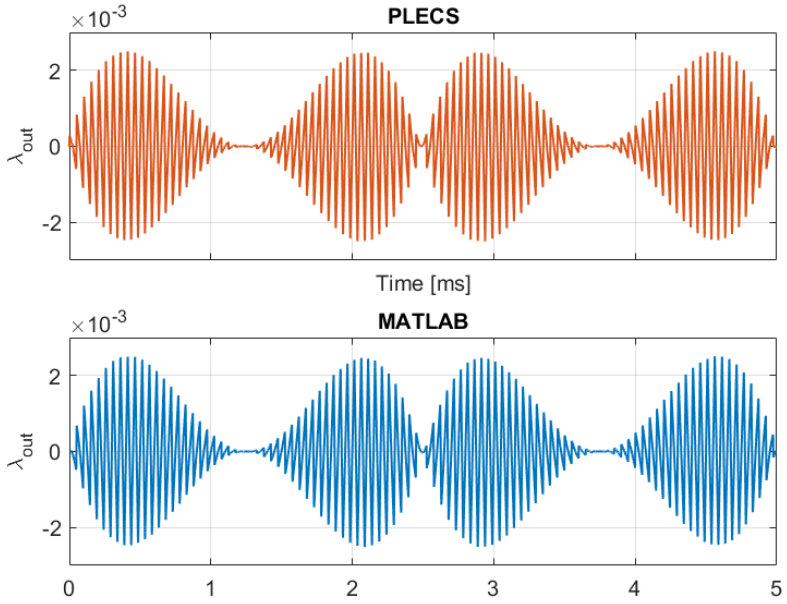


Figura A.1: Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unfolding): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso).

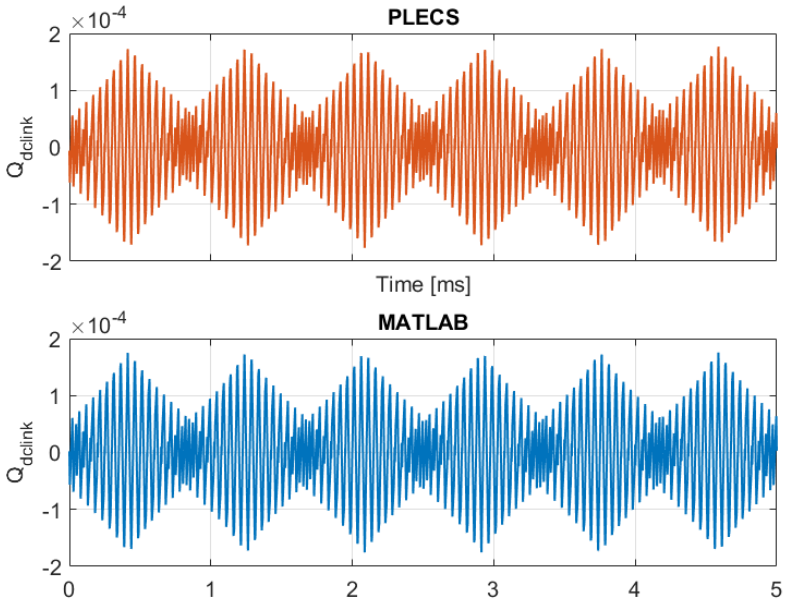


Figura A.2: Ripple di carica Q_{dclink} su un periodo fondamentale (double bridge, modulazione unfolding): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso).

di carica di forma diversa, con una modulazione dell'inviluppo legata all'alternarsi delle semionde di conduzione del ponte sbrogliatore.

I dati della Tab. A.1 quantificano l'accordo. Gli scostamenti restano contenuti entro pochi decimi di punto percentuale su tre dei quattro indicatori, con un massimo di -1.14% sul valore picco–picco del ripple di carica. Anche in questo caso l'errore sul valore efficace è sistematicamente inferiore a quello sul picco–picco, coerentemente con la diversa natura dei due indicatori già discussa; il valore leggermente più elevato riscontrato sul picco–picco della carica si spiega considerando che la corrente lato continua è, in questa modulazione, una grandezza fortemente discontinua, i cui estremi cadono in corrispondenza delle transizioni di commutazione, proprio dove le non idealità del modello circuitale — tempi morti e fronti di durata finita — hanno il massimo effetto.

A.2 Inverter a celle di semiponte in cascata

Il confronto si conclude con la seconda topologia. Rispetto al double bridge, il CHB presenta una peculiarità che ne rende la validazione più articolata: disponendo di un'alimentazione in continua per ciascuna cella, le grandezze da verificare diventano tre, ossia il ripple di flusso in uscita λ_{out} e i due ripple di carica Q_H e Q_L, relativi rispettivamente alla cella che modula ad alta frequenza e a quella che opera da sbrogliatore.

Tabella A.2: Confronto MATLAB–PLECS per il CHB: ripple di flusso λ_{out} e ripple di carica delle due celle, Q_H e Q_L.

Grandezza	Indicatore	MATLAB	PLECS	ε [%]
λ_{out}	Picco–picco	5.1135×10^{-3}	5.0240×10^{-3}	$+1.78$
	Valore efficace	9.3664×10^{-4}	9.3408×10^{-4}	$+0.27$
Q_H	Picco–picco	3.3669×10^{-4}	3.3942×10^{-4}	-0.80
	Valore efficace	6.5639×10^{-5}	6.6609×10^{-5}	-1.46
Q_L	Picco–picco	2.1834×10^{-4}	2.3235×10^{-4}	-6.03
	Valore efficace	5.3841×10^{-5}	5.4954×10^{-5}	-2.03

Il ripple di flusso, riportato in Fig. A.3, mostra un accordo del tutto analogo a quello già riscontrato per il double bridge: $+1.78\%$ sul valore picco–picco e $+0.27\%$ su quello efficace. Ne risulta inoltre confermata l'ampiezza sostanzialmente coincidente con quella della modulazione unfolding — riscontro atteso, data l'equivalenza strutturale fra le due configurazioni discussa nella Sez. 5.2.4.

I due ripple di carica, Figg. A.4 e A.5, riproducono il diverso comportamento delle due celle: quella ad alta frequenza presenta un'ondulazione di commutazione sovrapposta a una componente lenta, mentre quella sbrogliatrice mostra un andamento più regolare, privo di ripple di commutazione. Gli scostamenti riportati in Tab. A.2 si mantengono entro il 2% su tutti gli indicatori, con la sola eccezione del valore picco–picco di Q_L, che si attesta al -6%. Tale valore, pur superiore agli altri, resta accettabile e si spiega considerando che Q_L è la grandezza di ampiezza minore fra quelle esaminate: differenze assolute modeste — come la componente residua a bassa frequenza presente nei dati di simulazione, non

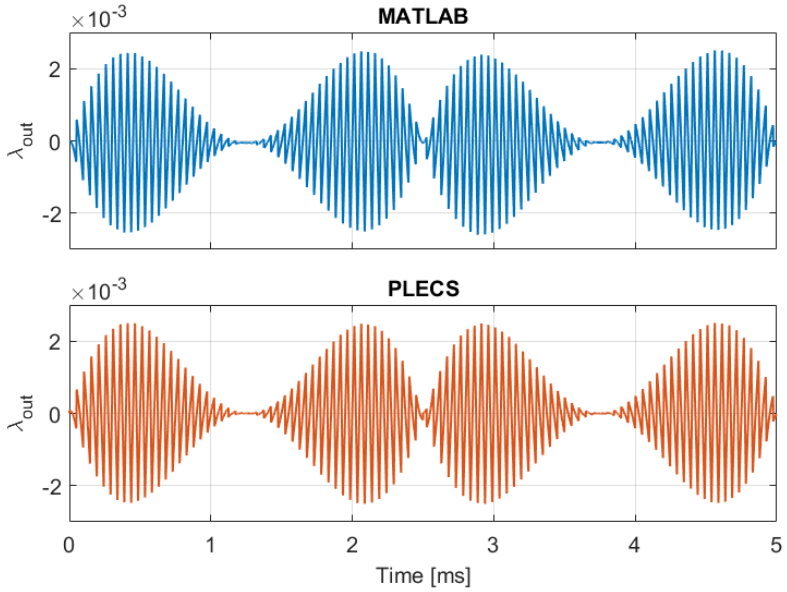


Figura A.3: Ripple di flusso λ_{out} su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso).

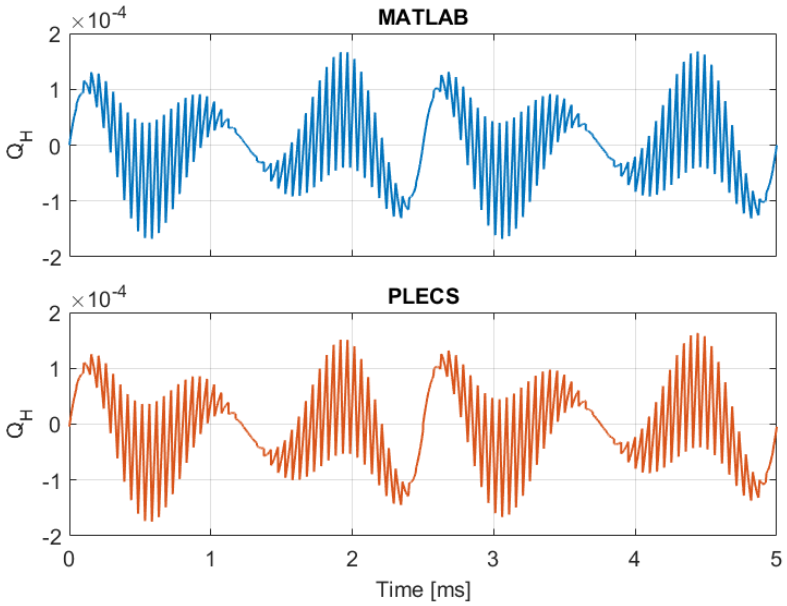


Figura A.4: Ripple di carica Q_H della cella ad alta frequenza su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso).

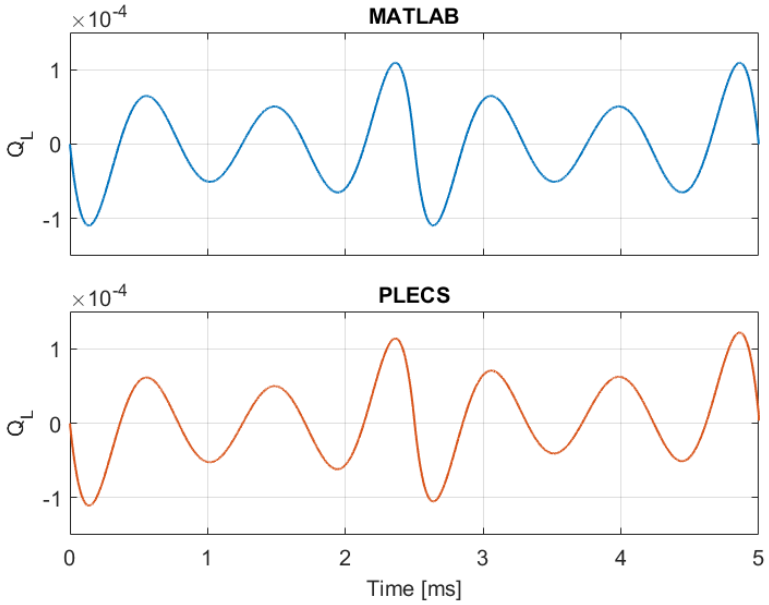


Figura A.5: Ripple di carica Q_L della cella unfolding su un periodo fondamentale (CHB): modello MATLAB (in alto) e simulazione PLECS (in basso).

completamente rimossa dal filtraggio — si traducono perciò in scostamenti relativi più marcati, e ciò accade sul solo indicatore di escursione, mentre il valore efficace, di natura integrale, resta entro il 2%.

Riferimenti

[1] International Energy Agency, "Road transport," in *Breakthrough Agenda Report 2025*, IEA, Paris, 2025. [Online]. Disponibile: https://www.iea.org

[2] International Energy Agency, *Global EV Outlook 2025*, IEA, Paris, 2025. [Online]. Disponibile: https://www.iea.org

[3] A. Poorfakhraei, M. Narimani e A. Emadi, "A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, pp. 155–170, 2021.

[4] J. Rodríguez, J.-S. Lai e F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, ago. 2002.

[5] S. Kouro *et al.*, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, ago. 2010.

[6] L. M. Tolbert, F. Z. Peng e T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, gen./feb. 1999.

[7] "A technical review of modern traction inverter systems used in electric vehicle applications," *Energy Reports*, vol. 9, pp. 709–729, 2023.

[8] "Applications of wide band-gap semiconductors in electric traction drives: Current trends and future perspectives," *eTransportation / Elsevier*, 2025.

[9] "Multiphase traction inverters: State-of-the-art review and future trends," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 166675–166706, 2021.

[10] "A survey on the state-of-the-art and future trends of multilevel inverters in BEVs," *Electronics*, vol. 12, no. 13, art. 2993, 2023.

[11] "A modular multilevel inverter with cascaded half-bridge cells," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 2013.

[12] "Switched-capacitor-based cascaded half-bridge multilevel inverter with voltage boosting feature," *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology (IJRASET)*, 2023.

[13] H. Stemmler e P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives," in *Proc. 5th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 7–14.

[14] M. Antivachis, D. Bortis e J. W. Kolar, “Analysis of double-bridge inverters for drive systems with open-end winding motors,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5300–5320, ott. 2021.

[15] “Power sharing and voltage vector distribution model of a dual-inverter open-end winding motor drive system for electric vehicles,” *Applied Sciences*, vol. 8, no. 2, art. 254, 2018.

[16] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai e J. Marco, “The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance,” *Applied Energy*, vol. 178, pp. 142–154, 2016.

[17] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. F. Schuster, P. Keil e A. Jossen, “The Influence of Current Ripples on the Lifetime of Lithium-Ion Batteries,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 11, pp. 10438–10445, 2018.

[18] F. Chang, F. Roemer e M. Lienkamp, “Influence of Current Ripples in Cascaded Multilevel Topologies on the Aging of Lithium Batteries,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 11879–11890, 2020.

[19] S. Bala, T. Tengnér, P. Rosenfeld e F. Delince, “The effect of low frequency current ripple on the performance of a Lithium Iron Phosphate (LFP) battery energy storage system,” in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3485–3492, 2012.

[20] P. Korth Pereira Ferraz e J. Kowal, “A Comparative Study on the Influence of DC/DC-Converter Induced High Frequency Current Ripple on Lithium-Ion Batteries,” *Sustainability*, vol. 11, no. 21, art. 6050, 2019.

[21] A. Ghassemi, P. Chakraborty Banerjee, A. F. Hollenkamp, Z. Zhang e B. Bahrani, “Effects of alternating current on Li-ion battery performance: Monitoring degradative processes with in-situ characterization techniques,” *Applied Energy*, vol. 284, art. 116192, 2021.

[22] Wolfspeed, “C3M0032120K — Silicon Carbide Power MOSFET, 1200 V, 32 mΩ,” datasheet, Wolfspeed Inc., Durham, NC. [Online]. Disponibile: https://www.wolfspeed.com

[23] H. Li *et al.*, “The degradation characteristics and mechanism of $Li[Ni_{0.5}Co_{0.2}Mn_{0.3}]O_2$ batteries with high frequency current ripple excitation,” *Applied Energy*, vol. 343, art. 121242, 2023.

[24] KEMET Electronics, “C4AQ, Radial, 2 or 4 Leads, 500–1 500 VDC, for DC Link (Automotive Grade),” datasheet F3114_C4AQ. [Online]. Disponibile: https://content.kemet.com

[25] Fischer Elektronik, “LA 6 — Dissipatori ad aria forzata con ventola assiale integrata,” scheda tecnica. [Online]. Disponibile: https://www.fischerelektronik.de

[26] H. Wang e F. Blaabjerg, “Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters — An overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3569–3578, 2014.