PROGETTO E REALIZZAZIONE DI UN CONVERTITORE BOOST MULTIFASE CON ELEVATO GUADAGNO STATICO PER APPLICAZIONI SU CELLE A COMBUSTIBILE

Relatore: Ch.mo Prof. Giorgio Spiazzi

Laureando: Marco Zuccherato

A.A. 2009-2010

Università degli Studi di Padova

Facoltà di Ingegneria

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

PROGETTO E REALIZZAZIONE DI UN CONVERTITORE BOOST MULTIFASE CON ELEVATO GUADAGNO STATICO PER APPLICAZIONI SU CELLE A COMBUSTIBILE

Relatore: Ch.mo Prof. Giorgio Spiazzi

Laureando: Marco Zuccherato

A.A. 2009-2010

A mio Papà, che spero mi guardi dall'alto con orgoglio.

A mio Nonno, che mi ha fatto scoprire il mondo dell'Elettronica.

Alla mia famiglia, che mi ha sempre sostenuto.

Alla mia fidanzata Chiara, per il suo amore e la sua pazienza.

"La vita è come una bicicletta, devi sempre pedalare per rimanere in equilibrio"

A. Einstein

Indice

Sommario **vi**

1 Stato dell'Arte **1**

1.1 Introduzione 1

1.2 Criteri di Analisi 2

1.3 Topologie con Induttori 7

1.3.1 Boost Quadratico 7

1.3.2 Doppio Boost Duale 9

1.3.3 Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco 13

1.4 Topologie con Mutuo Induttore 17

1.4.1 Boost con Circuito di *Clamp* 17

1.4.2 Convertitore con Boost Ausiliario di *Clamp* 22

1.4.3 Boost con Mutuo Induttore ad Avvolgimento Incrociato 27

1.4.4 Boost con Induttore Ausiliario 32

1.4.5 Boost con Mutuo Induttore a Doppio Avvolgimento Secondario . . 36

1.4.6 Boost con Condensatore Ausiliario 40

1.4.7 Flyback con Boost Integrato 44

1.4.8 Flyback con Boost Integrato e Diodo Ausiliario 48

1.5 Topologie con Moltiplicatore di Tensione 53

1.5.1 Boost con Moltiplicatore di Tensione 53

1.5.2 Boost con Cella *Three-State* e Trasformatore di Bilanciamento . . . 58

1.5.3 Boost con Cella *Three-State* e Duplicatore di Tensione con Trasformatore a Doppio Primario 63

1.5.4 Boost con Duplicatore di Tensione a Doppio Mutuo Induttore . . . 68

1.5.5 Boost con Duplicatore di Tensione a Singolo Mutuo Induttore . . . 73

1.6 Confronto fra Topologie 78
1.6.1 Confronto fra Topologie con Induttori 79
1.6.2 Confronto fra Topologie con Mutuo Induttore 81
1.6.3 Confronto tra Topologie con Moltiplicatore di Tensione 83
1.7 Scelta della Topologia da Implementare 86

2 Convertitore Boost Multifase con Duplicatore di Tensione Intrinseco 89
2.1 Descrizione del Funzionamento 91
2.1.1 Funzionamento con *Duty-Cycle* Superiore a 0.5 91
2.1.2 Funzionamento con *Duty-Cycle* Inferiore a 0.5 93
2.2 Determinazione del Rapporto di Conversione 97
2.2.1 Calcolo del Rapporto con *Duty-Cycle* Superiore a 0.5 97
2.2.2 Calcolo del Rapporto con *Duty-Cycle* Inferiore a 0.5 98
2.2.3 Rapporto di Conversione Complessivo 98
2.3 Simulazione del Circuito 99
2.3.1 Collegamento dell'Alimentazione 100
2.3.2 Modulatore PWM 102
2.3.3 Risposta al Gradino di *Duty-Cycle* 103
2.3.4 Risposta alla Rampa di *Duty-Cycle* 104
2.3.5 Analisi della Sollecitazione di Tensione sugli Interruttori durante il Transitorio di Accensione 105
2.3.6 Conclusioni 110
2.4 Progettazione del Convertitore 111
2.4.1 Dimensionamento dei Componenti 111
2.4.2 Verifica del Dimensionamento tramite Simulazione 119
2.4.3 Riassunto delle Specifiche del Convertitore 124

3 Variazioni Topologiche del Convertitore 125
3.1 Snubber Realizzato con Mutuo Induttore 125
3.1.1 Principio di Funzionamento 125
3.1.2 Applicazione al Convertitore in Esame 129
3.1.3 Dimensionamento e Simulazione 131
3.1.4 Conclusioni 137

3.2 Snubber Realizzato con Induttore 138
3.2.1 Descrizione del Funzionamento 138
3.2.2 Effetti sul Rapporto di Conversione del Convertitore Originale . . . 143
3.2.3 Dimensionamento dello Snubber 148
3.2.4 Simulazione del Circuito 152
3.2.5 Estensione al Funzionamento del Convertitore come PFC 159
3.2.6 Conclusioni 163

4 Realizzazione del Prototipo **167**
4.1 Schema Elettrico 167
4.2 Scelta dei Componenti 170
4.2.1 Scelta degli Interruttori 170
4.2.2 Dimensionamento dei Circuiti di Pilotaggio e dei Resistori di *Gate* dei MOSFET 171
4.2.3 Scelta dei Diodi 174
4.2.4 Dimensionamento degli Induttori 174
4.2.5 Condensatore di Blocco 182
4.2.6 Condensatore di Filtro 182
4.2.7 Condensatore di Ingresso 183
4.2.8 Sensori di Corrente LEM 183
4.2.9 Calcolo delle Perdite nei Collegamenti Realizzati in Rame 183
4.3 Descrizione del Prototipo Realizzato 190

5 Risultati Sperimentali **193**
5.1 Verifica Iniziale del Funzionamento del Convertitore 194
5.2 Prove a Potenza di Uscita Intermedia 1kW 195
5.2.1 Analisi delle Sollecitazioni di Tensione sui Diodi e sugli Interruttori 196
5.2.2 Analisi delle Correnti nel Circuito 200
5.2.3 Analisi dei Circuiti di Pilotaggio 205
5.3 Prove a Potenza di Uscita Intermedia 1.5kW 210
5.3.1 Analisi delle Sollecitazioni in Tensione 210
5.3.2 Analisi delle Commutazioni negli Interruttori 212
5.3.3 Analisi della Tensione di Uscita 219

5.3.4 Verifica del Rapporto di Conversione 224
5.3.5 Calcolo del Rendimento di Conversione 225
5.3.6 Stima delle Perdite nel Convertitore 227
5.3.7 Distribuzione delle Temperature nel Convertitore 230
5.3.8 Inserimento di un circuito di *clamp* nel convertitore 232

Conclusioni **236**

A Analisi della Corrente di Ingresso nei Convertitori Multifase **237**
A.1 Caratteristiche dell'Ondulazione di Corrente di Ingresso in un Convertitore Multifase 237
A.2 Confronto tra Corrente di Ingresso Continua e Discontinua nei Convertitori a Singola Fase 238

B Approfondimento sul Convertitore Boost con Moltiplicatore di Tensione **243**
B.1 Simulazione del Circuito 243
B.1.1 Interruttori e Induttori 244
B.1.2 Condensatori del Moltiplicatore di tensione 246
B.1.3 Diodi 246
B.2 Conclusioni 249

C Listati MathCad® **251**

Bibliografia **254**

Sommario

In questo lavoro si analizza un convertitore ad alto guadagno statico per applicazioni su celle a combustibile.

Nel primo capitolo è stato valutato lo stato dell'arte delle topologie di convertitori esistenti, ottenendo un insieme di soluzioni dedicate allo scopo. Queste sono state analizzate evidenziandone vantaggi e svantaggi e osservandone le similitudini. Dal successivo confronto si è ottenuta la topologia più idonea all'applicazione in oggetto.

Nel secondo capitolo è stato approfondito il funzionamento del convertitore scelto e sono state analizzate tramite simulazione le principali sollecitazioni sui componenti rispetto a quelle attese. I componenti principali sono poi stati dimensionati.

Nel terzo capitolo si trova l'analisi delle variazioni topologiche del convertitore proposte al fine di risolvere alcuni problemi legati al funzionamento.

Nel quarto capitolo si presenta la scelta dei componenti e la realizzazione del prototipo.

Nel quinto capitolo si presentano i risultati delle misure effettuate sul circuito suddivise per livello di potenza in uscita. In queste si verifcano il funzionamento generale del convertitore e le sollecitazioni sui componenti. Si calcolano poi il rapporto di conversione e il rendimento effettivi, con alcune considerazioni sulla distribuzione delle perdite di potenza nel convertitore.

Capitolo 1

Stato dell'Arte

In questo capitolo si presentano le soluzioni esistenti per la conversione di energia con elevato guadagno di tensione ed elevato livello di potenza di uscita.

Si elencano inizialmente i criteri di analisi utilizzati per la valutazione e il confronto delle topologie trattate, poi si illustrano i dettagli di ogni convertitore analizzato. Si confrontano infine le topologie illustrate e si sceglie la più idonea alla realizzazione.

1.1 Introduzione

Le topologie presentate sono raggruppate in tre famiglie principali:

- Topologie con Induttori
- Topologie con Mutuo Induttore
- Topologie con Moltiplicatore di Tensione

Ogni topologia è analizzata nella configurazione a singola fase con l'obiettivo di estenderla alla versione multifase finale del convertitore di cui è obiettivo questa ricerca.

Al fine di descrivere e successivamente confrontare i convertitori, si realizza il dimensionamento numerico necessario utilizzando parametri di progetto simili o uguali, in modo da rendere confrontabili i risultati ottenuti.

Per ogni topologia si inserisce lo schema elettrico, una breve descrizione del funzionamento, l'elenco dei vantaggi e degli svantaggi rilevati, una tabella che raccoglie le principali caratteristiche osservate e i cenni di dimensionamento del convertitore.

I parametri principali considerati per ciascuna topologia sono i seguenti:

- Tensione di ingresso $V_{IN} = 25V - 35V$
- Tensione di uscita $V_{OUT} = 400V$
- Potenza erogata in uscita $P_{OUT} = 2.5kW$
- Frequenza di commutazione $f_S = 100kHz$
- Guadagno nominale nella fascia $11.42 - 16$
- La tensione nominale degli interruttori e dei diodi è ottenuta maggiorando del 20% la tensione massima calcolata e attribuendo al risultato il valore commerciale più vicino.

Salvo indicazioni contrarie ogni convertitore sarà considerato operante nel modo di funzionamento principale previsto per la topologia proposta, la cui descrizione non intende essere esaustiva di tutti i possibili modi di funzionamento.

1.2 Criteri di Analisi

In questo paragrafo si elencano e si descrivono i criteri utilizzati per analizzare e confrontare i convertitori presentati nel corso del capitolo. Un sottoinsieme di questi sarà utilizzato in seguito per la scelta della topologia da implementare.

I criteri sono divisi in tre gruppi: il primo contiene i criteri quantitativi relativi al funzionamento del convertitore in esame, il secondo i criteri qualitativi che analizzano le possibili inefficienze del funzionamento e il terzo che considera le caratteristiche strutturali e di controllo della topologia.

Caratteristiche operative del convertitore

- Sollecitazione di tensione e tensione nominale sugli interruttori

  La sollecitazione di tensione sugli interruttori è un parametro deducibile da un primo dimensionamento del convertitore in analisi; nel caso di interruttori di tipo MOSFET, la resistenza di canale è proporzionale alla tensione nominale del componente, per cui il parametro fornisce informazioni sulla penalizzazione del rendimento del convertitore e sulle prestazioni dell'interruttore in termini di velocità e perdite di commutazione.

- Tensione di blocco dei diodi

  Il valore della tensione di blocco sui diodi rende confrontabili i componenti partendo da un dimensionamento minimo del convertitore e consente di evincere l'entità della dissipazione di potenza su di essi, della capacità e delle resistenze parassite.

- *Duty-cycle* nominale

  Il valore di *duty-cycle* nominale è indice della capacità del convertitore di elevare la tensione di uscita senza eccedere nella durata dell'intervallo di conduzione degli interruttori, che solitamente è sinonimo di maggiori perdite di conduzione.

  Con questo criterio si intende analizzare anche la presenza di limitazioni minime o massime del *duty-cycle* imposte dal tipo di funzionamento, che possono influenzare la dinamica del controllo applicato in seguito. Quelle minime possono essere necessarie per garantire la modalità di funzionamento desiderata, quelle massime per evitare una eccessiva riduzione della frequenza di commutazione o indurre ad utilizzare tempi di commutazione degli interruttori troppo brevi, peggiorando gli effetti di *reverse-recovery* dei diodi di raddrizzamento utilizzati.

- Rapporto spire di trasformatore o mutuo induttore

  Il valore del rapporto spire di un elemento ad accoppiamento magnetico fornisce indicazioni sulla realizzabilità dei suoi avvolgimenti e sull'entità delle induttanze di dispersione e capacità parassite ad essi associate.

- Caratteristiche della corrente di ingresso

  L'analisi della corrente di ingresso riguarda fondamentalmente l'ondulazione e la sua frequenza che determinano l'eventuale necessità di filtri per proteggere la sorgente di energia e per attenuare le interferenze elettromagnetiche. Inoltre, la presenza di armoniche in alta frequenza può generare nell'avvolgimento degli induttori problemi di effetto pelle e prossimità, e di perdite per isteresi e correnti parassite nei nuclei magnetici. In caso di ondulazione molto elevata possono aumentare anche le perdite di conduzione. Il parametro è molto importante e significativo, ed è deducibile qualitativamente senza dimensionamento.

  In questa analisi si valuta in particolar modo la discontinuità della corrente di ingresso del convertitore in configurazione singola fase o multifase, dove si indicherà con

n il generico numero di fasi. I convertitori con corrente di ingresso discontinua nella configurazione a singola fase presentano una ondulazione di ampiezza nota e pari al valore massimo di corrente che scorre sull'interruttore, che peraltro con queste ipotesi è sempre maggiore del valore della corrente media di ingresso (si veda quanto riportato nel Par. A.1 e nel Par. A.2, Eq. (A.4), dell'Appendice A). Ciò significa che solo un congruo numero di fasi può garantire che l'ondulazione della corrente di ingresso del convertitore complessivo sia percentualmente bassa, e quindi ridurre il filtraggio capacitivo richiesto e i problemi di compatibilità elettromagnetica generati da fronti di corrente così ripidi.

Inoltre, la discontinuità della corrente di ingresso in un convertitore si traduce nell'aumento del valore efficace di corrente che scorre nell'interruttore e quindi in perdite di conduzione maggiori (la dimostrazione è data nel Par. A.2 dell'App. A).

- Modo di funzionamento

  Descrive la modalità di funzionamento scelta per il convertitore alla quale si possono ricondurre altre caratteristiche elencate in seguito quali le commutazioni *Zero Current Switching* (ZCS) e il *soft-recovery* nei diodi.

- Numero di stadi che processano l'energia e modalità di trasferimento

  E' importante osservare in quanti stadi viene processata l'energia durante la conversione dato che l'assenza di trasferimento diretto nel percorso ingresso-uscita può portare a penalizzazioni del rendimento del convertitore. Inoltre, l'affidabilità può essere compromessa da problemi di stabilità nel caso di convertitori collegati in cascata e in tal caso il numero di componenti di potenza e di circuiti di controllo necessari aumenta.

Svantaggi, problemi, inefficienze nel funzionamento e compensazioni previste

- *Soft-switching* inerente alla topologia

  La presenza di funzionamento *soft-switching* nel convertitore, da considerare in assenza di circuiti *snubber* aggiuntivi, influenza positivamente l'efficienza del convertitore.

- Effetto del *reverse-recovery* sui diodi

Questo criterio vuole valutare l'entità del *reverse-recovery* sui diodi di raddrizzamento durante il funzionamento del convertitore e darne una lettura immediata.

Gli effetti di *reverse-recovery* sono legati al modo di funzionamento del convertitore (continuo (CCM), discontinuo (DCM), presenza di induttanze di dispersione in serie ai diodi, ecc.) che può forzare o ridurre il problema.

- Necessità di circuiti di *clamp* o *snubber*

  Questo criterio indica la presenza o la necessità di circuiti aggiuntivi di *clamp* attivo, passivo, rigenerativo o dissipativo, per la gestione dell'energia delle induttanze di dispersione o per limitare l'evoluzione di risonanze tra elementi reattivi parassiti, oppure di circuiti *snubber*, necessari o proposti per ottenere un funzionamento *soft-switching* del convertitore o risolvere i problemi di *reverse-recovery* sui diodi.

- Condensatori in serie al flusso di potenza

  Si valuta se la sollecitazione di corrente dei condensatori inseriti nella topologia è eccessiva, causando vita utile breve del componente e riducendo l'efficienza del convertitore a causa del riscaldamento indotto dalle perdite. Tale criterio è quindi indice dell'affidabilità del convertitore.

Struttura e controllo

- Numero di componenti

  Descrive la quantità di interruttori, diodi, induttori, nuclei magnetici (specificando se piccoli o grandi), condensatori (piccoli o grandi) utilizzati per la realizzazione del convertitore.

  Si includono nel conteggio anche i componenti necessari alla realizzazione di eventuali circuiti *snubber* aggiuntivi in modo da consentire una valutazione del convertitore completo. Per i componenti magnetici e i condensatori si indicano anche le dimensioni fisiche dei componenti per capire l'ingombro che questi potrebbero introdurre nel convertitore eventualmente realizzato.

- Numero dei componenti *attivi* in serie alla sorgente di alimentazione

  Al fine di sfruttare al massimo la fonte di energia a cui si collega il convertitore il numero di elementi attivi nella maglia di ingresso deve essere considerato e minimiz-

zato. In particolare, nei convertitori con ingresso a bassa tensione e alta corrente le maggiori perdite sono localizzate nel primo stadio del circuito.

- Ulteriori aspetti da considerare

  Le strutture intrinsecamente multifase possono richiedere una complessità di controllo maggiore con relativo aumento del costo di realizzazione.

  Taluni convertitori possono presentare zeri a parte reale positiva.

  Il *clamp* attivo e il raddrizzamento sincrono richiedono nel circuito di controllo comandi fluttuanti rispetto alla massa che possono aumentare il costo e ridurre l'affidabilità, quest'ultima peggiorata anche dalla presenza della serie dei due interruttori necessari per il funzionamento di tali meccanismi. In alcuni casi possono essere introdotte perdite considerevoli, in funzione anche delle correnti processate.

  I mutui induttori possono avere avvolgimenti multipli e/o incrociati.

  Un alto valore di rapporto spire può causare la presenza di elevate capacità parassite al secondario di un trasformatore o di un mutuo induttore, e indurre risonanze o comportamenti anomali nel circuito.

  Alcuni componenti possono essere uguali a vantaggio del costo di produzione.

  Infine, valori elevati di oscillazioni, in ampiezza e frequenza, e di derivate di tensione o corrente possono provocare disturbi elettromagnetici consistenti.

1.3 Topologie con Induttori

1.3.1 Boost Quadratico

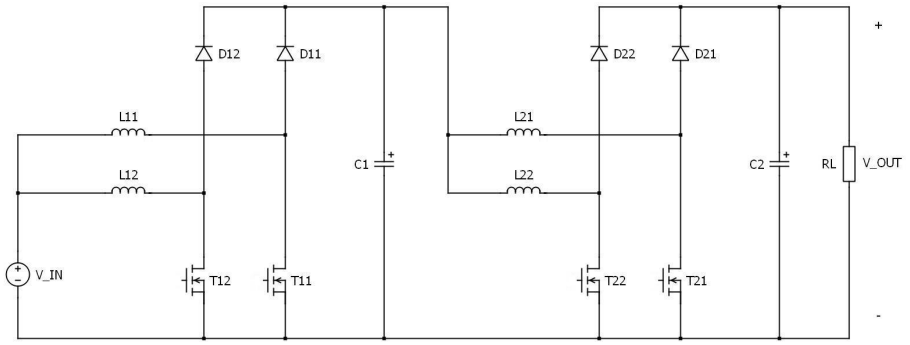


Figura 1.1 – Schema elettrico del convertitore *Boost Quadratico* a due fasi.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore è costituito dalla cascata di due convertitori *boost* con l'obiettivo di elevare la tensione di uscita mantenendo basso il valore del *duty-cyclee* di ridurre l'ondulazione di corrente di ingresso nel primo stadio. In Fig. 1.1 si illustra la soluzione a due fasi.

A regime, i due interruttori T_{11} e T_{12} sono pilotati con comandi sfasati di mezzo periodo di commutazione e i due induttori L_{11} e L_{12} sono caricati alternativamente dalla sorgente di ingresso, in corrispondenza dell'accensione del relativo interruttore in serie. Nella fase di rilascio dell'energia gli induttori alimentano il secondo stadio *boost* e ripristinano la carica del condensatore di filtro C_1. Lo stesso funzionamento si ha per il secondo stadio che riversa l'energia sul condensatore C_2 per alimentare il carico collegato in uscita [1].

Vantaggi

- gli interruttori in ingresso che sono soggetti alla massima corrente rispetto a quelli dello stadio di uscita sono sottoposti alla tensione di sollecitazione minore

- la corrente di ingresso è continua con bassa ondulazione, ridotta ulteriormente nella configurazione multifase

- il diodo a bassa tensione potrebbe essere scelto di tipo *Schottky*, eliminando il problema del *reverse-recovery*

Svantaggi

- il *duty-cycle* ha valore molto elevato. Sarebbe richiesto un ulteriore stadio in cascata per ridurne il valore
- gli interruttori del secondo stadio sono sollecitati alla piena tensione di uscita
- il funzionamento *hard-switching* causa pesanti problemi di *reverse-recovery*
- sono necessari due induttori con elevata induttanza attraversati da alta corrente
- la struttura a due o tre stadi di conversione in cascata penalizza il rendimento e richiede un numero elevato di componenti
- la cascata di due stadi può ridurre l'affidabilità e introdurre difficoltà nel controllo del convertitore
- il condensatore in uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori	$T_{11,12} = 150V$ $T_{21,22} = 500V$
Tensione di blocco dei diodi	$D_1 = 150$V $D_2 = 600$V
Duty-cycle nominale, minimo, massimo*	0.75 - 0.75
Rapporto spire	(Nessun accoppiamento magnetico)
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Continua con bassa ondulazione
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ridotta con frequenza nf_S
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2 in cascata
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1 per ogni stadio
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno: topologia *hard-switching*
Problemi di *reverse-recovery*	Severi
Snubber o circuiti di clamp necessari	-
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 2 diodi
Numero di elementi magnetici	2 induttori con alta induttanza e alta corrente
Numero di condensatori	2 ad alta capacità, di cui 1 ad alta tensione
Osservazioni	Il condensatore C_2 e gli interruttori $T_{21,22}$ sono sollecitati dalla piena tensione di uscita. L'interruttore a massima corrente è sottoposto alla sollecitazione di tensione minore.

Tabella 1.1 – Caratteristiche del convertitore *Boost Quadratico*.

* Si assume 0.75 il valore massimo tollerabile per il *duty-cycle*.

1.3.2 Doppio Boost Duale

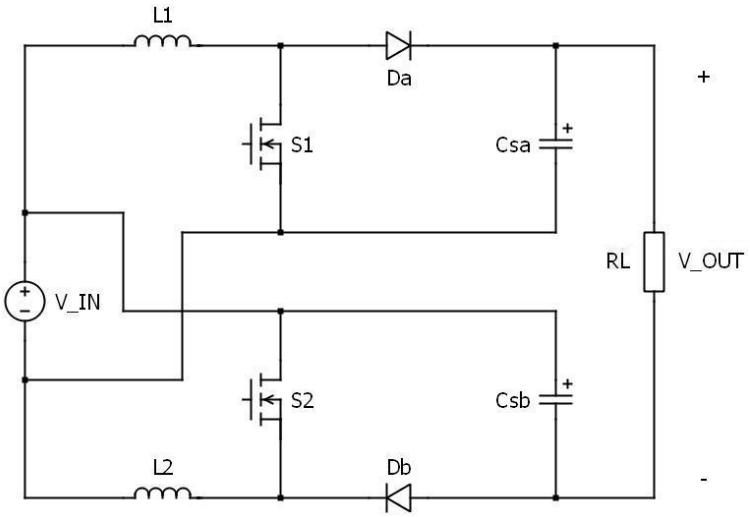


Figura 1.2 – Schema elettrico del convertitore *Doppio Boost Duale*

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore illustrato in Fig. 1.2 è composto da due sub-convertitori *boost* tradizionali accoppiati inversamente. In particolare sono collegati alla stessa fonte di energia di ingresso un convertitore *boost* per tensioni positive e un convertitore *boost* per tensioni negative. Ciascuna delle due uscite fornisce un punto di collegamento per il carico, che risulta alimentato dalla somma della tensione su ogni condensatore di uscita meno quella di ingresso. Il comando dei due interruttori S_1 e S_2 è ritardato reciprocamente di mezzo periodo di commutazione. La struttura del convertitore è molto simile ad una soluzione multifase, con l'ulteriore vantaggio di elevare la tensione di uscita mantenendo bassi i valori del *duty-cycle* e della sollecitazione di tensione sugli interruttori.

A regime, i due subconvertitori *boost* accumulano energia nell'induttore L_1 o L_2 in corrispondenza della fase di accensione del relativo interruttore e la rilasciano allo spegnimento, caricando il condensatore C_{sa} o C_{sb} e alimentando il carico collegato in uscita [2].

Nota: il particolare collegamento dei due condensatori di filtro in uscita rispetto alla sorgente di alimentazione compromette l'efficienza del convertitore. Infatti, la tensione di ingresso V_{IN} è sottratta alla somma della tensione sui due condensatori di uscita C_{sa} e C_{sb} e ne riduce la potenza erogabile. Perciò, confrontando questa topologia con un convertitore

boost tradizionale a due fasi, a parità di punto di lavoro dei due sub-convertitori *boost*, nel secondo caso la potenza erogata in uscita dal convertitore è inferiore, e quindi lo è il rendimento, dato che le perdite nei due sub-convertitori sono le stesse ma l'uscita è sfruttata in maniera meno efficace.

Il calcolo del rendimento conferma quanto appena esposto. Definendo con η' il rendimento del convertitore in esame e con η il rendimento del convertitore *boost* tradizionale, si ottiene:

$$\eta' = \frac{P'_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})I_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} - \frac{V_{IN}I_{OUT}}{V_{IN}I_{IN}} = \eta - \frac{I_{OUT}}{I_{IN}}$$

A questo punto è evidente che l'efficienza del convertitore in esame è sempre inferiore a quella del convertitore *boost* tradizionale, essendo il rapporto $\frac{I_{OUT}}{I_{IN}}$ sempre maggiore di zero. Tale differenza si riduce tanto di più quanto il valore della corrente di uscita si discosta da quello della corrente di ingresso. Questo è sinonimo di funzionamento con rapporto di conversione elevato, che rende la sottrazione del valore della tensione di ingresso più trascurabile rispetto alla tensione di uscita.

Vantaggi

- la tensione nominale su ciascuno degli interruttori e dei diodi è inferiore al valore di tensione di uscita (risulta pari a $\frac{3}{4}V_{OUT}$)

- la corrente di ingresso è continua con bassa ondulazione pur usando induttori più piccoli rispetto ad un normale convertitore *boost*, grazie alla struttura a due fasi

- l'energia è processata in un unico stadio a vantaggio del rendimento

- l'ondulazione di tensione di uscita è ridotta da una parziale cancellazione delle ondulazioni su ciascun condensatore, consentendo l'utilizzo di valori di capacità ridotti

- la tensione di uscita è ripartita fra due condensatori con conseguenti minori stress di tensione e volume occupato

- la struttura bifase è orientata alle applicazioni ad alta potenza

Svantaggi

- il *duty-cycle* nominale ha valore molto elevato

- il rendimento di conversione è penalizzato rispetto a quello di un convertitore *boost* tradizionale, a fronte di una riduzione di tensione di sollecitazione sugli interruttori bassa per compensare tale effetto

- il funzionamento *hard-switching* comporta pesanti problemi di *reverse-recovery* sui diodi di raddrizzamento

- l'uscita è fluttuante rispetto alla sorgente di ingresso e ogni fase richiede un comando sfasato dei due interruttori, causando possibili complicazioni nel sistema di controllo nella configurazione multifase del convertitore

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori*	$S_1 = 300V$ $S_2 = 300V$
Tensione di blocco dei diodi*	$D_a = 300V$ $D_b = 300V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo**	0.88 - 0.75
Rapporto spire	-
Modo di funzionamento	CCM intrinsecamente multifase (2 fasi)
Corrente di ingresso della singola fase	Continua, ripartita in due fasi, con bassa ondulazione, frequenza $2f_S$
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ridotto e frequenza $n2f_S$
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1, struttura parallela
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno: topologia *hard-switching*
Problemi di *reverse-recovery*	Severi
Snubber o circuiti di clamp necessari	-
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 2 diodi
Numero di elementi magnetici	2 induttori a media induttanza, ciascuno a circa metà della corrente ingresso
Numero di condensatori	2 a media capacità, a tensione $\frac{V_{OUT}+V_{IN}}{2}$
Osservazioni	Comandi di gate complementari e uscita fluttuante: possibili complicazioni nel sistema di controllo. Compensazione dell'ondulazione di tensione di uscita. Tensione di uscita ripartita fra due condensatori.

Tabella 1.2 – Principali caratteristiche del convertitore *Doppio Boost Duale*.

Cenni di dimensionamento

* $V_{csa} = V_{csb} = \frac{V_{in}+V_{out}}{2}$

** Si assume 0.75 il valore massimo tollerabile per il *duty-cycle*.

1.3.3 Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco

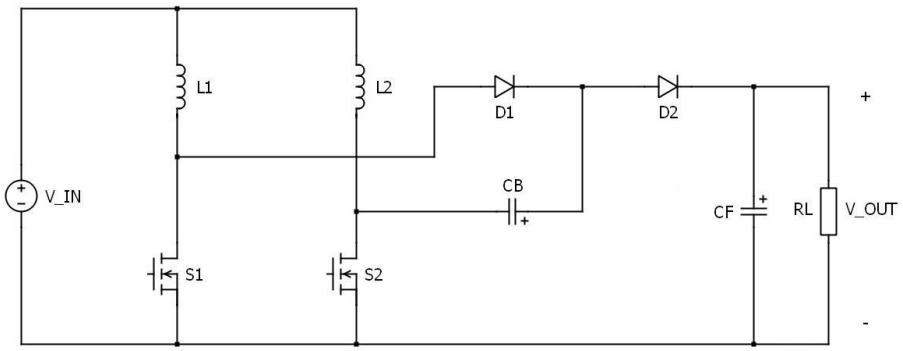


Figura 1.3 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco.*

Descrizione del circuito e del funzionamento

Questo convertitore presenta una struttura interallacciata bifase e nasce per applicazioni PFC. La sua peculiarità è che per valori di *duty-cycle* superiori a 0.5 il rapporto di conversione presenta una intrinseca duplicazione del valore rispetto a quello di un tradizionale convertitore *boost*, realizzata con l'aggiunta di un solo condensatore che consente di ottenere un elevato guadagno di tensione senza eccedere nel valore del *duty-cycle* utilizzato. La soluzione può essere estesa anche alle applicazioni in cui la tensione di ingresso è costante. La struttura è iterabile rispetto al numero di fasi al fine di ottenere guadagni più elevati.

A regime, i due interruttori sono pilotati con comandi sfasati di mezzo periodo di commutazione e con *duty-cycle* maggiore di 0.5. Quando entrambi gli interruttori S_1 e S_2 sono accesi i due induttori L_1 e L_2 sono caricati dalla sorgente di ingresso, i diodi D_1 e D_2 sono polarizzati inversamente e il carico in uscita è alimentato solo dal condensatore di filtro C_F. Il condensatore C_B mantiene la propria carica immagazzinata.

Successivamente, l'interruttore S_1 è spento e l'induttore L_1 riversa la propria energia sul condensatore C_B polarizzando direttamente il diodo D_1. Il diodo D_2 rimane interdetto. L'interruttore S_1 viene nuovamente acceso mentre S_2 non ha modificato il suo stato: si ripete la fase di partenza in cui i due induttori sono caricati dalla sorgente di ingresso.

Allo spegnimento dell'interruttore S_2 l'energia dell'induttanza L_2 si riversa sul condensatore di uscita e sul carico attraverso il condensatore C_B, che in questo modo innalza la tensione di uscita. Il diodo D_2 è polarizzato direttamente ma D_1 è interdetto, dato che

S_1 rimane acceso. Alla riaccensione dell'interruttore S_2 un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

Si noti che, durante il funzionamento, la presenza del condensatore di blocco C_B garantisce che la corrente di ingresso del convertitore sia ripartita esattamente tra i due induttori L_1 e L_2.

Si osservi infine che la presenza di induttanze parassite associate al condensatore C_B e ai collegamenti nel circuito può causare oscillazioni di risonanza in corrispondenza dello spegnimento dei diodi di raddrizzamento D_1 e D_2, imponendo l'utilizzo di almeno un circuito di *clamp* dissipativo [3].

Vantaggi

- la tensione di sollecitazione degli interruttori durante il funzionamento è pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$
- la corrente di ingresso di ogni singola fase è continua, mantenendo basso il valore efficace di corrente sugli interruttori
- il convertitore effettua la ripartizione automatica della corrente di ingresso tra i due induttori del circuito
- la corrente assorbita dal convertitore è continua con ondulazione molto bassa, riducendo drasticamente la necessità di filtraggio capacitivo di ingresso
- la struttura multifase si presta alle applicazioni di alta potenza
- i segnali di comando degli interruttori sono riferiti a massa rendendo meno complicato il circuito di controllo

Svantaggi

- la tensione nominale degli interruttori deve essere pari a V_{OUT} nonostante la sollecitazione in tensione degli stessi durante il funzionamento sia di valore inferiore. Ciò causa l'aumento delle perdite di conduzione sui due interruttori
- il *duty-cycle* nominale richiesto dalla topologia è molto elevato. Ciò costringerebbe ad adottare una struttura circuitale con più di due fasi

- il convertitore può presentare pesanti effetti di *reverse-recovery* associati al suo funzionamento *hard-switching*

- è necessario un circuito di *clamp* dissipativo per limitare la risonanza tra la capacità parassita dei diodi di raddrizzamento D_1 e D_2 e l'induttanza parassita del condensatore C_B

- il condensatore di blocco C_B è posto in serie al flusso di potenza e può degradare l'efficienza e l'affidabilità del convertitore

- la tensione di uscita è sostenuta da un unico condensatore di filtro

Cenni di dimensionamento

* Nel funzionamento con $D > 0.5$ la tensione di sollecitazione degli interruttori è pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$ mentre con $D < 0.5$ tale sollecitazione corrisponde a V_{OUT}. Per ragioni di sicurezza, anche se il convertitore è progettato per lavorare nella prima regione di funzionamento citata, è necessario contemplare una sollecitazione degli interruttori pari a V_{OUT}. Quindi $V_{S_1,S_2} = 480V$.

** Il diodo D_1 è sollecitato dalla massima tensione di uscita V_{OUT} mentre il diodo D_2 da una tensione pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$. Risulta quindi $V_{D_1} = 480V$ e $V_{D_2} = 240V$. Per ragioni di simmetria i due diodi possono però essere scelti uguali.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2}{1-D}$.

Considerando 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile, con $V_{IN} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.824 - 0.875$.

Il *duty-cycle* ricavato è superiore a quello limite. Per ottenere guadagni elevati da questa topologia, mantenendo basso il valore di *duty-cycle*, andrebbe utilizzata una configurazione con più di due fasi.

Nota: a posteriori si osserva che la topologia presentata è la stessa del convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione* presentata nel Par. 1.5.1 ma proposta in versione DISIMMETRICA. Tale asimmetria causa una maggiore sollecitazione di tensione sugli interruttori, in particolare nella modalità di funzionamento del convertitore con *duty-cycle* minore di 0.5, causando un complessivo peggioramento del rendimento di conversione dato

il tipo di interruttori che dovrà essere utilizzato (nel corso dei capitoli questo aspetto sarà approfondito). La soluzione proposta non è quindi totalmente innovativa e aggiunge qualche svantaggio rispetto alla sua versione simmetrica.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori*	$S_{1,2} = 500V$
Tensione di blocco dei diodi**	$D_1 = 600V$ $D_2 = 300V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo***	$0.824 - 0.875$ 0.5 0.75
Rapporto spire	-
Modo di funzionamento	CCM intrinsecamente multifase (2 fasi)
Corrente di ingresso della singola fase	Continua, con bassa ondulazione a frequenza $2f_S$
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ridotta con frequenza $n2f_S$
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2, il convertitore realizza un trasferimento di energia di tipo *boost* ma sfrutta un condensatore ausiliario per innalzare la tensione di uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	1
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno: topologia *hard-switching*
Problemi di *reverse-recovery*	Severi
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* dissipativo per limitare la risonanza tra l'induttanza equivalente del condensatore C_B e la capacità parassita dei diodi D_1 e D_2
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 2 diodi
Numero di elementi magnetici	2 induttori a medio-alta induttanza, ciascuno attraversato da metà corrente di ingresso
Numero di condensatori	2 a media capacità, uno a tensione $\frac{V_{OUT}}{2}$ e l'altro a tensione V_{OUT}
Osservazioni	I segnali di comando di entrambi gli interruttori sono riferiti a massa. Per $D > 0.5$ l'effettiva tensione di sollecitazione degli interruttori è pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$, così come per il diodo D_2. Il circuito opera la ripartizione automatica della corrente di ingresso tra i due induttori grazie alla presenza del condensatore C_B.

Tabella 1.3 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco.*

1.4 Topologie con Mutuo Induttore

1.4.1 Boost con Circuito di *Clamp*

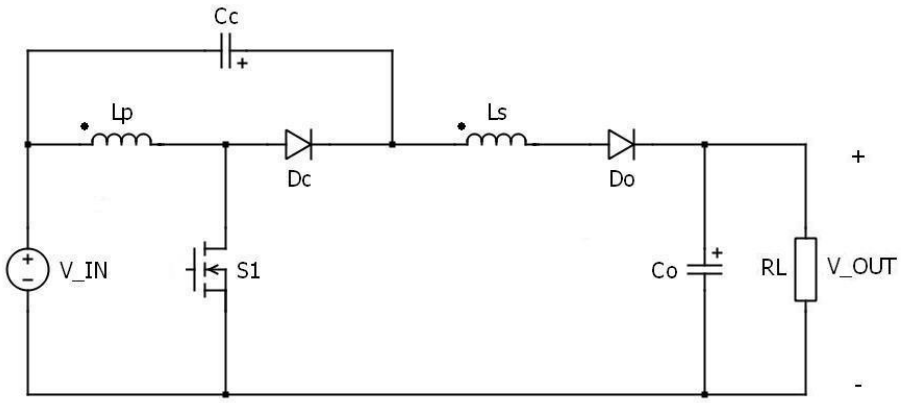


Figura 1.4 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Circuito di Clamp*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore presenta una struttura simile al convertitore *boost* tradizionale ma integra un mutuo induttore per elevare la tensione di uscita e un circuito di *clamp* rigenerativo per recuperare l'energia dell'induttanza di dispersione al primario.

A regime, all'accensione dello switch S_1 le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario sono caricate dalla sorgente di ingresso e i diodi di *clamp* D_C e di uscita D_O sono polarizzati inversamente. Il condensatore C_O alimenta il carico mentre il condensatore C_C mantiene costante la propria tensione.

Allo spegnimento dell'interruttore il diodo D_C entra in conduzione e l'induttanza di dispersione al primario riversa la propria energia, insieme ad una parte di quella magnetizzante, sul condensatore di *clamp* C_C. Contemporaneamente, la tensione riflessa al secondario del mutuo induttore polarizza direttamente il diodo D_O e l'energia di magnetizzazione può riversarsi sul condensatore di uscita C_O in parte tramite l'accoppiamento magnetico con l'avvolgimento secondario e in parte attraversando direttamente il diodo di *clamp* D_C. Il carico è alimentato direttamente dalla sorgente di ingresso e la carica persa precedentemente dal condensatore di uscita è ripristinata.

Esaurita l'energia immagazzinata sull'induttanza di dispersione al primario, il diodo D_C si spegne e l'induttanza di magnetizzazione continua a scaricarsi al secondario,

recuperando l'energia immagazzinata nel condensatore di *clamp* C_C ed effettuando un trasferimento energetico direttamente dalla fonte di ingresso al condensatore C_O di uscita.

Alla riaccensione dell'interruttore la sorgente di ingresso carica nuovamente le induttanze di magnetizzazione e di dispersione primarie fino ad azzerare la corrente sull'avvolgimento secondario e spegnere il diodo di uscita. In questo istante la capacità parassita del diodo D_O e l'induttanza di dispersione equivalente al secondario risuonano causando sovratensioni sui componenti coinvolti. Quando il diodo D_O rimane polarizzato inversamente la fase di carica delle induttanze al primario può proseguire e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

La posizione del condensatore C_C visibile in Fig. 1.4 rende la corrente di ingresso sempre diversa da zero, potendola far diventare continua, e insieme minimizza la sollecitazione di tensione sulll'interruttore ed evita che il flusso di energia attraversi il diodo di *clamp* D_C per tutto il periodo di commutazione, causando un peggioramento del rendimento [4].

Come si analizzerà alla fine di questo capitolo, questo convertitore è simile a quello proposto nel Par. 1.4.7. La variazione della posizione di un componente, ma non della topologia complessiva, consente di ottenere i vantaggi sopra elencati, costituendo un elemento di vantaggio del circuito illustrato.

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la corrente di ingresso può essere resa continua nonostante la topologia simile ad un *flyback*
- la tensione nominale dell'interruttore è di poco superiore a un terzo della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)
- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto se si adopera un adeguato rapporto spire del mutuo induttore
- il trasferimento di energia verso il carico è di tipo *boost*, con collegamento diretto tra ingresso e uscita durante la fase di spegnimento dell'interruttore, a favore del rendimento di conversione
- il circuito di *clamp* rigenerativo richiede solo un diodo a bassa tensione (che potrebbe essere scelto di tipo *Schottky*) e un condensatore

- il circuito di *clamp* consente l'accensione ZCS dell'interruttore

- l'induttanza di dispersione limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo D_O riducendone il *reverse-recovery*

- la posizione del condensatore di *clamp* C_C consente di minimizzare la sollecitazione di tensione sull'interruttore ed evita che il diodo di *clamp* D_C rimanga polarizzato direttamente per tutto il periodo di commutazione causando un peggioramento del rendimento

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore può essere discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione nell'interruttore (come dimostrato nel Par. A.2 dell'Appendice A)

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase può presentare ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore (si veda il Par. A.1 dell'App. A)

- l'induttanza di dispersione al secondario risuona con la capacità parassita del diodo di raddrizzamento richiedendo un circuito di *clamp* dissipativo che penalizza il rendimento e l'affidabilità del convertitore

- è necessario aumentare la tensione di blocco del diodo D_O da 600V a 1200V per non limitare eccessivamente il valore di tensione sul *clamp* RCD e dissiparvi troppa energia

- la presenza del circuito di *clamp* RCD non elimina il rumore ad alta frequenza causato dalla risonanza, richiedendo uno *snubber* aggiuntivo che penalizza ulteriormente il rendimento del convertitore

- gli avvolgimenti al secondario devono essere realizzati con isolamento rinforzato data la presenza di sovraelongazione della tensione ai suoi capi dovuta alla risonanza

- il condensatore C_C del circuito di *clamp* è posto in serie ad una porzione del flusso di potenza e può contribuire a penalizzare il rendimento e l'affidabilità

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Cenni di dimensionamento

* $V_S = V_{in} + V_{C_C} = V_{in} + \frac{V_{in}}{1-D}$. E' il valore di tensione sull'interruttore ricavato dall'articolo. Se $V_{in} = 35V$ e $D = 0.537$ si ha $V_S = 110.6V$.

** Nel caso peggiore in cui $V_{in} = 35V$, si ha $V_{D_O} = V_{OUT} + NV_{in} - (V_{in} + V_{C_C}) = 534.4V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+ND}{1-D}$. Facendo variare il rapporto spire N tra 14 e 4 il massimo *duty-cycle* nominale è compreso tra 0.5 e 0.75. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N = 8$ e con $V_{in} = 35V$ si ricava $D = 0.537 - 0.625$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori*	$S_1 = 150$V
Tensione di blocco dei diodi**	$D_O = 600V$ $D_C = 150V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo***	$0.537 - 0.625$ - 0.75
Rapporto spire	8
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale, diversa da zero sia nella fase di ON che di OFF
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore mantiene un trasferimento tipo *boost*, collegando direttamente ingresso e uscita nella fase di spegnimento dell'interruttore
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	1, il condensatore di *clamp* è in serie ad una porzione del flusso di energia durante l'intervallo T_{OFF}
Soft-switching intrinseco alla topologia	Su S_1: ZCS all'accensione dell'interruttore. Sul diodo D_1 l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato con 1 diodo e 1 condensatore. 1 *clamp* dissipativo per limitare la risonanza tra l'induttanza di dispersione equivalente al secondario e la capacità parassita del diodo D_O.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	3, di cui 1 a media o alta capacità a piena tensione V_{OUT} e 1 ad alta tensione per il *clamp* RCD
Osservazioni	Il diodo D_O deve essere sostituito con un diodo da 1200V per usare un *clamp* RCD a tensione maggiore di 600V. Il *clamp* RCD non elimina il problema del rumore ad alta frequenza. La posizione del condensatore di *clamp* è quella che garantisce minore sollecitazionedell'interruttore e permette di rendere continua la corrente di ingresso.

Tabella 1.4 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Circuito di Clamp*.

1.4.2 Convertitore con Boost Ausiliario di *Clamp*

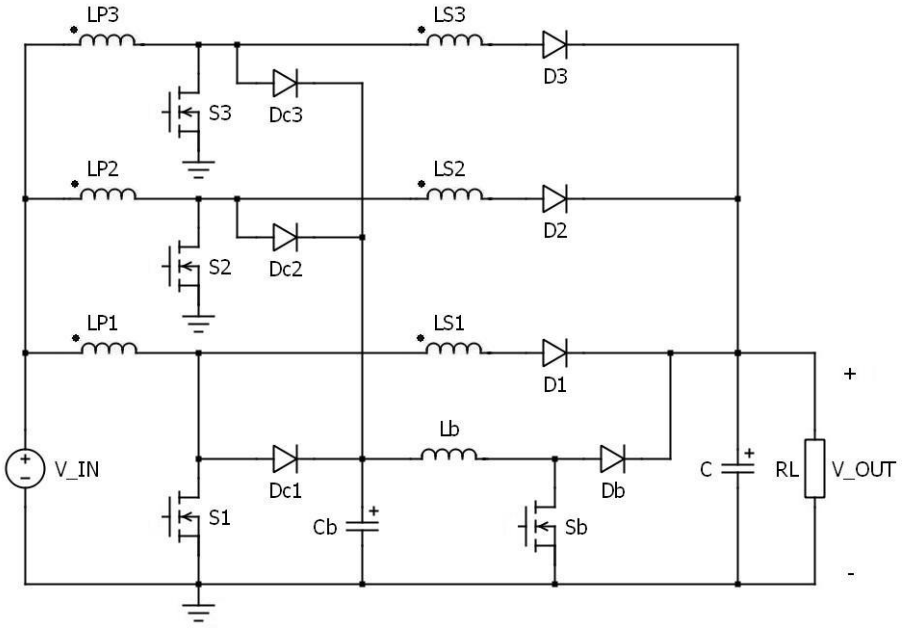


Figura 1.5 – Schema elettrico del convertitore *Convertitore con Boost Ausiliario di Clamp* in configurazione a tre fasi.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore presenta una struttura multifase in ciascuna delle quali si inserisce un mutuo induttore per elevare la tensione di uscita. Il trasferimento di energia tra ingresso e uscita avviene in modalità *boost*.

Nella Fig. 1.5 è illustrata la configurazione a tre fasi del convertitore. Su ciascuna fase un diodo di *clamp* riversa l'energia dell'induttanza di dispersione del mutuo induttore sul condensatore C_b e la recupera con un circuito *boost* che lavora in parallelo al convertitore multifase principale. L'uscita del convertitore *boost* ausiliario è infatti collegata al condensatore di filtro C che alimenta il carico e contemporaneamente la sollecitazione di tensione sull'interruttore di ciascuna fase del convertitore risulta limitata.

Si osservi ora una singola fase del convertitore. A regime, all'accensione dell'interruttore S_1 le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario L_{P1} sono caricate dalla sorgente di ingresso. Il diodo di *clamp* D_{C1} e quello di uscita D_1 sono polarizzati inversamente, il convertitore *boost* ausiliario trasferisce l'energia precedentemente immagazzinata sul condensatore di *clamp* C_b verso il carico e sul condensatore di uscita C.

Allo spegnimento dell'interruttore S_1 il diodo di *clamp* si polarizza direttamente e l'energia dell'induttanza di dispersione al primario, insieme ad una parte di quella di magnetizzazione, si riversa sul condensatore C_b, caricandolo. Contemporaneamente il diodo di uscita D_1 si polarizza direttamente tramite la tensione negativa riflessa sul secondario L_{S2} del mutuo induttore, e l'altra parte di corrente magnetizzante può circolare verso l'uscita per mezzo di tale avvolgimento, con trasferimento diretto dell'energia dalla sorgente di ingresso al carico.

Alla riaccensione dell'interruttore la corrente sull'avvolgimento secondario viene gradualmente azzerata fino a spegnere il diodo di *clamp* D_{C1} e il diodo di uscita D_1, la cui capacità parassita, trovandosi in serie all'induttanza di dispersione equivalente al secondario, causa l'innesco di una oscillazione di risonanza che genera sovratensioni sui componenti coinvolti. Successivamente, i diodi D_{C1} e D_1 risultano interdetti e le induttanze di magnetizzazione e di dispersione dell'avvolgimento primario sono nuovamente caricate, iniziando un nuovo ciclo di commutazione [5].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale sull'interruttore è di poco superiore a un terzo della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)
- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto se si adopera un adeguato rapporto spire del mutuo induttore
- il diodo di *clamp* di ciascuna fase è sollecitato da una bassa tensione inversa (potrebbe essere scelto di tipo *Schottky* a favore del rendimento)
- l'induttanza di dispersione limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo D_1 riducendone il *reverse-recovery*
- attraverso un opportuno controllo del convertitore *boost* di *clamp* si può ridurre l'ondulazione di tensione in uscita e quindi il valore della capacità di filtro C

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore (considerando la singola fase isolata) è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- è necessario un convertitore *boost* controllato per realizzare il *clamp* di tensione sull'interruttore e recuperare l'energia dell'induttanza di dispersione al primario, introducendo complessità circuitale, di controllo e un ulteriore stadio di conversione che può penalizzare il rendimento. Il convertitore *boost* ausiliario è però unico anche nella configurazione multifase

- il diodo di raddrizzamento D_1 necessita di una elevata tensione di blocco pari a 1200V, il diodo del convertitore *boost* ausiliario deve essere in grado di sostenere 600V

- l'induttanza di dispersione al secondario risuona con la capacità parassita del diodo di raddrizzamento D_1 richiedendo un circuito di *clamp* dissipativo che penalizza il rendimento e l'affidabilità del convertitore

- la presenza del circuito di *clamp* RCD non elimina il rumore ad alta frequenza generato dalla risonanza, richiedendo uno *snubber* aggiuntivo ad ulteriore penalizzazione del rendimento

- gli avvolgimenti al secondario devono essere realizzati con isolamento rinforzato data la presenza di sovraelongazione della tensione ai suoi capi dovuta alla risonanza

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori*	$S_1 = 150V$
Tensione di blocco dei diodi**	$D_1 = 1200V$ $D_{c1} = 150V$ $D_b = 600V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo***	$0.537 - 0.625$ - 0.75
Rapporto spire	8
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale, diversa da zero anche nella fase di OFF
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore principale realizza un trasferimento di tipo *boost*, collegando ingresso e uscita nella fase di spegnimento dell'interruttore. Il convertitore *boost* tradizionale recupera l'energia di dispersione al primario.
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno sull'interruttore: topologia *hard-switching*. Sul diodo D_1: l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato tramite un convertitore *boost* a basso guadagno. 1 *clamp* dissipativo per smorzare la risonanza tra l'induttanza di dispersione al secondario e la capacità parassita del diodo D_1.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	3, di cui 1 ad alta capacità, a piena tensione V_{OUT}, e 1 ad alta tensione per il *clamp* RCD
Osservazioni	Nel numero di componenti il subconvertitore *boost* di *clamp* va conteggiato una volta sola, indipendentemente dal numero di fasi. Il controllo del *boost* dovrebbe consentire anche di ridurre l'ondulazione di tensione in uscita e quindi la capacità di filtro C.

Tabella 1.5 – Principali caratteristiche del convertitore *Convertitore con Boost Ausiliario di Clamp*.

Cenni di dimensionamento

* $V_{C_b MIN} = \frac{NV_{in}+V_{OUT}}{N+1}$. E' la formula del valore minimo fornita nell'articolo. Con $N = 8$ e $V_{in} = 35V$ si ha $V_{C_b} = 75.5V$. Questo valore dovrà essere maggiorato durante il funzionamento, quindi si considera indicativamente una tensione di sollecitazione di 100V.

** Nel caso in cui $V_{in} = 35V$ e $N = 8$, $V_{D_1} = V_{OUT} + NV_{in} = 680V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+ND}{1-D}$. Facendo variare il rapporto spire N tra 14 e 4 il massimo *duty-cycle* nominale è compreso tra 0.5 e 0.75. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N = 8$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.537 - 0.625$.

1.4.3 Boost con Mutuo Induttore ad Avvolgimento Incrociato

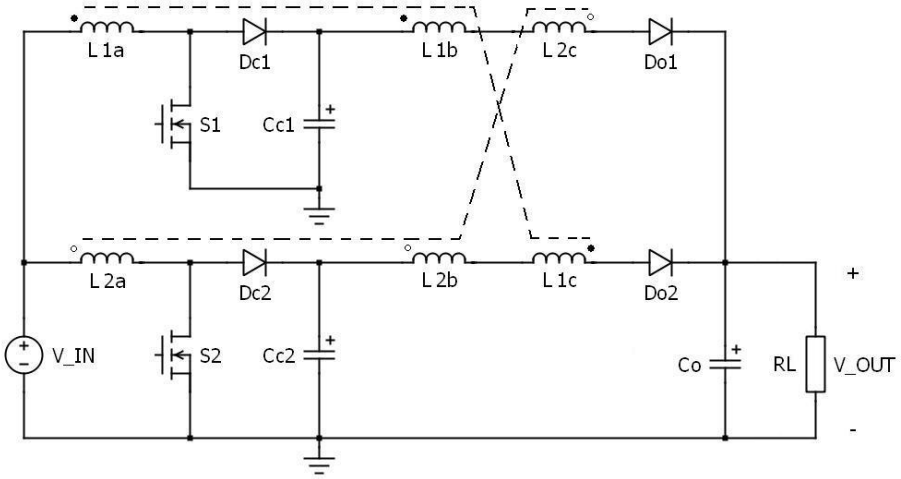


Figura 1.6 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Mutuo Induttore ad Avvolgimento Incrociato*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore si presenta come una struttura bifase e sfrutta due mutui induttori a doppio avvolgimento secondario con collegamento incrociato per minimizzare la sollecitazione di tensione sugli interruttori. Il trasferimento di energia tra la sorgente di ingresso e l'uscita avviene in modalità *flyback* con collegamento in serie degli avvolgimenti dei mutui induttori, mentre il recupero dell'energia dell'induttanza di dispersione al primario avviene tramite un semplice circuito di *clamp* rigenerativo. La topologia si presta alla gestione delle alte potenze data la struttura a due fasi. I due interruttori sono pilotati con comando ritardato reciprocamente di mezzo periodo di commutazione.

A regime, si considerino i due interruttori S_1 e S_2 accesi contemporaneamente. Le induttanze di magnetizzazione e di dispersione di ciascuno dei due primari L_{1a} e L_{2a} sono caricate dalla sorgente di ingresso. I diodi di *clamp* D_{c1} e D_{c2} e i diodi di raddrizzamento di uscita D_{o1} e D_{o2} sono polarizzati inversamente. Il carico è alimentato solo dal condensatore C_O.

Allo spegnimento dell'interruttore S_2, il diodo D_{c2} si polarizza direttamente e l'energia dell'induttanza di dispersione al primario L_{2a} insieme ad una parte di quella di magnetizzazione si riversa sul condensatore di *clamp* C_{c2}. La tensione riflessa sui due avvolgimenti secondari L_{2b} e L_{1c}, collegati in serie verso l'uscita, polarizza direttamente il diodo D_{o2} e l'induttanza di magnetizzazione del mutuo induttore L_2 può scaricarsi verso l'uscita,

alimentando il carico e ripristinando la carica persa dal condensatore di filtro C_O. La corrente che scorre sul secondario si riflette anche sull'avvolgimento primario del mutuo induttore L_1 e ha quindi luogo un ulteriore trasferimento di energia verso l'uscita con collegamento diretto alla sorgente di ingresso. All'esaurimento dell'energia dell'induttanza di dispersione al primario del mutuo induttore L_2, il diodo D_{c2} si spegne naturalmente e la carica immagazzinata nel condensatore di *clamp* C_{c2} può essere recuperata verso l'uscita dall'induttanza di magnetizzazione, che si scarica attraverso i due avvolgimenti secondari.

Alla riaccensione dell'interruttore S_2 le induttanze al primario sono ricaricate e contemporaneamente la corrente sui due avvolgimenti secondari L_{1c} e L_{2b} decresce fino a spegnere il diodo D_{o2}. In questo istante la capacità parassita del diodo di uscita è posta in serie all'induttanza di dispersione equivalente dei due secondari e i due elementi risuonano, instaurando un'oscillazione di tensione ai capi dei componenti coinvolti. La particolare configurazione degli avvolgimenti secondari consente però che il valore del picco di tensione dell'oscillazione non superi la massima tensione di blocco del diodo. Infatti, la sollecitazione sul diodo di raddrizzamento ha tre livelli di tensione inversa applicata, nel corso di un periodo di commutazione, dato che uno dei due secondari collegati in serie in una fase inverte la propria polarità durante il blocco del diodo stesso per effetto del funzionamento dell'altra fase. Questo consente di evitare sovraelongazioni sul diodo di uscita e sugli altri componenti coinvolti. Il diodo D_{o2} infine si polarizza inversamente.

La stessa evoluzione si ripete nella seconda fase del convertitore composta dall'interruttore S_1, dai diodi D_{c1} e D_{o1}, dal condensatore C_{c1} e dal mutuo induttore L_{1abc} in modo complementare a quanto appena descritto, iniziando dallo spegnimento di S_1. Al termine, un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [6].

Nota: gli autori hanno proposto in un articolo precedente, riguardante la versione con *clamp* attivo di un circuito simile, una soluzione alle risonanze che compaiono ai capi dei diodi di raddrizzamento che non utilizza circuiti di *snubber* dissipativi ma aggiunge solo due piccoli condensatori che funzionano da *snubber* rigenerativo e costituiscono un filtro passa basso verso l'uscita, utile anche a ridurre l'ondulazione di tensione sul condensatore di filtro [7, pag. 700].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale sull'interruttore è pari a un quarto della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo) ed è indipendente dal valore della tensione di ingresso (se si mantiene il modo di funzionamento considerato)
- è intrinsecamente presente lo ZCS all'accensione di ogni interruttore
- il *duty-cycle* nominale è di valore contenuto anche con basso rapporto spire di ciascun mutuo induttore
- l'induttanza di dispersione ai secondari limita la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi di raddrizzamento riducendone il *reverse-recovery*
- la corrente di ingresso è resa continua dalla configurazione a due fasi di base, anche se permane un'ondulazione di ampiezza considerevole (si vedano le ragioni in Appendice A)
- la struttura è intrinsecamente multifase e da questo punto di vista si presta alle applicazioni in alta potenza

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore (considerando la singola fase isolata) è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore
- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta un ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore
- i diodi di *clamp* D_{c1} e D_{c2} sono in serie al flusso di energia recuperata dalle induttanze di dispersione primarie (essendo sollecitati da bassa tensione inversa possono però essere scelti di tipo *Schottky*)
- i diodi di raddrizzamento necessitano di una elevata tensione di blocco pari a 1200V

- in ogni fase, ciascuna induttanza di dispersione al secondario risuona con la capacità parassita del diodo di raddrizzamento tre volte in un periodo, senza però superare la più alta tensione di blocco a cui il diodo è sottoposto. La sollecitazione sul diodo ha tre livelli di tensione inversa applicata dato che uno dei due secondari collegati in serie inverte la propria polarità durante il blocco del diodo stesso, e avvengono tre risonanze corrispondenti. Non è richiesto di usare un circuito di *clamp* RCD, ma le oscillazioni sono causa di disturbi elettromagnetici e penalizzano il rendimento del convertitore

- esiste un valore minimo del *duty-cycle* per garantire il corretto funzionamento del convertitore e ciò può limitarne la dinamica

- i due mutui induttori hanno doppio avvolgimento secondario che ne complica la realizzazione

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Cenni di dimensionamento

Nota: N è il rapporto spire tra ciascun secondario e il primario.

* $V_S = \frac{V_{out}}{N+1}$. E' la formula fornita nell'articolo. Con $N = 4$ si ha $V_S = 80V$.

** E' dato: $V_{D_O} = \frac{2NV_{out}}{N+1}$. Con $N = 4$, $V_{D_O} = V_{OUT} + NV_{in} = 640V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+N}{1-D}$. Facendo variare il rapporto spire N tra 7 e 2 il massimo *duty-cycle* nominale è compreso tra 0.5 e 0.8125. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile e 0.5 il minimo, che peraltro è necessario per il corretto funzionamento del convertitore proposto. Fissando $N = 4$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.5625 - 0.6875$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori*	$S_1 = 100V$
Tensione di blocco dei diodi**	$D_{O_{1,2}} = 1200V$ $D_{C_{1,2}} = 100V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo***	$0.5625 - 0.6875$ 0.5 0.75
Rapporto spire	4 per 2 avvolgimenti in serie
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore ha struttura bifase e realizza il trasferimento dell'energia di magnetizzazione in parte tipo *flyback* e in parte tipo *boost*. L'induttanza di dispersione al primario è recuperata in modalità *boost*.
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	ZCS all'accensione dell'interruttore. Sui diodi D_{O_1} e D_{O_2}: l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario, realizzato in ciascuna fase tramite un diodo e un condensatore
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 4 diodi
Numero di elementi magnetici	2 mutui induttori sottoposti a metà della corrente di ingresso, ciascuno con doppio avvolgimento secondario
Numero di condensatori	2, di cui 1 ad alta capacità, a piena tensione V_{OUT}, e 1 a bassa tensione per il *clamp* rigenerativo
Osservazioni	Le oscillazioni della risonanza al secondario evolvono intorno ad un valore più basso della tensione di uscita, data la presenza del terzo avvolgimento che riduce la sollecitazione sul diodo. Al valore massimo di tensione di blocco la risonanza è poco apprezzabile. Lo stress sull'interruttore è indipendente dalla tensione di ingresso. Il secondario di ciascun mutuo induttore è a doppio avvolgimento. Il diodo di *clamp* è in serie al flusso di potenza che va dall'ingresso all'uscita, aggiungendosi a quello di raddrizzamento (ad alta tensione) a scapito del rendimento.

Tabella 1.6 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Mutuo Induttore ad Avvolgimento Incrociato*.

1.4.4 Boost con Induttore Ausiliario

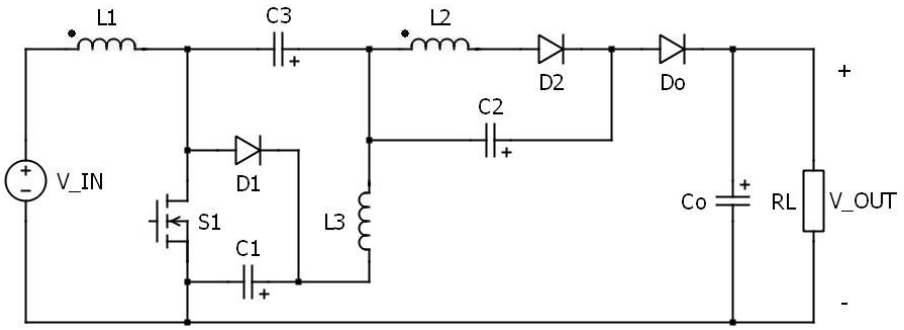


Figura 1.7 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Induttore Ausiliario*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore utilizza un mutuo induttore e un condensatore ausiliario che collegati in serie tra loro consentono di innalzare la tensione di uscita mantenendo bassi la sollecitazione sull'interruttore e il *duty-cycle* operativo.
A regime, all'accensione dell'interruttore S_1 le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario L_1 sono caricate dalla sorgente di ingresso, mentre il condensatore di *clamp* C_1 riversa la propria energia sul circuito ausiliario composto dall'induttanza L_3 e dal condensatore C_3. La tensione riflessa sull'avvolgimento secondario L_2 mantiene il diodo D_2 in polarizzazione inversa mentre il condensatore C_2 mantiene la propria carica. Il diodo D_O è polarizzato inversamente e il carico è alimentato dal condensatore di filtro C_O.

Allo spegnimento dell'interruttore l'energia dell'induttanza di dispersione al primario viene riversata in parte sul condensatore di *clamp* C_1 attraverso il diodo D_1, e in parte verso l'uscita tramite i condensatori C_2 e C_3 e il diodo D_O che ora è polarizzato direttamente. L'energia immagazzinata nel circuito ausiliario fluisce contemporaneamente verso l'uscita attraverso il condensatore C_2. Il condensatore C_1 ha la funzione di limitare la sollecitazione di tensione sull'interruttore mentre i condensatori C_2 e C_3 contribuiscono ad innalzare il valore della tensione di uscita. La tensione negativa riflessa sul secondario del mutuo induttore polarizza direttamente il diodo D_2 e consente all'energia di magnetizzazione di essere trasferita direttamente verso l'uscita. Il circuito ausiliario continua ad erogare corrente attraverso il condensatore C_2 che gradualmente inverte la propria corrente, passando dalla fase di scarica a quella di carica e portando in interdizione il

diodo di uscita D_O. Il condensatore C_2 inizia ad essere caricato dalla corrente che scorre nell'avvolgimento secondario.

A questo punto l'induttanza di dispersione al primario non riversa più energia sul condensatore di *clamp* mentre l'induttore L_3 eroga corrente che si richiude sull'avvolgimento primario del mutuo induttore e sulla sorgente di ingresso attraverso il condensatore C_3. La corrente di ingresso diventa quindi negativa per un breve intervallo.

Alla riaccensione dell'interruttore in modalità ZCS, la sorgente di ingresso carica le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario, il diodo D_2 è nuovamente interdetto e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [8].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale sull'interruttore è pari a un quarto della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)
- è intrinsecamente presente lo ZCS all'accensione dell'interruttore
- una parte dell'energia viene trasferita al carico con collegamento diretto tra l'ingresso e l'uscita
- la corrente di ingresso diventa negativa consentendo un recupero parziale dell'energia all'ingresso del convertitore. E' necessario però un condensatore di filtro per immagazzinarla
- il diodo di *clamp* D_1 e il diodo di raddrizzamento D_O necessitano di una bassa tensione di blocco e possono essere scelti di tipo *Schottky*, eliminando il problema del *reverse-recovery* e migliorando il rendimento del convertitore
- l'induttanza di dispersione al secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo ad alta tensione D_2 riducendone il *reverse-recovery*
- il *duty-cycle* nominale è di valore contenuto se si adopera un adeguato rapporto spire del mutuo induttore

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- ci sono due condensatori (C_2 e C_3) in serie al flusso di energia verso l'uscita che possono degradare l'affidabilità e il rendimento del convertitore

- l'induttanza di dispersione equivalente al secondario risuona con la capacità parassita del diodo D_2, richiedendo un circuito di *clamp* dissipativo che penalizza il rendimento e l'affidabilità del convertitore e contemporaneamente non elimina il rumore in alta frequenza generato

- il circuito di *clamp* rigenerativo sfrutta un condensatore dedicato (C_3), garantendo una bassa sollecitazione dell'interruttore, ma aggiunge uno stadio circuitale (composto da L_3 e C_3) nel recupero dell'energia verso l'uscita del convertitore

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

- la struttura circuitale è articolata e richiede un discreto numero di componenti

Cenni di dimensionamento

* $V_S = \frac{V_{in}}{1-D}$. E' la formula fornita nell'articolo. Nel caso peggiore si ha $V_S = 71V$.

** V_{D_2} è dell'ordine della tensione di uscita. Si consideri quindi 400V. D_O e D_1 sono sollecitati da una tensione pari a V_S.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+D+DN}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N = 8$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.51 - 0.6$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 100V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_2 = 600V$ $D_{1,O} = 100V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.51 - 0.6$ - 0.75
Rapporto spire	8
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale: la corrente è però sempre diversa da zero dato che è presente anche un trasferimento diretto tra ingresso e uscita, ed è negativa per un breve intervallo
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore realizza il trasferimento dell'energia di magnetizzazione e di dispersione al primario in modalità *boost*, con collegamento diretto tra ingresso e uscita. L'energia è processata anche da un circuito ausiliario intermedio.
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	2
Soft-switching intrinseco alla topologia	ZCS all'accensione dell'interruttore. Sul diodo D_2 l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato tramite un diodo e un condensatore. 1 *clamp* dissipativo per limitare la risonanza tra l'induttanza di dispersione al secondario e la capacità parassita del diodo D_2.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 4 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso. 1 induttore piccolo per il circuito ausiliario.
Numero di condensatori	5, di cui 1 ad alta capacità, a piena tensione V_{OUT}, e 4 a bassa capacità e media-alta tensione
Osservazioni	Il circuito di *clamp* rigenerativo sfrutta un condensatore dedicato garantendo bassa tensione di sollecitazione sull'interruttore. Due diodi sono a bassa tensione e possono essere di tipo *Schottky*. La bidirezionalità della corrente di ingresso richiede un condensatore di filtro in ingresso.

Tabella 1.7 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Induttore Ausiliario*.

1.4.5 Boost con Mutuo Induttore a Doppio Avvolgimento Secondario

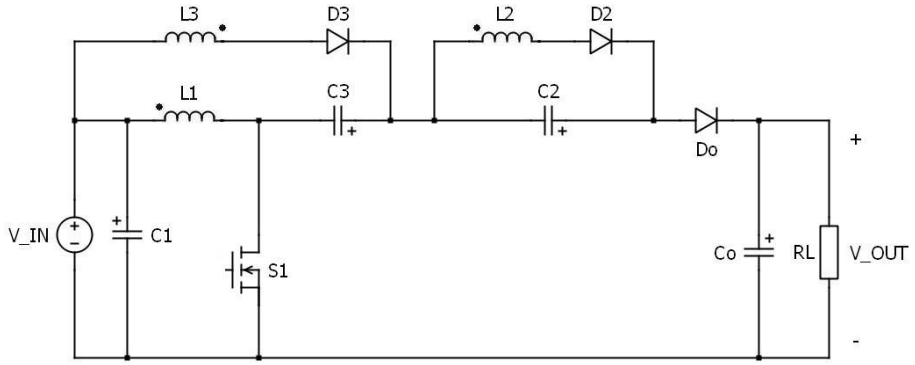


Figura 1.8 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Mutuo Induttore a Doppio Avvolgimento Secondario.*

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore utilizza un mutuo induttore con doppio avvolgimento secondario e due condensatori posti in serie verso l'uscita al fine di innalzare la tensione da applicare sul carico. Un circuito di *clamp* rigenerativo per l'interruttore è integrato nella struttura.

A regime, durante l'accensione dell'interruttore $S1$ le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario L_1 sono caricate dalla sorgente di ingresso e contemporaneamente il diodo D_3 è in conduzione, consentendo la carica del condensatore di *clamp* C_3 attraverso l'avvolgimento terziario L_3. I diodi D_2 e D_O sono polarizzati inversamente, il condensatore C_2 mantiene costante la tensione ai suoi capi e il carico è alimentato dal condensatore di uscita C_O.

Allo spegnimento dell'interruttore il diodo D_3 si interdice mentre i diodi D_2 e D_O sono polarizzati direttamente. L'energia delle induttanze di magnetizzazione e dispersione primarie viene trasferita verso il carico sia attraverso i due condensatori C_2 e C_3 che per mezzo dell'avvolgimento secondario L_2, realizzando un collegamento diretto tra ingresso e uscita. La tensione di sollecitazione sull'interruttore rimane limitata grazie al potenziale praticamente costante dei due condensatori in serie al flusso di energia. Successivamente, una parte della corrente di magnetizzazione fluisce verso il condensatore C_2 e inizia a ripristinarne la carica precedentemente erogata verso l'uscita, mentre il condensatore C_3 continua a scaricarsi. Quando l'induttanza di dispersione al primario L_1 è totalmente

scarica (si ha di fatto il funzionamento DCM nella parte *boost* del convertitore), il diodo D_O si spegne e la corrente di magnetizzazione circola solo nell'avvolgimento secondario proseguendo il ripristino della carica del condensatore C_2. Alla successiva accensione dell'interruttore $S1$, che avviene in modalità ZCS, un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

Bisogna osservare che allo spegnimento dei diodi D_2 e D_3 l'induttanza di dispersione equivalente negli avvolgimenti secondario o terziario e la capacità parassita dei diodi risuonano, aumentando la sollecitazione di tensione dei componenti coinvolti e richiedendo l'inserzione di circuiti di *clamp* dissipativi [9].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale sull'interruttore è pari a un quarto della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)
- l'energia viene trasferita al carico con collegamento diretto tra ingresso e uscita
- la commutazione di accensione con modalità ZCS migliora il rendimento del convertitore
- il diodo di raddrizzamento D_O in uscita è caratterizzato da bassa tensione di blocco e può essere scelto di tipo *Schottky*, eliminando il problema del *reverse-recovery* e migliorando il rendimento
- l'induttanza di dispersione di ciascun avvolgimento limita la derivata di corrente allo spegnimento del rispettivo diodo collegato in serie (D_O, D_2 e D_3) riducendone il *reverse-recovery*
- il *duty-cycle* nominale è di valore contenuto se si adopera un adeguato rapporto spire del mutuo induttore

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- ci sono due condensatori (C_2 e C_3) in serie al flusso di energia verso l'uscita che possono degradare l'affidabilità e il rendimento del convertitore

- l'induttanza di dispersione equivalente al secondario e al terziario risuona con la capacità parassita dei diodi D_2 e D_3 richiedendo ben due circuiti di *clamp* dissipativo che penalizzano il rendimento e l'affidabilità del convertitore, senza inoltre eliminare il rumore in alta frequenza generato

- è presente uno stadio circuitale ausiliario che deve precaricare un condensatore (C_3) attraverso il quale l'energia dell'induttanza di dispersione primaria viene erogata verso l'uscita e la tensione sul carico viene innalzata

- il mutuo induttore ha doppio avvolgimento secondario che ne rende complicata la realizzazione

- la struttura circuitale è articolata e richiede un discreto numero di componenti

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Cenni di dimensionamento

* $V_S = (V_{OUT} - V_{C_2} - V_{C_3})$, $V_{C_2} = N\frac{(V_{OUT} - V_{in} - V_{C_3})}{1+N}$, $V_{C_3} = (1+N)V_{in}$. Sono le formule fornite nell'articolo. Con $N = 4$ nel caso peggiore si ha $V_S = (400 - 200 - 125)V = 75V$.

** V_{D_2} è pari a $V_{C_2} = 200V$. $V_{D_3} = V_{C_3} + V_{L_1} + V_{L_3} = V_{C_3} + (1+N)V_{L_1} = 365V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = (1+N_3) + \frac{1}{1-D} + N_2\frac{D}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N_1 = N_2 = 4$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.52 - 0.67$.

Tabella riassuntiva

Nota: N è il rapporto spire tra ciascun secondario e il primario.

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 100V$
Tensione di blocco dei diodi**	$D_2 = 300V$ $D_3 = 600V$ $D_O = 100V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.52 - 0.67$ - 0.75
Rapporto spire	4 per 2 avvolgimenti secondari
Modo di funzionamento	Mutuo induttore in CCM La parte *boost* è in DCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore realizza il trasferimento dell'energia di magnetizzazione e dell'induttanza di dispersione al primario con modalità *boost*, ma deve precaricare un condensatore intermedio sfruttando un circuito ausiliario
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	2 (condensatori C_2 e C_3)
Soft-switching intrinseco alla topologia	Sui tutti i diodi (D_O, D_2 e D_3) l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento in serie può ridurre il *reverse-recovery*
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario che sfrutta anche un circuito ausiliario. 2 *clamp* dissipativi per limitare la risonanza tra l'induttanza di dispersione di ciascun secondario e la capacità parassita dei diodi D_2 e D_3.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 5 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore con due avvolgimenti secondari
Numero di condensatori	5, di cui 1 ad alta capacità, a piena tensione V_{OUT}, e 4 a bassa capacità e media-alta tensione
Osservazioni	Il *clamp* rigenerativo sfrutta un circuto ausiliario. Il diodo D_O può essere di tipo *Schottky*. Gli autori propongono snubber poco dissipativi sfruttando una resistenza elevata.

Tabella 1.8 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Mutuo Induttore a Doppio Avvolgimento Secondario*.

1.4.6 Boost con Condensatore Ausiliario

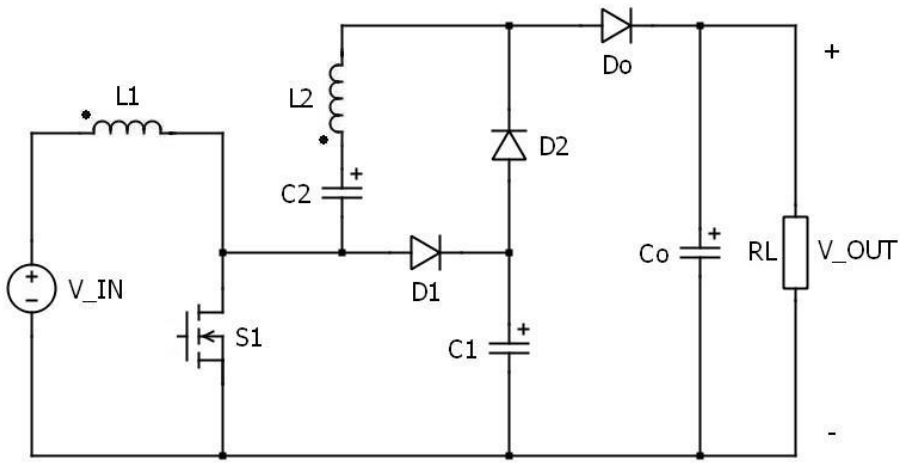


Figura 1.9 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Condensatore Ausiliario*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore sfrutta la connessione in serie di un condensatore e dell'avvolgimento secondario di un mutuo induttore al fine di elevare la tensione di uscita applicata al carico. La tensione di sollecitazione sull'interruttore è mantenuta bassa da un circuito di *clamp* rigenerativo dedicato.

A regime, nella fase di accensione dell'interruttore S_1 la serie delle induttanze di magnetizzazione di dispersione al primario L_1 è caricata dalla sorgente V_{IN} e contemporaneamente il condensatore di *clamp* C_1 e il secondario del mutuo induttore sono collegati in serie attraverso il diodo D_2 in conduzione. Il condensatore C_2 si carica sfruttando l'energia immagazzinata nel condensatore C_1 e i diodi D_1 e D_O sono contropolarizzati.

Allo spegnimento dell'interruttore il diodo D_1 conduce l'energia dell'induttanza di dispersione al primario verso il condensatore di *clamp* C_1, e consente a quella dell'induttanza di dispersione al secondario di riversarsi sul condensatore C_2, recuperandola.

La corrente nell'avvolgimento secondario decresce fino ad azzerarsi, si inverte e interdice il diodo D_2 portando in conduzione D_O. In questo caso l'eventuale oscillazione che si potrebbe instaurare tra l'induttanza di dispersione equivalente al secondario e la capacità parassita del diodo D_2 è limitata in ampiezza dal condensatore di uscita, eliminando la necessità di un circuito di *clamp* dissipativo (in realtà il diodo D_2 è vincolato tra due potenziali fissi e non dovrebbe risuonare).

Con la conduzione di D_O inizia il trasferimento diretto tra ingresso e uscita dell'energia di magnetizzazione, attraverso il condensatore C_2 che si scarica e contribuisce ad elevare la tensione di uscita, mentre continua il recupero dell'energia dell'induttanza di dispersione al primario riversata in C_1.

Alla riaccensione dell'interruttore, la forzatura istantanea della conduzione di corrente è inibita dalle induttanze di dispersione e la commutazione avviene in modalità ZCS. Il diodo di *clamp* D_1 si interdice, la corrente al secondario si inverte spegnendo il diodo D_O senza instaurarvi sovraelongazioni di tensione e D_2 è polarizzato direttamente, iniziando così un nuovo ciclo di commutazione [10].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale sull'interruttore è pari a un quarto della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)
- la sollecitazione di tensione sull'interruttore è indipendente dal valore della tensione di ingresso e del *duty-cycle*, mantenendosi costante anche con elevate variazioni del punto di lavoro (se il modo di funzionamento rimane quello descritto in questo paragrafo)
- il *duty-cycle* nominale è di valore molto contenuto pur con un basso rapporto spire del mutuo induttore
- l'energia viene trasferita al carico con collegamento diretto tra ingresso e uscita
- è intrinsecamente presente lo ZCS all'accensione dell'interruttore
- non è necessario alcun circuito di *clamp* dissipativo dato che la struttura circuitale limita ed elimina naturalmente le oscillazioni che si innescano tra gli elementi parassiti del circuito
- il diodo di *clamp* D_1 ha bassa tensione di blocco e può essere scelto di tipo *Schottky*, eliminando il problema del *reverse-recovery* e migliorando il rendimento
- l'induttanza di dispersione al secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo ad alta tensione D_2 riducendone il *reverse-recovery*

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta un ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- c'è un condensatore (C_2) in serie al flusso di energia verso l'uscita che può degradare l'affidabilità e il rendimento del convertitore

- la carica del condensatore ausiliario C_2 aggiunge uno stadio di processo dell'energia

- il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione

Cenni di dimensionamento

* $V_S = \frac{V_{OUT}}{N+2}$. E' il valore fornito nell'articolo. Con $N = 4$ si ha $V_S = 66.67V$.

** V_{D_O} e V_{D_2} sono date della differenza tra la tensione di uscita e la tensione sull'interruttore. Si consideri quindi una tensione di sollecitazione di 333V.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{2+N}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N = 4$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.475 - 0.625$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 100V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_{O,2} = 600V$ $D_1 = 100V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.475 - 0.625$ - 0.75
Rapporto spire	4
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale, sempre diversa da zero
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore realizza il trasferimento dell'energia di magnetizzazione e dell'induttanza di dispersione al primario in modalità *boost*, ma sfrutta anche un condensatore ausiliario (C_2) per innalzare la tensione di uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	1 (condensatore C_2)
Soft-switching intrinseco alla topologia	ZCS all'accensione dell'interruttore. Sui diodi D_O e D_2 l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato tramite un diodo e un condensatore
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	3, di cui 1 ad alta capacità, a piena tensione V_{OUT}, e 2 a media capacità e media tensione
Osservazioni	Lo stress di tensione sull'interruttore è indipendente dalla tensione di ingresso e dal *duty-cycle*. Non sono necessari circuiti di *clamp* dissipativi. Il convertitore richiede un basso rapporto spire. Il condensatore di uscita è unico e deve sostenere tutta la tensione.

Tabella 1.9 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Condensatore Ausiliario*.

1.4.7 Flyback con Boost Integrato

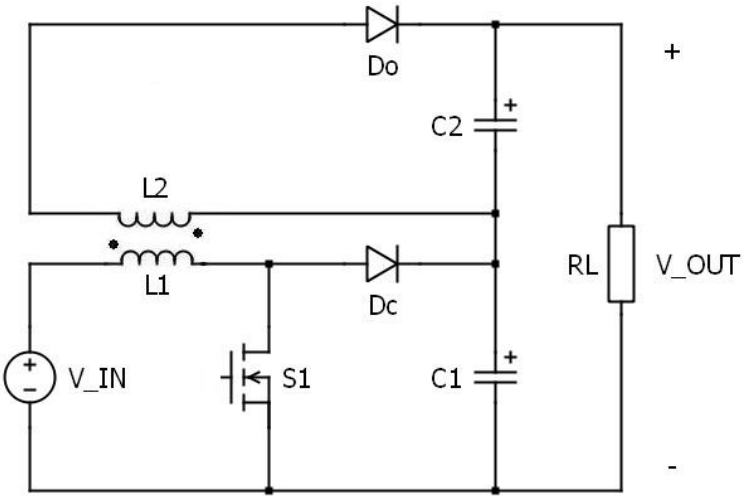


Figura 1.10 – Schema elettrico del convertitore *Flyback con Boost Integrato*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore è composto dall'integrazione di un subconvertitore *flyback* che gestisce la conversione principale dell'energia, e un subconvertitore *boost* che gestisce il recupero dell'energia dell'induttanza di dispersione al primario limitando contemporaneamente la tensione massima sull'interruttore. Le due uscite sono collegate in serie al fine di elevare la tensione applicata al carico.

Si consideri il funzionamento del subconvertitore *flyback* in modalità CCM e del subconvertitore *boost* in modalità DCM.

A regime, l'accensione dell'interruttore S_1 consente alla sorgente di tensione di caricare le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario L_1, mentre i diodi D_C e D_O sono polarizzati inversamente. I condensatori C_1 e C_2 risultano collegati in serie, sostengono la tensione di uscita e alimentano il carico R_L.

Allo spegnimento dell'interruttore i diodi D_C e D_O sono portati in conduzione e l'energia dell'induttanza di dispersione al primario è trasferita fino al suo esaurimento nel condensatore di *clamp* C_1: una parte dell'energia magnetizzante segue lo stesso percorso, l'altra invece fluisce verso il condensatore C_2 attraverso l'avvolgimento secondario. Al termine del trasferimento dell'energia di dispersione primaria il diodo D_C risulta interdetto e la corrente di magnetizzazione continua a fluire solo verso il condensatore C_2.

Alla riaccensione dell'interruttore, che avviene in modalità ZCS, l'energia immagazzinata sull'induttanza di dispersione al secondario si esaurisce, riversandosi sul condensatore C_2 che la riutilizza per alimentare il carico. Il diodo D_O passa dalla conduzione all'interdizione e la sua capacità parassita, posta in serie all'induttanza di dispersione equivalente al secondario del mutuo induttore, provoca l'innesco di una oscillazione di tensione dovuta alla risonanza dei due elementi. L'oscillazione è causa di sovratensione nel diodo D_O che poi rimane polarizzato inversamente.

Le induttanze di magnetizzazione e dispersione al primario sono quindi nuovamente caricate dalla sorgente di ingresso e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [11].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale dell'interruttore è di poco superiore a un terzo della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto se si adopera un adeguato rapporto spire del mutuo induttore

- il circuito di *clamp* rigenerativo richiede solo un diodo a bassa tensione (che può essere scelto di tipo *Schottky*) e un condensatore

- il circuito di *clamp* costituisce un convertitore *boost* che funziona in modalità DCM garantendo l'accensione ZCS dell'interruttore e un ridotto *reverse-recovery* del diodo D_C

- il circuito di *clamp* della tensione sull'interruttore sfrutta un condensatore del filtro di uscita, integrandosi nel convertitore con pochi componenti aggiuntivi

- l'induttanza di dispersione al secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo D_O riducendone il *reverse-recovery*

- la tensione di uscita non è concentrata su un unico condensatore di filtro ma è ripartita tra due più piccoli

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- l'induttanza di dispersione equivalente al secondario risuona con la capacità parassita del diodo di raddrizzamento D_O richiedendo un circuito di *clamp* dissipativo che penalizza il rendimento e l'affidabilità del convertitore

- la presenza del circuito di *clamp* RCD limita ma non elimina le oscillazioni generate dalla risonanza, che costituiscono rumore in alta frequenza e che richiedono uno *snubber* aggiuntivo per essere attenuate; si ha una ulteriore penalizzazione del rendimento del convertitore

- gli avvolgimenti al secondario devono essere realizzati con isolamento rinforzato data la presenza di sovraelongazione della tensione dovuta alla risonanza

- il diodo di raddrizzamento D_O necessita di una elevata tensione di blocco pari a 1200V

Cenni di dimensionamento

* $M_{DCM} = \frac{V_{C_1}}{V_{in}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}$. E' il rapporto di conversione del *boost* DCM costituito dal *clamp* rigenerativo. La sollecitazione di tensione sull'interruttore è pari alla tensione di uscita del *boost*.

Si indichi con L_d l'induttanza di dispersione.

Sia $K = \frac{2L_{eq}}{R_L T}$ e supponiamo $L_{eq} = L_d + L_m = 1.04L_m = 50\mu H$ e $R_L = 300\Omega$, $T = 10\mu s$. Se $V_{in} = 25V$ e $D = 0.625$ si ha $V_S = 100V$. Se $V_{in} = 35V$ e $D = 0.537$ si ha $V_S = 122V$. $(K = 0.033)$

** Nel caso peggiore in cui $V_{in} = 35V$, $V_{D_O} = V_{out} + NV_{in} = 680V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+ND}{1-D}$. Facendo variare il rapporto spire N tra 14 e 4 il massimo *duty-cycle* nominale è compreso tra 0.5 e 0.75. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissando $N = 8$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.537 - 0.625$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 150V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_O = 1200V$ $D_C = 150V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.537 - 0.625$ - 0.75
Rapporto spire	8
Modo di funzionamento	Subconvertitore *flyback* in CCM Subconvertitore *boost* in DCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore principale è un *flyback*, il *clamp* rigenerativo è di fatto un convertitore *boost*
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Su S_1 si ha ZCS all'accensione dell'interruttore e su D_C si ha ridotto *reverse-recovery* dato che il *boost* lavora in DCM. Sul diodo D_O il *reverse-recovery* è ridotto dall'induttanza di dispersione al secondario.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato con 1 diodo e 1 condensatore. 1 *clamp* dissipativo per limitare la risonanza tra l'induttanza di dispersione al secondario e la capacità parassita del diodo D_O.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	3, di cui 2 ad alta capacità con somma delle tensioni pari a V_{OUT} e 1 ad alta tensione per il *clamp* RCD
Osservazioni	La tensione di uscita è ripartita fra due condensatori

Tabella 1.10 – Principali caratteristiche del convertitore *Flyback con Boost Integrato*.

1.4.8 Flyback con Boost Integrato e Diodo Ausiliario

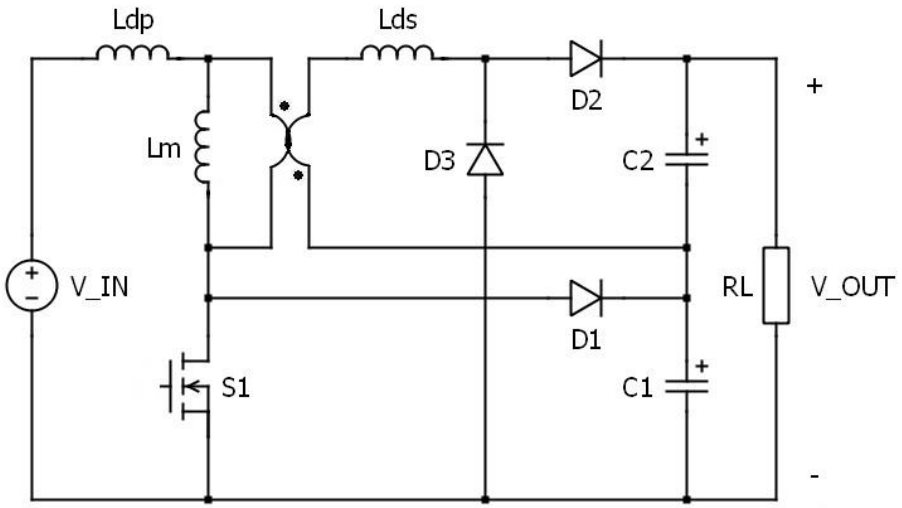


Figura 1.11 – Schema elettrico del convertitore *Flyback con Boost Integrato e Diodo Ausiliario*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore è composto dall'integrazione di un subconvertitore *flyback* e di un subconvertitore *boost*. Il primo gestisce la conversione di energia principale mentre il secondo realizza il *clamp* della tensione sull'interruttore e recupera l'energia dell'induttanza di dispersione primaria. Il diodo di *clamp* D_3 blocca l'oscillazione che si instaurerebbe a causa degli elementi parassiti ai capi del diodo D_2, limitandone la tensione di sollecitazione ed evitando l'utilizzo di un circuito di *clamp* dissipativo. Le due uscite sono collegate in serie al fine di elevare la tensione applicata al carico.

Si consideri il funzionamento del subconvertitore *flyback* in modalità CCM e del subconvertitore *boost* in DCM. A regime, al termine della fase di spegnimento dell'interruttore S_1 l'induttanza di magnetizzazione L_m del mutuo induttore si sta scaricando sul condensatore C_2 attraverso l'avvolgimento secondario e il diodo D_2 polarizzato direttamente. Il diodo D_3 è polarizzato inversamente, C_1 sostiene una parte della tensione di uscita ed eroga energia al carico.

All'accensione dell'interruttore la corrente sull'avvolgimento secondario comincia a decrescere e l'energia dell'induttanza di magnetizzazione si scarica sul condensatore C_2, così come quella dell'induttanza di dispersione al secondario L_{ds}. Quando la corrente si azzera il diodo D_2 si spegne e la serie della sua capacità parassita, insieme a quella del diodo

D_3 polarizzato inversamente e dell'induttanza di dispersione equivalente al secondario, dà luogo ad una oscillazione di risonanza che porta il diodo D_3 in conduzione. Questo stato topologico impedisce l'evoluzione dell'oscillazione di tensione sul diodo D_2 che altrimenti dovrebbe essere dimensionato con una tensione di blocco molto maggiore del necessario e nel circuito si avrebbe generazione di rumore in alta frequenza. Anche l'isolamento dei conduttori dell'avvolgimento secondario dovrebbe essere in tal caso rinforzato.

Il diodo D_3 rimane in conduzione per tutta la fase di accensione dell'interruttore S_1 e aggiunge una fase di trasferimento diretto di energia tra l'ingresso del convertitore e il condensatore di uscita C_1, meccanismo assente nella configurazione tradizionale di un convertitore *flyback*. Contemporaneamente, la sorgente di ingresso inizia a caricare le induttanze di magnetizzazione L_m e dispersione L_{dp} al primario.

Allo spegnimento dell'interruttore S_1 il diodo D_1 è in conduzione e rapidamente la corrente che attraversa D_3 si azzera, spegnendolo dopo aver riversato l'energia dell'induttanza di dispersione al secondario sul condensatore C_1. La capacità parassita del diodo D_3, insieme a quella del diodo D_2 polarizzato inversamente, è ora posta in serie all'induttanza di dispersione equivalente al secondario del mutuo induttore e con essa risuona, portando il diodo stesso in polarizzazione inversa e il diodo D_2 in polarizzazione diretta. Anche in questo caso nessuna sovraelongazione ha luogo ai capi dei diodi data la caratteristica di *clamp* intrinseca nella struttura circuitale di uscita.

Con il diodo D_2 in conduzione l'energia di magnetizzazione può essere trasferita verso l'uscita tramite l'avvolgimento secondario del mutuo induttore, mentre l'energia dell'induttanza di dispersione al primario viene scaricata fino all'esaurimento sul condensatore C_1 e resa disponibile per alimentare il carico. Allo spegnimento del diodo D_1 rimane attivo solo il trasferimento di energia magnetizzante verso il condensatore C_2. La corrente di ingresso rimane nulla e consente la successiva accensione dell'interruttore in modalità ZCS. Alla riaccensione dell'interruttore S_1 un nuovo ciclo di commutazione può quindi avere inizio [12].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale dell'interruttore è pari a metà della tensione di uscita (con il rapporto spire considerato in questo paragrafo)

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto anche con un ridotto rapporto spire del mutuo induttore

- il circuito di *clamp* rigenerativo al primario richiede solo un diodo a bassa tensione (D_1 potrebbe essere scelto di tipo *Schottky*) e un condensatore

- il circuito di *clamp* rigenerativo al primario consente l'accensione ZCS dell'interruttore oltre che un ridotto *reverse-recovery* del diodo D_1

- con l'aggiunta di un solo diodo (D_3) rispetto alla configurazione tradizionale si costituisce un circuito di *clamp* non dissipativo, che blocca la risonanza della capacità parassita del diodo D_2 con l'induttanza di dispersione al secondario e aggiunge un trasferimento diretto di energia tra l'ingresso e l'uscita del convertitore, a favore dell'efficienza di conversione

- l'induttanza di dispersione al secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo D_2 riducendone l'effetto di *reverse-recovery*

- l'assenza di sovraelongazioni al secondario riduce l'isolamento richiesto per la realizzazione degli avvolgimenti

- al variare del *duty-cycle* il rapporto tra tensione sull'interruttore e tensione di ingresso rimane praticamente costante, garantendo la validità del dimensionamento dell'interruttore anche al variare delle condizioni operative

- la tensione di uscita non è concentrata su un unico condensatore di filtro ma è ripartita tra due condensatori a tensione di lavoro più bassa

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

- il diodo D_3 aggiunge un trasferimento diretto di energia dall'ingresso del convertitore verso il condensatore C_1 la cui tensione determina la sollecitazione dell'interruttore, che risulta così incrementata a sfavore del rendimento

- la corrente di ingresso nella configurazione a singola fase presenta una forte discontinuità, richiedendo un consistente filtraggio capacitivo

Cenni di dimensionamento

* Valori ricavati direttamente dal prototipo presentato nell'articolo.

** L'entrata in conduzione del diodo D_3 garantisce che D_2 sia sollecitato solo dalla tensione di uscita.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 200V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_2 = 600V$ $D_1 = 200V$ $D_3 = 600V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo *	$0.625 - 0.75$ - 0.75
Rapporto spire	4.5
Modo di funzionamento	Subconvertitore *flyback* in CCM Subconvertitore *boost* in DCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore principale è un *flyback*, il diodo di *clamp* D_3 trasferisce una parte di energia durante la fase di accensione dell'interruttore con collegamento diretto tra ingresso e uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Su S_1 si ha ZCS all'accensione dell'interruttore e su D_1 si ha ridotto *reverse-recovery* dato che il *boost* lavora in DCM. Sul diodo D_2 l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato con 1 diodo e 1 condensatore. 1 diodo di *clamp* che blocca l'oscillazione di risonanza ai capi del diodo D_2.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	2 ad alta capacità con somma delle tensioni pari a V_{OUT}
Osservazioni	Non è necessario alcun circuito di *clamp* dissipativo. L'assenza di sovraelongazioni al secondario riduce l'isolamento richiesto per gli avvolgimenti. Al variare del *duty-cycle* il rapporto tra tensione sull'interruttore e tensione di ingresso rimane praticamente costante. Dato il valore ridotto del rapporto spire il *duty-cycle* ha valore nominale massimo elevato.

Tabella 1.11 – Principali caratteristiche del convertitore *Flyback con Boost Integrato e Diodo Ausiliario.*

1.5 Topologie con Moltiplicatore di Tensione

In questa sezione sono presentate le topologie con moltiplicatore di tensione. Si osservi che alcune delle soluzioni proposte includono anche un mutuo induttore oppure un trasformatore.

1.5.1 Boost con Moltiplicatore di Tensione

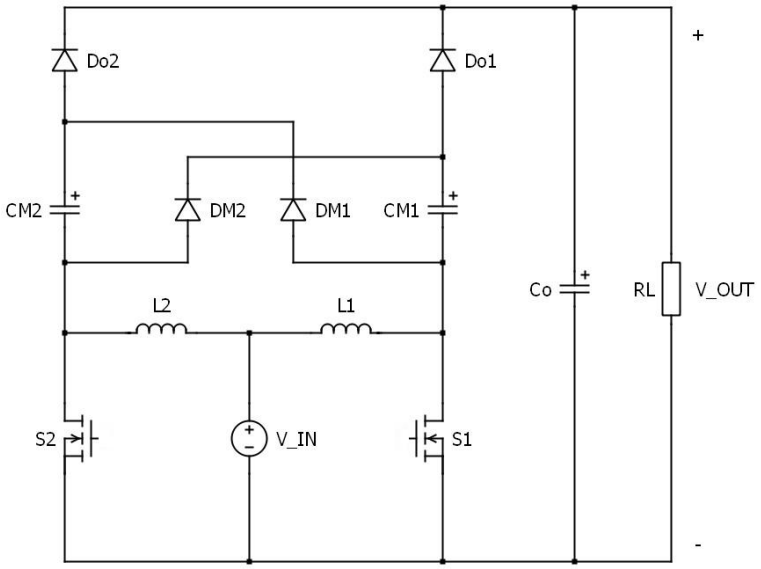


Figura 1.12 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Questo convertitore integra all'interno di una struttura *boost* multifase numerose celle moltiplicatrici di tensione, costituite da diodi e condensatori, al fine di elevare la tensione di uscita mantenendo basso il valore del *duty-cycle* e della sollecitazione in tensione dell'interruttore di ciascuna fase. La struttura del circuito è modulare e consente di trovare il compromesso tra guadagno di tensione e sollecitazione dei componenti, di definire il livello di potenza di uscita desiderato e di raggiungere il giusto rapporto costo-prestazioni.

Si descrive il funzionamento del convertitore nella configurazione minima composta da due fasi parallele e un unico stadio moltiplicatore di tensione, come illustrato dallo schema elettrico in Fig. 1.12. L'analisi è estendibile alla struttura generale, proposta in [13].

A regime, si consideri il convertitore in funzionamento CCM con *duty-cycle* nominale superiore a 0.5. L'accensione dei due interruttori S_1 e S_2 consente alla sorgente di ingresso di caricare i due induttori L_1 e L_2 mentre tutti i diodi sono polarizzati inversamente e i due condensatori C_{M1} e C_{M2} mantengono la propria carica immagazzinata. Il condensatore di uscita C_O alimenta il carico.

All'apertura dell'interruttore S_2 l'energia immagazzinata su L_2 si riversa in parte sul condensatore C_{M1} attraverso il diodo D_{M2} polarizzato direttamente e in parte sul condensatore di uscita C_O attraverso il diodo D_{S2} e il condensatore C_{M2} collegato in serie. In questa condizione C_{M1} si carica, mentre C_{M2} si scarica verso l'uscita contribuendo a sostenere la tensione sul carico. I due condensatori della cella moltiplicatrice di tensione risultano collegati in serie tra loro e a loro volta sono in parallelo con la capacità di filtro in uscita, riducendo in questo modo le sollecitazioni di tensione sui vari componenti coinvolti.

Nella fase successiva lo switch S_2 viene riacceso mentre S_1 mantiene il suo stato di conduzione e i due induttori sono nuovamente caricati.

Allo spegnimento dell'interruttore S_1 l'energia immagazzinata nell'induttore L_1 è trasferita sui condensatori C_{M2} e C_O, in maniera simmetrica a prima. Il carico è alimentato direttamente dalla sorgente di ingresso, il condensatore di uscita C_O ripristina la sua carica e il condensatore C_{M1} viene scaricato. Alla riaccensione dell'interruttore S_1 un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [13].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale dell'interruttore è di poco superiore a un terzo della tensione di uscita (secondo la soluzione proposta in questo paragrafo) e può essere ridotta aumentando il numero di celle moltiplicatrici usate

- ciascun diodo di raddrizzamento in uscita è sollecitato da bassa tensione inversa e può essere scelto di tipo *Schottky*, riducendo così il problema di *reverse-recovery* complessivo del convertitore

- il trasferimento di energia di tipo *boost* tra ingresso e uscita contribuisce ad ottenere un rendimento elevato nella conversione

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto se si adopera un adeguato numero di celle moltiplicatrici

- non sono utilizzati componenti ad accoppiamento magnetico a favore della minore complessità circuitale, del minor costo e del minore ingombro

- la corrente di ingresso è continua con bassa ondulazione data la struttura di ingresso di tipo *boost*

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- per ogni fase del convertitore si ha un elevato numero di condensatori in serie al flusso di energia, a scapito dell'affidabilità e del rendimento

- il convertitore lavora con funzionamento *hard-switching* in una struttura con numerosi diodi in serie: risultano quindi pesanti gli effetti di *reverse-recovery* e le perdite di commutazione. Un circuito *snubber* non dissipativo che limita la corrente di *reverse-recovery* dei diodi e consente la realizzazione del *soft-switching* su ogni interruttore è però stato proposto dagli autori

- gli induttori utilizzati sono di grandi dimensioni dati l'alto valore di induttanza richiesto e l'alta corrente in ingresso al convertitore che li attraversa

- il numero di componenti necessario alla realizzazione di ogni fase del convertitore è elevato

- la tensione di uscita è concentrata su un unico condensatore di filtro

Cenni di dimensionamento

* $V_M = \frac{V_{in}}{1-D}$. La sollecitazione di tensione sull'interruttore è pari alla tensione che si instaura ai capi di ciascuno dei condensatori delle celle moltiplicatrici di tensione.

  Se $V_{in} = 25V$ e $D = 0.75$ si ha $V_S = V_M = 100V$. Se $V_{in} = 35V$ e $D = 0.65$ si ha $V_S = V_M = 100V$.

** La sollecitazione di tensione sui diodi delle celle moltiplicatrici è pari al doppio della tensione V_M su ciascun condensatore. La sollecitazione di tensione sui diodi di raddrizzamento in uscita è pari alla sollecitazione sull'interruttore. Si ha quindi $V_{D_M} = 2V_M = 200V$ e $V_{D_O} = V_M = 100V$.

*** $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{M+1}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissato $M = 3$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.65 - 0.75$.

Tabella riassuntiva

Note: nonostante la struttura minima del convertitore sia quella a due fasi parallele, in tabella si inseriscono il numero di componenti e le caratteristiche per la singola fase della configurazione generica proposta. L'attenzione è prevalentemente orientata al numero di celle moltiplicatrici di tensione M. Per i requisiti della topologia di interesse, al fine di contenere il valore del *duty-cycle* e non incrementare troppo il numero dei componenti utilizzati, si sceglie $M = 3$.

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 150V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_O = 150V$ $D_M = 300V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.65 - 0.75$ - 0.75
Rapporto spire	- (Non usa accoppiamento magnetico)
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Continua, bassa ondulazione
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ulteriormente ridotta a frequenza nf_S
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore opera il trasferimento di energia esattamente come un *boost*
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	$M = 3$
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno: topologia *hard-switching* con numerosi diodi collegati in serie che generano un pesante effetto di *reverse-recovery*
Problemi di *reverse-recovery*	Severi
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 snubber non dissipativo per alleviare il problema del *reverse-recovery* e introdurre il *soft-switching* nelle commutazioni degli interruttori
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, $4 + (M + 1) = 8$ diodi
Numero di elementi magnetici	1 induttore ad alta induttanza ed alta corrente. 1 induttore piccolo.
Numero di condensatori	6, di cui 1 ad alta capacità con tensione pari a V_{OUT}, 5 a bassa capacità e bassa tensione
Osservazioni	Grossi problemi di *reverse-recovery* risolti con l'uso di uno *snubber* proposto dagli autori, non dissipativo, unico per ogni fase anche se le celle moltiplicatrici sono tante. La sollecitazione di tensione sull'interruttore può essere ridotta aumentando il numero di celle moltiplicatrici usate.

Tabella 1.12 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione*.

1.5.2 Boost con Cella *Three-State* e Trasformatore di Bilanciamento

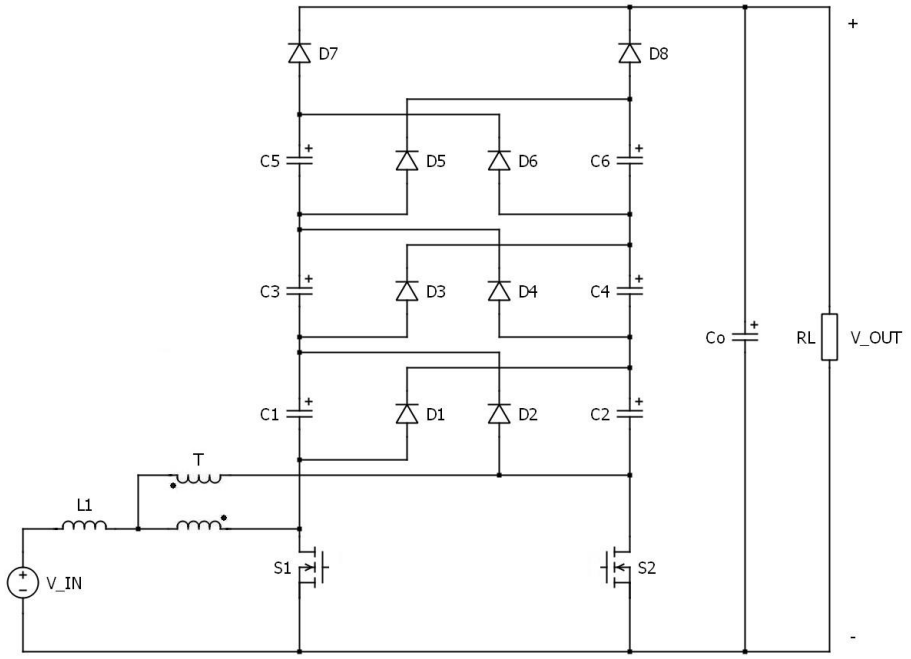


Figura 1.13 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Cella Three-State e Trasformatore di Bilanciamento*

Descrizione del circuito e del funzionamento

Questo convertitore integra all'interno di una struttura *boost* una cella *three-state*, composta da un autotrasformatore e da due interruttori, che consente di suddividere e bilanciare la corrente che scorre nei due interruttori e nei due rami del circuito verso l'uscita. Inoltre, numerose celle moltiplicatrici di tensione costituite da diodi e condensatori sono utilizzate per elevare la tensione di uscita mantenendo bassi il valore del *duty-cycle* e della sollecitazione di tensione sugli interruttori. La struttura risultante è simile a quella di un convertitore *boost* multifase a due fasi in cui si aggiunge un moltiplicatore di tensione prima dei diodi di raddrizzamento di uscita.

Si consideri il funzionamento del convertitore in modalità CCM con *duty-cycle* nominale superiore a 0.5. A regime, l'accensione dei due interruttori S_1 e S_2 consente alla sorgente di ingresso di caricare l'induttore L_1 e polarizza inversamente tutti i diodi presenti nel circuito. Il carico collegato all'uscita è alimentato solo dal condensatore di filtro C_O. I condensatori delle celle moltiplicatrici di tensione mantengono la propria carica. La tensione su entrambi gli avvolgimenti dell'autotrasformatore è nulla.

Successivamente si spegne l'interruttore S_1 lasciando acceso S_2 e il diodo D_5 si polarizza direttamente consentendo all'energia immagazzinata nell'induttore L_1 di trasferirsi verso i condensatori C_6, C_4 e C_2, attraversando i due condensatori in serie C_1 e C_3. E' portato in conduzione anche il diodo D_7 e una parte dell'energia è riversata sul condensatore di uscita attraverso il condensatore C_5.

Alla riaccensione dell'interruttore S_1 tutti i diodi sono nuovamente polarizzati inversamente e l'induttore L_1 si carica. Mantenendo acceso S_1 e spegnendo l'interruttore S_2 si ripete la fase di funzionamento precedente in modo simmetrico, con i condensatori C_1, C_3 e C_5 che recuperano la carica persa precedentemente e i condensatori C_2, C_4 e C_6 posti in serie al flusso di energia che alimenta il carico di uscita. Quando l'interruttore S_2 si accende si torna alle condizioni di partenza e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [14].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale degli interruttori è pari a metà della tensione di uscita (secondo la soluzione proposta in questo paragrafo) e può essere ridotta aumentando il numero di celle moltiplicatrici usate

- la sollecitazione di tensione sugli interruttori è indipendente dal valore della tensione di ingresso (se il modo di funzionamento rimane lo stesso illustrato in questo paragrafo)

- i diodi di raddrizzamento in uscita sono sollecitati da bassa tensione inversa e possono essere scelti di tipo *Schottky*, riducendo il problema di *reverse-recovery* complessivo del convertitore

- il trasferimento di energia di tipo *boost* tra ingresso e uscita contribuisce ad ottenere un rendimento elevato nella conversione

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto se si adopera un adeguato numero di celle moltiplicatrici

- l'induttore di ingresso lavora a frequenza doppia di quella di commutazione e può essere scelto di dimensioni ridotte a vantaggio di minore complessità realizzativa e minore ingombro

- la corrente di ingresso è continua con bassa ondulazione ad alta frequenza data la struttura di ingresso di tipo *boost* e l'utilizzo della cella *three-state*

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- nonostante l'induttore di accumulo possa avere dimensioni ridotte, l'utilizzo dell'autotrasformatore introduce maggiori complessità circuitale, costo e ingombro

- in ogni fase di alimentazione del carico si ha un elevato numero di condensatori in serie al flusso di energia, a scapito dell'affidabilità e del rendimento

- il convertitore lavora con funzionamento *hard-switching* in una struttura con numerosi diodi collegati in serie: risultano pesanti gli effetti di *reverse-recovery* e le perdite di commutazione. Un circuito *snubber* non dissipativo per ogni interruttore che limiti la corrente di *reverse-recovery* dei diodi e consenta la realizzazione di commutazioni *soft-switching* deve essere adottato

- la struttura del convertitore è articolata e il numero di componenti necessario alla sua realizzazione è molto elevato

- la tensione di uscita è concentrata su un unico condensatore di filtro

Tabella riassuntiva

Nota: per i requisiti della topologia di interesse, al fine di contenere il valore del *duty-cycle* e non incrementare troppo il numero dei componenti utilizzati, si sceglie $M = 3$.

Tensione di blocco degli interruttori	$S_{1,2} = 200V$
Tensione di blocco dei diodi	$D_O = 200V$ $D_{1,\dots,6} = 600V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo	$0.65 - 0.75$ - 0.75
Rapporto spire	1
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Continua, bassa ondulazione a frequenza f_S
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ulteriormente ridotta a frequenza nf_S
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore opera il trasferimento di energia similmente ad un *boost* multifase a due fasi
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1 oppure 2 in parallelo
Condensatori in serie al flusso di potenza	$M = 3$
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno: topologia *hard-switching* con numerosi diodi collegati in serie che generano un pesante effetto di *reverse-recovery*
Problemi di *reverse-recovery*	Severi
Snubber o circuiti di clamp necessari	2 snubber non dissipativi per alleviare il problema del *reverse-recovery* e introdurre il *soft-switching* nelle commutazioni degli interruttori****
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, $8 + 2(M + 1) = 16$ diodi
Numero di elementi magnetici	1 induttore a ridotta induttanza ed alta corrente. 1 autotrasformatore ad alta corrente. 2 induttori piccoli per gli *snubber*.
Numero di condensatori	11, di cui 1 ad alta capacità con tensione pari a V_{OUT}, 6 a bassa capacità e media tensione e 4 piccoli per gli *snubber*
Osservazioni	Grossi problemi di recovery da risolvere con l'uso di due *snubber* non dissipativi. La sollecitazione di tensione sull'interruttore può essere ridotta aumentando il numero di celle moltiplicatrici usate ed è indipendente dal valore di V_{IN}. L'induttore lavora a frequenza doppia di quella di commutazione.

Tabella 1.13 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Cella Three-State e Trasformatore di Bilanciamento*.

Cenni di dimensionamento

* $V_M \approx \frac{\frac{V_{out}}{2}}{M^{0.3}}$. Lo stress di tensione sull'interruttore è pari alla tensione che si instaura ai capi di ciascuno dei condensatori delle celle moltiplicatrici di tensione. Indipendentemente dal valore di tensione in ingresso si ha $V_S = V_M = 144V$.

** La sollecitazione di tensione sui diodi delle celle moltiplicatrici è pari al doppio della tensione V_M su ciascun condensatore. La sollecitazione di tensione sui diodi di raddrizzamento in uscita è pari a quella sull'interruttore. Si ha $V_{D_{1,\dots,6}} = 2V_M = 288V$ e $V_{D_{7,8}} = V_M = 144V$.

*** $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{M+1}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissato M = 3 e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.65 - 0.75$.

**** Si consideri lo *snubber* composto da 4 diodi, 2 condensatori piccoli e 1 induttore piccolo.

1.5.3 Boost con Cella *Three-State* e Duplicatore di Tensione con Trasformatore a Doppio Primario

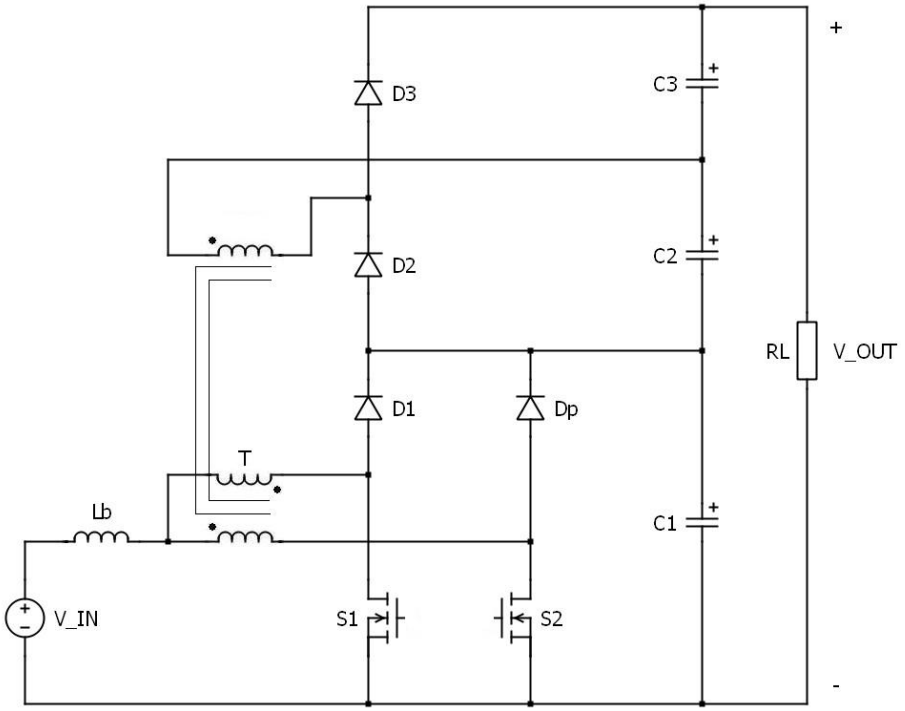


Figura 1.14 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Cella Three-State e Duplicatore di Tensione con Trasformatore a Doppio Primario.*

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore integra all'interno di una struttura *boost* una cella *three-state*, composta da un trasformatore con doppio primario e da due interruttori, che consente di suddividere e bilanciare la corrente assorbita dalla sorgente di ingresso e che realizza un subconvertitore molto simile ad un *boost* multifase a due fasi. Ogni avvolgimento secondario del trasformatore è inserito all'interno di un *raddrizzatore-duplicatore di tensione* costituito da diodi e condensatori, al fine di elevare la tensione di uscita mantenendo bassi il valore del *duty-cycle* e della sollecitazione in tensione sugli interruttori. L'uscita del convertitore è composta dal collegamento in serie delle celle duplicatrici di tensione e del subconvertitore *boost*, realizzando così un convertitore ad alto guadagno statico.

Si consideri il convertitore nella configurazione con un unico avvolgimento secondario e un'unica cella duplicatrice di tensione, come riportato dallo schema in Fig. 1.14. Il funzionamento sia in modalità CCM con *duty-cycle* nominale superiore a 0.5. A regime, l'accensione dei due interruttori S_1 e S_2 consente alla sorgente di ingresso di caricare

l'induttore L_b e polarizza inversamente i diodi di raddrizzamento D_1 e D_p. La tensione su tutti gli avvolgimenti del trasformatore è nulla. I condensatori della cella duplicatrice di tensione mantengono la propria tensione costante e polarizzano inversamente i diodi D_2 e D_3. Il carico collegato all'uscita è alimentato solo dal condensatore di filtro C_O.

Successivamente si spegne l'interruttore S_1, lasciando acceso S_2, e il diodo D_1 si polarizza direttamente consentendo ad una parte dell'energia immagazzinata dall'induttore L_b di trasferirsi verso il condensatore C_1, il cui valore di tensione costituisce la sollecitazione su ciascuno dei due interruttori del convertitore. Contemporaneamente la tensione sull'avvolgimento secondario è positiva e polarizza direttamente il diodo D_2, consentendo all'energia dell'induttore L_b di riversarsi anche sul condensatore C_2 del duplicatore di tensione. In questa fase il trasferimento di energia verso il carico avviene con collegamento diretto tra la sorgente di ingresso e l'uscita.

Alla riaccensione dell'interruttore S_1 tutti i diodi del circuito sono interdetti e l'induttore immagazzina nuovamente energia.

Mantenendo acceso S_1 e spegnendo l'interruttore S_2 il diodo D_p si polarizza direttamente e l'energia dell'induttore L_b si riversa sul condensatore C_1. La tensione negativa al primario del trasformatore si riflette sull'avvolgimento secondario e accende il diodo D_3, che consente il passaggio di corrente verso il condensatore C_3 e verso il carico in uscita con collegamento diretto alla sorgente di alimentazione. Quando S_2 si riaccende un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

Il condensatore di uscita C_1 insieme ai diodi D_1 e D_p costituisce un circuito di *clamp* rigenerativo per la tensione su entrambi gli interruttori S_1 e S_2. L'energia in esso trasferita è erogata direttamente al carico.

Durante il passaggio dalla conduzione del diodo D_2 a quella del diodo D_3, e viceversa, ai capi dei diodi può manifestarsi un'oscillazione di risonanza causata dalla serie dell'induttanza di dispersione equivalente al secondario del trasformatore e le capacità parassite dei diodi stessi. Tale risonanza è limitata naturalmente dalla struttura della cella e non comporta sovraelongazioni sulla tensione di sollecitazione dei diodi, ma può generare rumore in alta frequenza [15].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale degli interruttori è pari a un quarto della tensione di uscita (secondo la soluzione proposta in questo paragrafo) e può essere ridotta aumentando il rapporto spire del trasformatore

- i diodi di raddrizzamento in uscita sono sollecitati da bassa tensione inversa e possono essere scelti di tipo *Schottky*, riducendone le perdite di conduzione ed eliminando il problema del *reverse-recovery*

- il condensatore di uscita del subconvertitore *boost* realizza insieme ai diodi di raddrizzamento un circuito di *clamp* rigenerativo per entrambi gli interruttori

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto già con un ridotto rapporto spire

- il trasferimento di energia di tipo *boost* tra ingresso e uscita contribuisce ad ottenere un rendimento elevato nella conversione

- l'induttanza di dispersione al secondario del trasformatore limita la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi del duplicatore di tensione riducendone il *reverse-recovery*

- l'induttore di ingresso lavora a frequenza doppia di quella di commutazione e può essere scelto di dimensione ridotta a vantaggio di minori complessità e ingombro

- la corrente di ingresso è continua con bassa ondulazione ad alta frequenza data la struttura di ingresso di tipo *boost* e l'utilizzo della cella *three-state*

- la tensione di uscita è ripartita fra tre condensatori di filtro di dimensioni contenute

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- nonostante l'induttore di accumulo possa avere dimensioni ridotte, l'utilizzo di un trasformatore a doppio primario introduce maggiori complessità circuitale, costo e ingombro

- gli elementi parassiti all'interno della cella duplicatrice di tensione possono risuonare durante l'alternarsi dello stato di conduzione dei diodi D_2 e D_3. Tale risonanza è limitata naturalmente dalla struttura della cella e non comporta sovraelongazioni sulla tensione di sollecitazione dei diodi, ma può generare rumore in alta frequenza

Cenni di dimensionamento

Nota: N è il valore del rapporto spire tra il secondario e ciascun primario del trasformatore.

* $V_S = V_{C_1} = \frac{V_{in}}{1-D}$. Lo stress di tensione sull'interruttore è pari alla tensione di uscita del subconvertitore *boost*. Se $V_{in} = 25V$ e $D = 0.6875$ si ha $V_S = 80V$. Se $V_{in} = 35V$ e $D = 0.5625$ si ha $V_S = V_M = 80V$.

** La sollecitazione di tensione sui diodi della cella moltiplicatrice è pari a N volte la tensione sull'interruttore. Lo stress di tensione sui diodi di raddrizzamento in uscita è pari a quella sull'interruttore. Si ha $V_{D_{2,3}} = NV_S = 320V$ e $V_{D_{1,p}} = V_S = 80V$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_{1,2} = 100V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_{1,p} = 100V$ $D_{2,3} = 600V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.5625 - 0.6875$ 0.5 0.75
Rapporto spire	4
Modo di funzionamento	CCM
Corrente di ingresso della singola fase	Continua, con bassa ondulazione a frequenza f_S
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione ulteriormente ridotta a frequenza nf_S
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: il convertitore opera il trasferimento di energia esattamente come un *boost* e utilizza una cella duplicatrice di tensione in uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1 oppure 2 in parallelo
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Nessuno sull'interruttore. L'induttanza di dispersione al secondario del trasformatore può ridurre il *reverse-recovery* dei diodi D_2 e D_3.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* non dissipativo intrinseco alla topologia
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 4 diodi
Numero di elementi magnetici	1 induttore a ridotta induttanza ed alta corrente. 1 trasformatore con doppio avvolgimento primario.
Numero di condensatori	3 ad alta capacità e media tensione
Osservazioni	L'induttore lavora a frequenza doppia di quella di commutazione. La tensione di uscita è ripartita fra tre condensatori. Rumore ad alta frequenza può essere generato dall'oscillazione degli elementi parassiti nella cella duplicatrice di tensione.

Tabella 1.14 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Cella Three-State e Duplicatore di Tensione con Trasformatore a Doppio Primario.*

*** $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1+N}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissato $N = 4$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.5625 - 0.6875$.

1.5.4 Boost con Duplicatore di Tensione a Doppio Mutuo Induttore

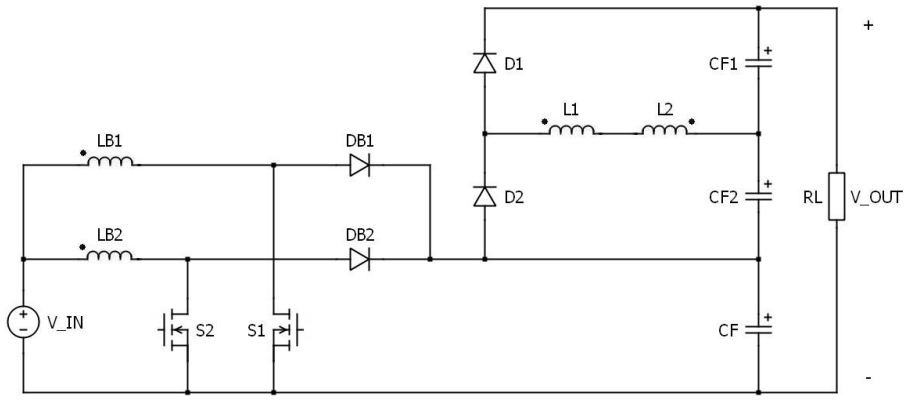


Figura 1.15 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione a Doppio Mutuo Induttore*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

La topologia qui descritta integra una cella duplicatrice di tensione in un convertitore *boost* multifase realizzato con mutui induttori. Lo scopo di tale configurazione è quello di elevare la tensione di uscita sommando i contributi della cella duplicatrice e del convertitore *boost*, mantenendo bassi la sollecitazione sugli interruttori e il valore del *duty-cycle* sfruttando contemporaneamente i vantaggi della configurazione multifase nelle applicazioni di alta potenza.

Si consideri il convertitore funzionante in modalità CCM con *duty-cycle* maggiore di 0.5. A regime, i due interruttori S_1 e S_2 sono accesi e le induttanze di magnetizzazione e di dispersione al primario dei due mutui induttori L_{B1} e L_{B2} si caricano. I diodi di raddrizzamento D_{B1} e D_{B2} sono polarizzati inversamente, così come i diodi D_1 e D_2 inseriti nella cella duplicatrice di uscita, dato che la somma delle tensioni riflesse sui due avvolgimenti secondari collegati in antiserie è nulla. I tre condensatori di filtro C_F, C_{F1} e C_{F2} garantiscono l'alimentazione del carico.

Allo spegnimento dell'interruttore S_1 e mantenendo acceso S_2, l'energia magnetizzante del mutuo induttore L_{B2} continua ad aumentare mentre quella di L_{B1} si riversa in parte sul condensatore C_F attraverso il diodo D_{B1} polarizzato direttamente, e in parte sul condensatore C_{F2}, attraverso l'accoppiamento magnetico con l'avvolgimento secondario L_1 e il diodo D_2 polarizzato direttamente dalle tensioni riflesse sui due secondari. La corrente

è assorbita anche dall'avvolgimento primario del mutuo induttore L_{B2}, operando un ulteriore trasferimento di energia con accoppiamento diretto alla sorgente di alimentazione. Contemporaneamente, l'energia immagazzinata sull'induttanza di dispersione al primario è riversata sul condensatore C_F fino all'esaurimento.

Quando il diodo D_{B1} si spegne, l'energia di magnetizzazione si riversa solo sul condensatore C_{F2} attraverso l'avvolgimento secondario e la successiva accensione dell'interruttore S_1 può avvenire in modalità ZCS.

Alla riaccensione dell'interruttore S_1 l'induttanza di magnetizzazione e quella di dispersione al primario del mutuo induttore L_{B1} sono nuovamente caricate. Tutti i diodi del circuito sono polarizzati inversamente.

Quando l'interruttore S_2 si spegne, il diodo D_{B2} si polarizza direttamente e l'energia di magnetizzazione del mutuo induttore L_{B2} è riversata sul condensatore C_F insieme a quella di dispersione, entrambe rese disponibili per alimentare il carico.

La tensione riflessa sui due secondari inseriti nella cella duplicatrice di tensione è tale da polarizzare direttamente il diodo D_1 e consentire il trasferimento di energia verso il condensatore di filtro C_{F1}. In seguito al completo esaurimento dell'energia dell'induttanza di dispersione al primario di L_{B2}, il diodo D_{B2} si interdice e il condensatore C_{F1} rimane l'unica via di richiusura per la corrente di magnetizzazione. Contemporaneamente, la corrente sugli avvolgimenti secondari è fornita anche tramite l'accoppiamento magnetico dell'avvolgimento L_1 con il primario L_{B1}, realizzando così un trasferimento diretto di energia tra la sorgente e il carico.

Alla riaccensione dell'interruttore S_2 si torna alle condizioni di partenza e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

La particolare disposizione degli avvolgimenti secondari dei due mutui induttori consente di trasferire l'energia verso il carico sia attraverso un meccanismo di tipo *flyback*, sia con prelievo diretto dalla sorgente di ingresso similmente ad un convertitore *boost*: l'accoppiamento magnetico tra gli avvolgimenti è infatti tale da garantire che quando l'energia di magnetizzazione di un mutuo induttore è rilasciata verso il carico, la corrente assorbita dall'ingresso scorre anche attraverso l'avvolgimento primario dell'altro mutuo induttore, in corrispondenza dell'accensione del relativo interruttore in serie.

Durante il passaggio dalla conduzione del diodo D_2 a quella del diodo D_1, e viceversa, ai capi dei diodi può manifestarsi un'oscillazione di risonanza causata dalla serie dell'in-

duttanza di dispersione equivalente al secondario dei due mutui induttori e le capacità parassite dei diodi stessi. Tale risonanza è limitata naturalmente dalla struttura della cella duplicatrice e non comporta sovraelongazioni sulla tensione di sollecitazione dei diodi, ma può generare nel circuito rumore in alta frequenza [16].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale degli interruttori è di poco superiore ad un terzo della tensione di uscita (secondo la soluzione proposta in questo paragrafo)
- i diodi di raddrizzamento in uscita sono sollecitati da bassa tensione inversa e possono essere scelti di tipo *Schottky*, riducendone le perdite di conduzione ed eliminando il problema del *reverse-recovery*
- il condensatore di uscita del subconvertitore *boost* realizza insieme ai diodi di raddrizzamento un circuito di *clamp* rigenerativo per entrambi gli interruttori
- il *duty-cycle* nominale è di valore molto contenuto già con un ridotto rapporto spire
- l'accensione degli interruttori avviene in modalità ZCS riducendo le perdite di commutazione complessive
- il trasferimento aggiuntivo di energia di tipo *boost* tra ingresso e uscita contribuisce ad ottenere un rendimento elevato nella conversione
- l'induttanza di dispersione al secondario dei due mutui induttori limita la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi del duplicatore di tensione riducendone l'effetto di *reverse-recovery*
- la tensione di uscita è ripartita fra tre condensatori di filtro di dimensioni contenute
- la struttura multifase del convertitore è ben integrata con il duplicatore di tensione e si presta alle applicazioni di alta potenza

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore (considerando la singola fase isolata) è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore (si veda l'Appendice A)

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore (si veda Appendice A)

- gli elementi parassiti all'interno della cella duplicatrice di tensione possono risuonare durante l'alternarsi dello stato di conduzione dei diodi D_1 e D_2. Tale risonanza è limitata naturalmente dalla struttura della cella e non comporta sovraelongazioni sulla tensione di sollecitazione dei diodi, ma può generare rumore in alta frequenza

Cenni di dimensionamento

* $M_{DCM} = \frac{V_{C_1}}{V_{IN}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}$. E' il rapporto di conversione del subconvertitore *boost* DCM che funge da *clamp* rigenerativo. La sollecitazione di tensione sull'interruttore è pari alla sua tensione di uscita.

Si indichi con L_d l'induttanza di dispersione.

Sia $K = \frac{2L_{eq}}{R_L T}$ e supponiamo $L_{eq} = L_d + L_m = 1.04L_m = 50\mu H$ e $R_L = 300\Omega$, $T = 10\mu s$. Se $V_{in} = 25V$ e $D = 0.5625$ si ha $V_S = 90V$. Se $V_{in} = 35V$ e $D = 0.387$ si ha $V_S = 94V$. $(K = 0.033)$

** La sollecitazione di tensione sui diodi della cella moltiplicatrice è pari alla differenza tra la tensione di uscita e la tensione sul condensatore del *boost*. La sollecitazione di tensione sui diodi di raddrizzamento in uscita è pari a quella sull'interruttore.

Si ottiene $V_{D_{1,2}} = V_{OUT} - V_{CF} = 310V$ e $V_{D_{B1,B2}} = V_S = 94V$.

*** $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{1+2N}{1-D}$. Si consideri 0.75 il massimo *duty-cycle* tollerabile. Fissato $N = 4$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.212 - 0.4375$. Osservando che il *duty-cycle*

minimo ha valore troppo piccolo, si fissa $N = 3$ e con $V_{in} = 25V - 35V$ si ricava $D = 0.387 - 0.5625$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_{1,2} = 150V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_{B1,B2} = 150V$ $D_{1,2} = 600V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo ***	$0.387 - 0.5625$ 0.2 0.75
Rapporto spire	3
Modo di funzionamento	Mutui Induttori in CCM Subconvertitore *boost* in DCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	1: ad ogni fase di trasferimento di energia tipo *flyback* ne corrisponde una di tipo *boost* attraverso l'integrazione di due mutui induttori nella cella duplicatrice di tensione in uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	ZCS all'accensione degli interruttori. L'induttanza di dispersione al secondario di ciascun mutuo induttore può ridurre il *reverse-recovery* dei diodi D_1 e D_2.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo intrinseco alla topologia
Numero complessivo di componenti attivi	2 MOSFET, 4 diodi
Numero di elementi magnetici	2 mutui induttori che si ripartiscono la corrente di ingresso
Numero di condensatori	3 ad alta capacità e media tensione
Osservazioni	La tensione di uscita è ripartita fra tre condensatori. Rumore ad alta frequenza può essere generato dall'oscillazione tra gli elementi parassiti nella cella duplicatrice di tensione.

Tabella 1.15 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione a Doppio Mutuo Induttore*.

1.5.5 Boost con Duplicatore di Tensione a Singolo Mutuo Induttore

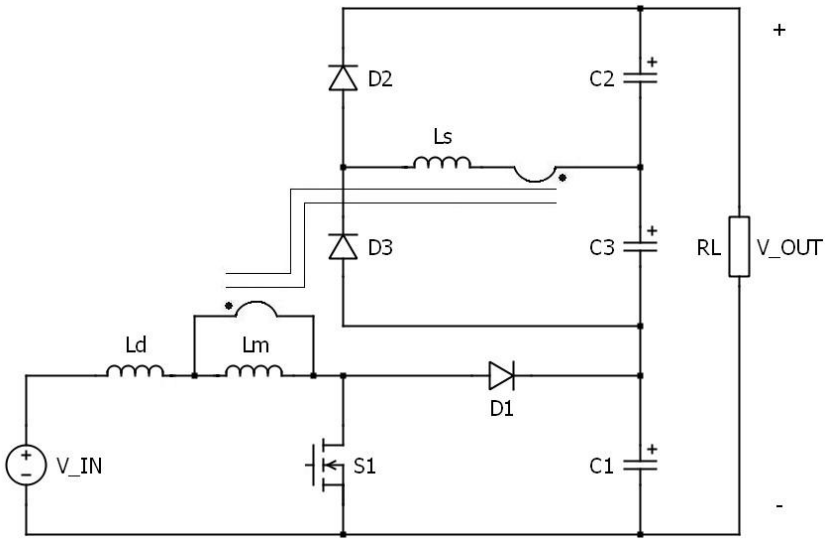


Figura 1.16 – Schema elettrico del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione a Singolo Mutuo Induttore*.

Descrizione del circuito e del funzionamento

Il convertitore è composto dall'unione di un subconvertitore *flyback* integrato con una cella *raddrizzatrice-duplicatrice di tensione* e di un subconvertitore *boost*. Il primo gestisce la conversione di energia principale mentre il secondo realizza il *clamp* della tensione sull'interruttore e recupera l'energia dell'induttanza di dispersione primaria del mutuo induttore. Il duplicatore di tensione consente di elevare la tensione di uscita senza aggravare la sollecitazione di tensione sull'interruttore e di mantenere basso il valore del *duty-cycle*. Inoltre esso limita intrinsecamente la massima tensione di sollecitazione sui diodi D_2 e D_3 bloccando l'oscillazione che vi si instaura a causa degli elementi parassiti del circuito, evitando quindi l'utilizzo di circuiti di *clamp* dissipativi per smorzare le sovraelongazioni. Le due uscite sono collegate in serie al fine di elevare la tensione applicata al carico.

Si consideri il funzionamento del subconvertitore *flyback* in modalità CCM e del subconvertitore *boost* in modalità DCM. A regime, al termine della fase di spegnimento dell'interruttore S_1 l'induttanza di magnetizzazione L_m del mutuo induttore si sta scaricando sul condensatore C_2 attraverso l'avvolgimento secondario e il diodo D_2 polarizzato direttamente. Il diodo D_3 è polarizzato inversamente, C_1 e C_2 sostengono una parte della tensione di uscita ed erogano energia al carico.

All'accensione dell'interruttore la corrente sull'avvolgimento secondario comincia a decrescere e l'energia dell'induttanza di magnetizzazione si scarica sul condensatore C_2, così come quella dell'induttanza di dispersione al secondario L_s. Quando la corrente si azzera, il diodo D_2 si spegne e la serie della sua capacità parassita, insieme a quella del diodo D_3 polarizzato inversamente, e dell'induttanza di dispersione equivalente al secondario dà luogo ad una oscillazione di risonanza che porta il diodo D_3 in conduzione. Questo stato topologico impedisce l'evoluzione dell'oscillazione di tensione che porterebbe il diodo D_2 ad essere dimensionato con una tensione di blocco molto maggiore del necessario, oltre che alla generazione di rumore in alta frequenza nel circuito. Anche l'isolamento dei conduttori dell'avvolgimento secondario dovrebbe essere in tal caso rinforzato.

Il diodo D_3 rimane in conduzione per tutta la fase di accensione dell'interruttore e aggiunge una fase di trasferimento diretto di energia tra l'ingresso del convertitore e il condensatore di uscita C_3, meccanismo assente nella configurazione tradizionale di un convertitore *flyback*. Contemporaneamente, la sorgente di ingresso inizia a caricare le induttanze di magnetizzazione L_m e dispersione al primario L_d del mutuo induttore.

Allo spegnimento dell'interruttore S_1 il diodo D_1 conduce e rapidamente la corrente che attraversa D_3 si azzera, spegnendolo dopo aver riversato l'energia dell'induttanza di dispersione al secondario sul condensatore C_3. La capacità parassita del diodo D_3, insieme a quella del diodo D_2 polarizzato inversamente, è ora posta in serie all'induttanza di dispersione equivalente al secondario del mutuo induttore e con essa risuona, portando il diodo stesso in polarizzazione inversa e il diodo D_2 in polarizzazione diretta. Anche in questo caso nessuna sovraelongazione ha luogo ai capi dei diodi data la caratteristica di *clamp* intrinseca nella struttura circuitale del duplicatore di tensione.

Con il diodo D_2 in conduzione l'energia di magnetizzazione può essere trasferita verso l'uscita tramite l'avvolgimento secondario del mutuo induttore, mentre l'energia dell'induttanza di dispersione al primario viene scaricata fino all'esaurimento sul condensatore C_1 e resa disponibile per alimentare il carico. Allo spegnimento del diodo D_1 rimane attivo solo il trasferimento di energia magnetizzante verso il condensatore C_2. La corrente di ingresso rimane nulla e consente la successiva accensione dell'interruttore in modalità ZCS. Alla riaccensione dell'interruttore un nuovo ciclo di commutazione può quindi avere inizio [17].

Vantaggi

I vantaggi di questa topologia sono:

- la tensione nominale dell'interruttore è pari a un quarto della tensione di uscita (secondo la soluzione proposta in questo paragrafo)

- il *duty-cycle* nominale è di valore sufficientemente contenuto anche con un ridotto rapporto spire del mutuo induttore

- il circuito di *clamp* rigenerativo al primario richiede solo un diodo a bassa tensione (D_1, che potrebbe essere scelto di tipo *Schottky*) e un condensatore

- il circuito di *clamp* rigenerativo al primario consente l'accensione ZCS dell'interruttore riducendo le perdite di commutazione complessive; inoltre riduce gli effetti di *reverse-recovery* del diodo D_1

- con l'aggiunta di un diodo (D_3) e un condensatore (C_3) rispetto alla configurazione tradizionale, si costituisce un circuito di *clamp* non dissipativo che blocca la risonanza della capacità parassita del diodo D_2 con l'induttanza di dispersione equivalente al secondario, e si aggiunge un trasferimento diretto di energia tra l'ingresso e l'uscita del convertitore a favore dell'efficienza di conversione

- il circuito di *clamp* non dissipativo al secondario riversa l'energia sul condensatore C_3 dedicato e non utilizza il condensatore C_1 la cui tensione determina la sollecitazione dell'interruttore $S1$. La separazione dei due contributi consente di migliorare il rendimento del convertitore

- l'induttanza di dispersione al secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento del diodo D_2 riducendone il *reverse-recovery*

- l'assenza di sovraelongazioni al secondario riduce l'isolamento richiesto per gli avvolgimenti

- la tensione di uscita non è concentrata su un unico condensatore di filtro ma è ripartita fra tre condensatori a tensione di lavoro più bassa e dimensioni minori

Svantaggi

Gli svantaggi sono:

- la corrente di ingresso del convertitore è discontinua causando un aumento delle perdite di conduzione sull'interruttore

- la corrente di ingresso nella configurazione multifase presenta ondulazione di ampiezza pari al valore massimo della corrente che scorre sull'interruttore. Tale ampiezza risulta percentualmente rilevante rispetto al valore medio della corrente assorbita, richiedendo un pesante filtraggio capacitivo a monte del convertitore

Cenni di dimensionamento

* Valori ricavati direttamente dal prototipo presentato nell'articolo.

** Si ha $V_{D_{2,3}} = V_{OUT} - V_{C_1} = 400V - 75V = 325V$.

Tabella riassuntiva

Tensione di blocco degli interruttori *	$S_1 = 100V$
Tensione di blocco dei diodi **	$D_2 = 600V$ $D_3 = 600V$ $D_1 = 100V$
Duty-cycle nominale, minimo, massimo *	$0.519 - 0.7$ - 0.75
Rapporto spire	4.5
Modo di funzionamento	Subconvertitore *flyback* in CCM Subconvertitore *boost* in DCM
Corrente di ingresso della singola fase	Discontinua trapezoidale
Corrente di ingresso multifase	Continua, ondulazione trapezoidale a frequenza nf_S con ampiezza pari alla corrente di picco sull'interruttore di ciascuna fase
Numero e caratteristiche degli stadi che processano l'energia	2: il convertitore principale è un *flyback*, il diodo di *clamp* D_3 trasferisce energia durante la fase di accensione dell'interruttore con collegamento diretto tra ingresso e uscita
Numero di componenti attivi nella maglia di ingresso	1
Condensatori in serie al flusso di potenza	Nessuno
Soft-switching intrinseco alla topologia	Su S_1 si ha ZCS all'accensione dell'interruttore e su D_1 si ha ridotto *reverse-recovery* dato che il *boost* lavora in DCM. Sul diodo D_2 l'induttanza di dispersione al secondario può ridurre il *reverse-recovery*.
Problemi di *reverse-recovery*	Ridotti
Snubber o circuiti di clamp necessari	1 *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario realizzato con 1 diodo e 1 condensatore. 1 circuito di *clamp* rigenerativo realizzato con 1 diodo (D_3) e 1 condensatore (C_3) che blocca l'oscillazione di risonanza ai capi del diodo D_2.
Numero complessivo di componenti attivi	1 MOSFET, 3 diodi
Numero di elementi magnetici	1 mutuo induttore sottoposto alla piena corrente di ingresso
Numero di condensatori	3 ad alta capacità con somma delle tensioni pari a V_{OUT}
Osservazioni	Non è necessario alcun circuito di *clamp* dissipativo. L'assenza di sovraelongazioni al secondario riduce l'isolamento richiesto per gli avvolgimenti. Il *duty-cycle* ha valore nominale massimo contenuto anche con basso rapporto spire.

Tabella 1.16 – Principali caratteristiche del convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione a Singolo Mutuo Induttore*.

1.6 Confronto fra Topologie

Prima di iniziare il confronto tra le topologie analizzate, è opportuno chiarire quali saranno i criteri di scelta utilizzati per il confronto e la selezione delle topologie più idonee alla realizzazione dell'obiettivo preposto.

Tali criteri sono in realtà un sottoinsieme dei criteri di analisi illustrati all'inizio del capitolo, alcuni dei quali sono più rilevanti ai fini del confronto tra le caratteristiche analizzate. I rimanenti criteri saranno utilizzati nel caso sia necessario approfondire il confronto rispetto ai primi.

L'obiettivo del confronto è ottenere come risultato la topologia in cui più si privilegino l'alto rapporto di conversione con la massima efficienza e la minore complessità realizzativa.

I criteri utilizzati nella seguente analisi sono:

Caratteristiche della corrente di ingresso del convertitore

Come introdotto nei criteri di analisi e come dimostrato in App. A, un convertitore che a parità di corrente media di ingresso assorbe una corrente discontinua sollecita gli interruttori con un valore efficace di corrente maggiore di quanto farebbe un convertitore con assorbimento di corrente di ingresso continua. Se anche la potenza di ingresso è uguale, questa caratteristica fa risultare il primo tipo di convertitore sempre svantaggioso, considerando che si intende utilizzare interruttori di tipo MOSFET le cui perdite di conduzione sono legate al valore efficace della corrente che li attraversa e non direttamente al valore medio. Inoltre, la necessità di un pesante filtraggio capacitivo aumenta costo e complessità del convertitore, pertanto la discontinuità della corrente di ingresso sarà considerata motivo di esclusione ai fini della scelta tra le topologie in esame.

Tensione nominale degli interruttori

Considerando l'utilizzo di MOSFET come interruttori, è noto che una maggiore tensione nominale del dispositivo si traduce in una maggiore resistenza di canale in conduzione. Questa caratteristica, insieme al criterio esposto al punto precedente, è indice delle perdite di conduzione introdotte dall'interruttore. Inoltre, tale dimensionamento può rispecchiare l'entità delle perdite di commutazione in funzione della caratteristica di *soft-switching* o *hard-switching* individuata nel convertitore.

Caratteristiche delle commutazioni del convertitore

Si considera se il convertitore presenta inerentemente funzionamento di tipo *soft-switching* o *hard-switching*, sottointendendo con ciò l'assenza di circuiti di *snubber* ausiliari al fine di confrontare la topologia nella versione di base proposta.

Necessità di circuiti di *clamp* o *snubber*

La presenza di risonanze tra elementi reattivi parassiti oppure la necessità di rallentamento dei fronti di tensione o corrente nelle commutazioni può richiedere l'inserimento di un circuito ausiliario ai fini del corretto funzionamento. Ciò può essere sinonimo di riduzione dell'affidabilità e del rendimento.

Complessità circuitale della topologia

Si valuta la complessità realizzativa della topologia proposta, una volta inseriti anche gli eventuali circuiti ausiliari necessari.

Nei successivi paragrafi, per ciascun gruppo di topologie si riassumono le caratteristiche peculiari dei convertitori analizzati e si decide quale soluzione può essere considerata per l'implementazione. Un'ulteriore confonto alla fine del capitolo deciderà definitivamente quale convertitore sarà oggetto di questo lavoro.

1.6.1 Confronto fra Topologie con Induttori

Il convertitore *Boost Quadratico* presentato nel Par. 1.3.1 è la struttura più semplice che si possa realizzare per un convertitore ad alto guadagno statico. Esso soddisfa il requisito di assorbire una corrente di ingresso continua e i due stadi in cascata consentono di ridurre la sollecitazione in tensione degli interruttori lì dove le correnti sono di valore maggiore.

Contemporaneamente però la topologia presenta funzionamento *hard-switching* che richiede l'impiego di circuiti di *snubber* al fine di ridurre le perdite di commutazione sugli interruttori e rallentare i fronti di corrente che sono causa di pesanti effetti di *reverse-recovery*. La struttura a due o più stadi inoltre penalizza il rendimento di conversione e può complicare il circuito di controllo da utilizzare a causa dell'interazione tra i due subconvertitori.

Il convertitore *Doppio Boost Duale* descritto nel Par. 1.3.2 cerca di sfruttare l'uscita di due convertitori *boost*, uno per tensioni positive e uno per tensioni negative, in modo da elevare la tensione di uscita. L'assorbimento di corrente di ingresso è naturalmente

continuo, ed il particolare collegamento dei due convertitori consente una certa riduzione sulla sollecitazione degli interruttori. Tale collegamento però penalizza il rendimento di conversione in quanto la tensione di ingresso è sottratta al valore utile di quella di uscita, come dimostrato nella descrizione del convertitore. La struttura intrinsecamente multifase si presta all'applicazione della topologia ad alti livelli di potenza, sebbene siano da considerare pesanti effetti di *reverse-recovery* e complessive perdite di commutazione potenzialmente svantaggiose, oltre che la necessità di segnali di pilotaggio degli interruttori fluttuanti rispetto al riferimento di massa.

Il convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Instrinseco* presentato nel Par. 1.3.3 realizza una duplicazione intrinseca del rapporto di conversione rispetto ad un convertitore *boost* tradizionale per valori di *duty-cycle* superiori a 0.5. Considerando l'obiettivo di ottenere un alto guadagno statico dal convertitore con alto rendimento, ciò aiuta a mantenere basso il valore di *duty-cycle* operativo e quindi a ridurre le perdite di conduzione negli interruttori. La topologia ha struttura intrinsecamente bifase e si presta alle applicazioni in alta potenza. Inoltre essa introduce poca complessità rispetto alle configurazioni tradizionali e presenta la possibilità di essere iterata al fine di ottenere un maggiore guadagno statico e un maggiore livello di potenza gestita. La corrente di ingresso è continua così come quella su ciascuna fase.

La tensione di sollecitazione degli interruttori nella regione di funzionamento con *duty-cycle* maggiore di 0.5 è dimezzata rispetto al valore di tensione di uscita del convertitore. Purtroppo però la tensione nominale del componente deve essere comunque scelta in modo da sostenere la piena tensione di uscita a causa della prima delle due regioni di funzionamento. Il vantaggio rimane rispetto alle perdite di commutazione che sono comunque dimezzate se confrontate con quelle di una configurazione *boost* multifase tradizionale.

Il convertitore effettua la ripartizione automatica della corrente tra gli induttori di ingresso, eliminando la necessità di circuiti di ripartizione della corrente spesso necessari in configurazioni di questo tipo. Il funzionamento *hard-switching* del convertitore induce pesanti effetti di *reverse-recovery*, che aggiunti alla presenza di risonanze tra gli elementi parassiti dei componenti richiedono la presenza di circuiti di *clamp* dissipativo e *snubber*.

La prima delle tre topologie proposte presenta una forte penalizzazione del rendimento peggiorata dalla probabile necessità di collegare in cascata più di due stadi *boost*, pertanto non può essere scelta come topologia da implementare in questo caso.

Il *Doppio Boost Duale* presenta una interessante configurazione dal punto di vista dell'assorbimento di corrente di ingresso e della gestione di alte potenze, ma è caratterizzato da una riduzione del rendimento di conversione dipendente dal valore della tensione di ingresso. Inoltre la necessità di un circuito di pilotaggio con segnali fluttuanti rispetto alla massa conferma l'esclusione di questo convertitore dalle possibili topologie da implementare.

La terza topologia è caratterizzata da molti aspetti interessanti: la corrente assorbita in ingresso è continua, la sollecitazione di tensione sugli interruttori è ridotta e la complessità realizzativa è pari a quella di un normale convertitore *boost* multifase. La presenza di un valore nominale di tensione sugli interruttori molto maggiore di quello di sollecitazione costituisce un grosso svantaggio dal punto di vista delle perdite di conduzione, parzialmente compensato dalla riduzione di *duty-cycle* ottenuta grazie alla duplicazione di tensione intrinseca. Le perdite di commutazione sono ridotte rispetto ad una configurazione tradizionale, e ciò compensa la caratteristica di funzionamento *hard-switching* di questo convertitore. Il meccanismo di ripartizione automatica della corrente di ingresso non ha eguali.

E' quindi possibile concludere che nell'ambito delle Topologie con Induttori il convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Instrinseco* può essere scelto come topologia da implementare.

1.6.2 Confronto fra Topologie con Mutuo Induttore

La topologia presentata nel Par. 1.4.1 presenta una bassa tensione di sollecitazione sull'interruttore e sfrutta un meccanismo di *clamping* che recupera l'energia dell'induttanza di dispersione del mutuo induttore. L'accensione dell'interruttore avviene in modalità *Zero Current Switching* (ZCS) e gli effetti di *reverse-recovery* sono alleviati dall'induttanza di dispersione al secondario, il *duty-cycle* nominale è mantenuto a valore basso e una parte dell'energia è trasferita con collegamento diretto tra ingresso e uscita. La presenza del mutuo induttore rende però la corrente di ingresso prevalentemente discontinua, anche se questa è sempre diversa da zero. Gli elementi reattivi parassiti del circuito risuonano con l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento secondario, causando sovratensioni nei componenti coinvolti. L'utilizzo di accorgimenti quali circuiti di *clamp* o *snubber* può portare ad una riduzione dell'efficienza e dell'affidabilità del convertitore.

Il convertitore *Flyback con Boost Integrato* presentato nel Par. 1.4.7 sfrutta un subconvertitore *boost* per il recupero dell'energia dell'induttanza di dispersione del mutuo induttore. La somma delle uscite dei due subconvertitori consente di innalzare la tensione di uscita mantenendo bassa la sollecitazione sull'interruttore. L'accensione di quest'ultimo avviene in modalità ZCS e gli effetti di *reverse-recovery* sono gestiti attraverso l'induttanza di dispersione al secondario del mutuo induttore. La corrente di ingresso assorbita da questo convertitore è discontinua e ciò porta agli stessi svantaggi del convertitore precedente. Gli elementi parassiti del circuito risuonano e instaurano sovratensioni nei componenti coinvolti.

La similitudine tra le due precedenti descrizioni è fondata nella seguente osservazione: analizzando gli schemi elettrici dei due convertitori si evince che essi sono *topologicamente identici*. Questo significa che i due convertitori pur avendo collocazione diversa dei componenti che li costituiscono formano esattamente le stesse maglie nel proprio circuito. In particolare è identica la disposizione dell'avvolgimento secondario del mutuo induttore posto in serie al diodo di raddrizzamento e al condensatore di uscita, che individua la stessa maglia nelle due topologie. Nonostante i valori di tensione e corrente che interessano i componenti possano essere diversi nei due casi durante il funzionamento, l'interazione tra i vari elementi non cambia e perciò non differiscono gli svantaggi attesi dal convertitore. E' da notare però che nel primo caso la diversa collocazione di un condensatore rende la corrente di ingresso sempre diversa da zero, senza bisogno di cambiare l'intera topologia considerata. In particolare si potrebbero dimensionare opportunamente i componenti del circuito al fine di rendere continua la corrente di ingresso.

Questa premessa consente di considerare solo una delle due topologie ai fini del confronto. Nel seguito si considera come riferimento la topologia del convertitore *Flyback con Boost Integrato* presentata nel Par. 1.4.7.

Le topologie illustrate nei Par. da 1.4.2 a 1.4.5 sono tutte riconducibili a quella presentata nel Par. 1.4.7, dato che per quanto appena illustrato, e nonostante l'apparente diversità degli schemi proposti, le maglie individuate dai componenti sono uguali e ripetute. A riprova di questo fatto è sufficiente verificare che tutti questi convertitori presentano problemi di oscillazioni di tensione sui componenti causati dalla risonanza tra l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento secondario del mutuo induttore e la capacità parassita del diodo di raddrizzamento collegato in serie, nonchè sono caratterizzati dalla discon-

tinuità della corrente di ingresso. Solo nel caso visto nel Par. 1.4.3 le risonanze non causano sovratensioni, mentre negli altri casi i componenti andranno sovradimensionati per tollerarle.

Il convertitore presentato nel Par. 1.4.6 propone una soluzione al problema delle risonanze tra gli elementi parassiti sfruttando un circuito ausiliario per realizzare uno *snubber* rigenerativo. La presenza di uno stadio aggiuntivo di accumulo energetico può però penalizzare il rendimento complessivo del convertitore. Inoltre, la corrente di ingresso rimane discontinua.

La topologia presentata nel Par. 1.4.8 intende migliorare quella del *Flyback con Boost Integrato* inserendo un diodo di *clamp* in grado di limitare l'ampiezza delle risonanze tra gli elementi parassiti del circuito e recuperarne l'energia in modo efficiente. Il convertitore accende l'interruttore in modalità ZCS, è di semplice realizzazione ma presenta corrente di ingresso discontinua che comporta problemi di filtraggio di ingresso e riduzione dell'efficienza complessiva.

Delle topologie sopra elencate tutte presentano la caratteristica di assorbire una corrente di ingresso fortemente discontinua che ne impedisce la scelta per la realizzazione di un convertitore per alta potenza. Tra tutte, la topologia *Flyback con Boost Integrato e Diodo Ausiliario* presentata nel Par. 1.4.8 è quella che offre la migliore soluzione ai problemi elencati con la minore complessità circuitale, integrando bene il meccanismo di *clamping* necessario. Sarebbe da considerare anche la soluzione vista nel Par. 1.4.1, che consente miglioramenti del funzionamento senza introdurre modifiche topologiche. Per il momento però questa soluzione non viene approfondita. Gli altri convertitori sono evoluzioni o modifiche dello stesso schema di base che può essere considerato come quello visto nel Par. 1.4.7.

E' quindi possibile concludere che nell'ambito delle Topologie con Mutuo Induttore nessuno dei convertitori analizzati può essere scelto come topologia da implementare.

1.6.3 Confronto tra Topologie con Moltiplicatore di Tensione

Il convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione* presentato nel Par. 1.5.1 prevede l'inserzione di celle moltiplicatrici di tensione su una struttua *boost* multifase tradizionale. La topologia è strutturalmente semplice e modulare e mantiene l'assorbimento della corrente

di ingresso continua. La sollecitazione di tensione sugli interruttori è scalabile aumentando il numero di celle moltiplicatrici usate, così come il *duty-cycle* operativo. Questa topologia presenta però numerosi condensatori in serie al flusso di energia, che fanno presupporre una consistente riduzione del rendimento di conversione e dell'affidabilità, in aggiunta ad un penalizzante contesto di funzionamento *hard-switching*. La ricerca di un guadagno di tensione elevato porta ad aumentare il numero di celle moltiplicatrici e quindi di diodi, appesantendo gli effetti di *reverse-recovery* durante le commutazioni e richiedendo l'impiego di circuiti *snubber* dedicati. In conclusione si ha una complessità circuitale crescente all'aumentare dei livelli di tensione e potenza che si intendono gestire.

Il convertitore presentato nel Par. 1.5.2 è molto simile al precedente ma integra un trasformatore che insieme ai due interruttori utilizzati realizza la celle *three state* proposta dagli autori. La funzione del trasformatore è di fatto quella di bilanciare le correnti nei due rami del convertitore, mentre l'accumulo di energia è affidato ad un induttore. La corrente assorbita dall'ingresso è continua e anche in questo caso la sollecitazione di tensione sugli interruttori è scalabile con il numero di celle moltiplicatrici usate. Gli svantaggi di questa configurazione sono gli stessi della precedente topologia, ai quali si aggiunge la complessità realizzativa di un trasformatore sollecitato da correnti di entità considerevole.

Il convertitore *Boost con Cella Three State e Duplicatore di Tensione con Trasformatore a Doppio Primario* propone una variante della topologia precedente realizzando una cella *three-state* con un trasformatore a doppio primario il cui avvolgimento secondario è inserito in un duplicatore di tensione. Anche in questo caso si ha la corrente di ingresso continua in ogni fase e il bilanciamento della corrente di ingresso. La presenza del trasformatore combinata al duplicatore di tensione consente di ridurre notevolmente la sollecitazione di tensione sugli interruttori. Inoltre, il condensatore di uscita del subconvertitore *boost* realizza un circuito di *clamp* rigenerativo per l'induttanza di dispersione al primario del trasformatore senza l'utilizzo di componenti aggiuntivi. L'induttanza di dispersione al secondario consente di alleviare i problemi di *reverse-recovery* durante le commutazioni e la cella duplicatrice effettua intrinsecamente il *clamping* delle oscillazioni di risonanza ai capi dei diodi di raddrizzamento.

La topologia presentata nel Par. 1.5.4 sfrutta due mutui induttori il cui avvolgimento secondario è inserito in una cella duplicatrice di tensione. Con questa configurazione è possibile ridurre la tensione di sollecitazione sugli interruttori, che peraltro commutano

all'accensione in modalità ZCS, e i problemi di *reverse-recovery* possono essere ridotti dalla presenza dell'induttanza di dispersione al secondario dei due mutui induttori. Gli svantaggi fondamentali di questo convertitore sono la relativa complessità circuitale ma soprattutto la discontinuità della corrente di ingresso di ogni singola fase, dato che sostanzialmente questa costituisce un convertitore *flyback*.

Il convertitore presentato nel Par. 1.5.5 è la versione a singola fase della topologia appena discussa. La tensione di sollecitazione dell'interruttore è molto bassa e questo viene acceso in modalità ZCS, consentendo contemporaneamente la riduzione della corrente di *reverse-recovery*. Il duplicatore di tensione in uscita effettua il *clamping* naturale delle oscillazioni in alta frequenza dovute agli elementi reattivi parassiti. L'aspetto penalizzante di questa topologia rispetto all'impiego in alta potenza è di nuovo la discontinuità della sua corrente di ingresso.

Volendo confrontare le cinque topologie appena illustrate è evidente che ai fini del progetto di un convertitore per alta potenza sia necessario escludere le due topologie che presentano corrente di ingresso discontinua, in quanto, come dimostrato nei Par. A.1 e A.2 dell'Appendice A, questa richiede un pesante filtraggio capacitivo di ingresso e causa un incremento delle perdite di conduzione sugli interruttori.

Tra le prime tre topologie, quelle presentate nei Par. 1.5.2 e 1.5.3 presentano indubbiamente ciascuna i propri vantaggi, ma la presenza di un trasformatore, soprattutto se a doppio avvolgimento primario, che si aggiunga all'induttore già esistente nel convertitore rappresenta un incremento della complessità circuitale, e del costo, che rende tali topologie non idonee al primo approccio verso l'obiettivo desiderato.

La prima topologia presentata è infine quella che presenta la stessa funzione delle altre con la struttura circuitale più semplice. La sua modularità potrebbe essere gestita al fine di ottenere il funzionamento ricercato come obiettivo di questo lavoro, mantenendo bassa la degradazione del rendimento causata dai numerosi componenti richiesti.

E' quindi possibile concludere che nell'ambito delle Topologie con Moltiplicatori di Tensione il convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione* può essere scelto come topologia da implementare.

Nota: a posteriori si osserva che le prime tre topologie andrebbero raggruppate sotto a quelle caratterizzate dalla presenza di induttori nel circuito, in quanto la caratteristica

principale non è quella del moltiplicatore di tensione considerata in prima analisi per la classificazione. A dimostrazione dell'affinità tra le due famiglie di topologie presentate si ha quanto detto per il convertitore del Par. 1.3.3 riguardo alla versione disimmetrica della prima topologia con moltiplicatore di tensione appena confrontata.

1.7 Scelta della Topologia da Implementare

Nel precedente paragrafo si sono individuate come possibili soluzioni idonee all'obiettivo di questo lavoro i convertitori *Boost con Duplicatore di Tensione Instrinseco* e *Boost con Moltiplicatore di Tensione* presentati rispettivamente nei Par. 1.3.3 e 1.5.1.

Le conclusioni tratte riguardo al convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Instrinseco* non lasciano spazio a dubbi riguardo alla possibilità di approfondirne le caratteristiche di funzionamento, mentre per il convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione* è necessario definire meglio alcuni dettagli, quali ad esempio la scelta del numero di celle moltiplicatrici da usare bilanciata con il livello di potenza e di efficienza complessiva che si intendono ottenere.

In Appendice B è riportata l'analisi simulativa fatta sul secondo convertitore progettato per funzionare nel punto di lavoro scelto. Questa analisi conclude che nonostante la struttura realizzata con moltiplicatori di tensione sia ottima per la riduzione della sollecitazione di tensione sulgi interruttori, la presenza di numerosi diodi e condensatori posti in serie al flusso di potenza durante il funzionamento in modalità *hard-switching* comporta pesanti riduzioni dell'efficienza del convertitore e ne aumenta la complessità realizzativa. In questo tipo di funzionamento i diodi causano problemi di *reverse-recovery* che si sommano e incrementano le perdite di commutazione, mentre i condensatori risentono del riscaldamento causato dalla potenza dissipata nelle resistenze parassite (*Equivalent Series Resistance*, ESR) compromettendo l'affidabilità del convertitore in alta potenza. La possibile soluzione a questi problemi è l'utilizzo di un circuito *snubber* per limitare gli effetti di corrente inversa sui diodi e la realizzazione di ciascun condensatore con più dispositivi collegati in parallelo al fine di ridurre la ESR complessiva. Contestualmente si renderebbe necessaria una disposizione dei componenti del circuito molto accurata per ridurre la presenza di elementi parassiti.

Entrambe le soluzioni implicano un incremento nella complessità realizzativa del con-

vertitore che non corrisponde ai criteri imposti per la scelta della topologia da implementare, perciò si decide di non considerare il convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione* come possibile implementazione principale.

La soluzione scelta per lo sviluppo di questo lavoro è quindi il convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco*.

Capitolo 2

Convertitore Boost Multifase con Duplicatore di Tensione Intrinseco

Il convertitore scelto per lo sviluppo di questo lavoro è il convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione Intrinseco* proposto da *Jovanovic* e *Jang*, mostrato in Fig. 2.1. Gli elementi principali che lo costituiscono sono i due induttori L_1 e L_2, i due interruttori S_1 e S_2, i due diodi di raddrizzamento D_1 e D_2 e i due condensatori C_B e C_F.

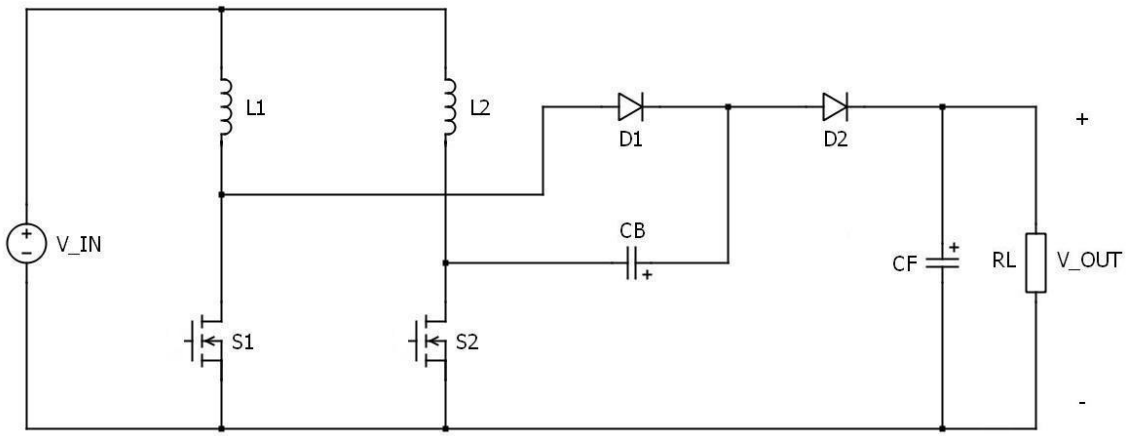


Figura 2.1 – Schema elettrico del convertitore scelto per questo progetto.

La topologia nella configurazione di base si presenta come una struttura interallacciata a due fasi, che può essere iterata al fine di aumentare il guadagno complessivo e poter gestire livelli di potenza più elevati traendo vantaggio dalla configurazione multifase.

E' ben noto infatti che per applicazioni di alta potenza sia vantaggioso fare ricorso a tale configurazione, i cui principali vantaggi sono l'aumento della frequenza di lavoro degli elementi reattivi, la cancellazione dell'ondulazione sulla corrente assorbita in ingresso, la

ripartizione del flusso di energia tra più rami paralleli e in generale la modularità delle soluzioni. La struttura del convertitore presentato in questo capitolo è già predisposta per tali applicazioni.

Il convertitore è caratterizzato da un'intrinseca duplicazione del rapporto di conversione quando si è in funzionamento continuo (CCM) con valori di *duty-cycle* maggiori di 0.5. Questo consente innanzitutto di ridurre le perdite di conduzione associate agli interruttori, in quanto l'intervallo di accensione si riduce se confrontato con una soluzione *boost* classica, oppure di ottenere un maggiore guadagno di tensione a parità di *duty-cycle*. La particolare struttura del convertitore presenta inoltre la peculiarità di ridurre la tensione di sollecitazione sugli interruttori e la tensione di blocco dei diodi in corrispondenza delle commutazioni ad un valore pari a metà della tensione di uscita, caratteristica che consente la riduzione delle perdite di commutazione.

Tutto ciò è possibile grazie all'inserimento di un condensatore, detto *di blocco*, tra una fase del convertitore e l'altra.

La presenza di questo condensatore realizza anche un meccanismo di ripartizione automatica della corrente media nelle due fasi secondo una proporzione nota, che nel caso particolare di funzionamento con *duty-cycle* superiore a 0.5 è pari esattamente a metà corrente di ingresso su ciascun induttore. Questo si traduce nell'assenza di circuiti esterni di ripartizione di corrente, i quali introducono complessità e costo nel circuito.

Il bilancio complessivo delle caratteristiche di questa topologia è quindi la capacità di essere applicata a soluzioni di alta potenza con elevato guadagno statico, con perdite di commutazione contenute che rendono elevati il rendimento di conversione e la densità di potenza, ovvero ridotte le dimensioni [3].

Nei successivi paragrafi si descrive il principio di funzionamento del convertitore in dettaglio nelle due diverse regioni operative, poi se ne calcola il rapporto di conversione complessivo e se ne simula il funzionamento.

L'ultimo paragrafo contiene la progettazione del convertitore secondo le specifiche di funzionamento desiderate.

2.1 Descrizione del Funzionamento

Di seguito si analizza il funzionamento a regime del convertitore per valori di *duty-cycle* maggiori o minori di 0.5.

Si considera che il funzionamento avvenga in modalità CCM, con interruttori e diodi ideali e condensatori e induttori di valore sufficientemente grande per considerare trascurabile rispettivamente l'ondulazione di tensione rispetto alla tensione media e l'ondulazione di corrente rispetto alla corrente media che li interessa. Si ipotizza inoltre che i due induttori abbiano lo stesso valore nominale.

Le Figg. 2.2 e 2.3 riportate nelle pagine seguenti illustrano in entrambi i casi gli stati topologici del convertitore assunti nei vari intervalli di funzionamento e le forme d'onda delle principali grandezze di interesse.

2.1.1 Funzionamento con *Duty-Cycle* Superiore a 0.5

Si considerino il convertitore a regime con *duty-cycle* maggiore di 0.5 e i due interruttori S_1 e S_2 accesi. Il condensatore C_B sia carico a metà della tensione di uscita sostenuta dal condensatore C_F. In questa configurazione i due induttori L_1 e L_2 sono caricati dalla sorgente di alimentazione di ingresso V_{IN} mentre i due diodi D_1 e D_2 sono polarizzati inversamente con tensione pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$. Il carico in uscita è alimentato solo dal condensatore di filtro C_F mentre il condensatore C_B mantiene la propria carica immagazzinata. Con riferimento al diagramma temporale illustrato in Fig. 2.2 si è in corrispondenza dell'intervallo $T_0 - T_1$.

All'istante T_1 l'interruttore S_1 è spento e l'induttore L_1 riversa la propria energia sul condensatore C_B polarizzando direttamente il diodo D_1. La corrente nell'induttore decresce per tutto l'intervallo $T_1 - T_2$ mentre il diodo D_2 rimane interdetto con tensione inversa ancora pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$. Siccome l'interruttore S_2 è mantenuto acceso, l'induttore L_2 prosegue la fase di carica iniziata nell'intervallo precedente. Si noti che l'interruttore S_2 conduce ora la somma delle correnti di carica dell'induttore L_2 e di carica del condensatore C_B. Il carico è ancora alimentato indipendentemente dal condensatore C_F.

In corrispondenza dell'istante T_2 l'interruttore S_1 viene nuovamente acceso mentre S_2 non modifica il suo stato di conduzione: si ripete la fase di partenza in cui i due induttori

sono caricati dalla sorgente di ingresso. La corrente sui due induttori cresce con la stessa pendenza fino all'istante T_3.

In seguito allo spegnimento dell'interruttore S_2 nell'istante temporale T_3, l'energia dell'induttanza L_2 si riversa sul condensatore di uscita C_F e sul carico attraverso il condensatore C_B, che in questo modo libera l'energia precedentemente immagazzinata e contribuisce a sostenere la tensione di uscita. Il diodo D_2 è polarizzato direttamente mentre il diodo D_1 è interdetto con una tensione pari a V_{OUT}, dato che l'interruttore S_1 rimane acceso durante tutto l'intervallo.

All'istante T_4 la riaccensione dell'interruttore S_2 riporta il convertitore alle condizioni di partenza e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [3].

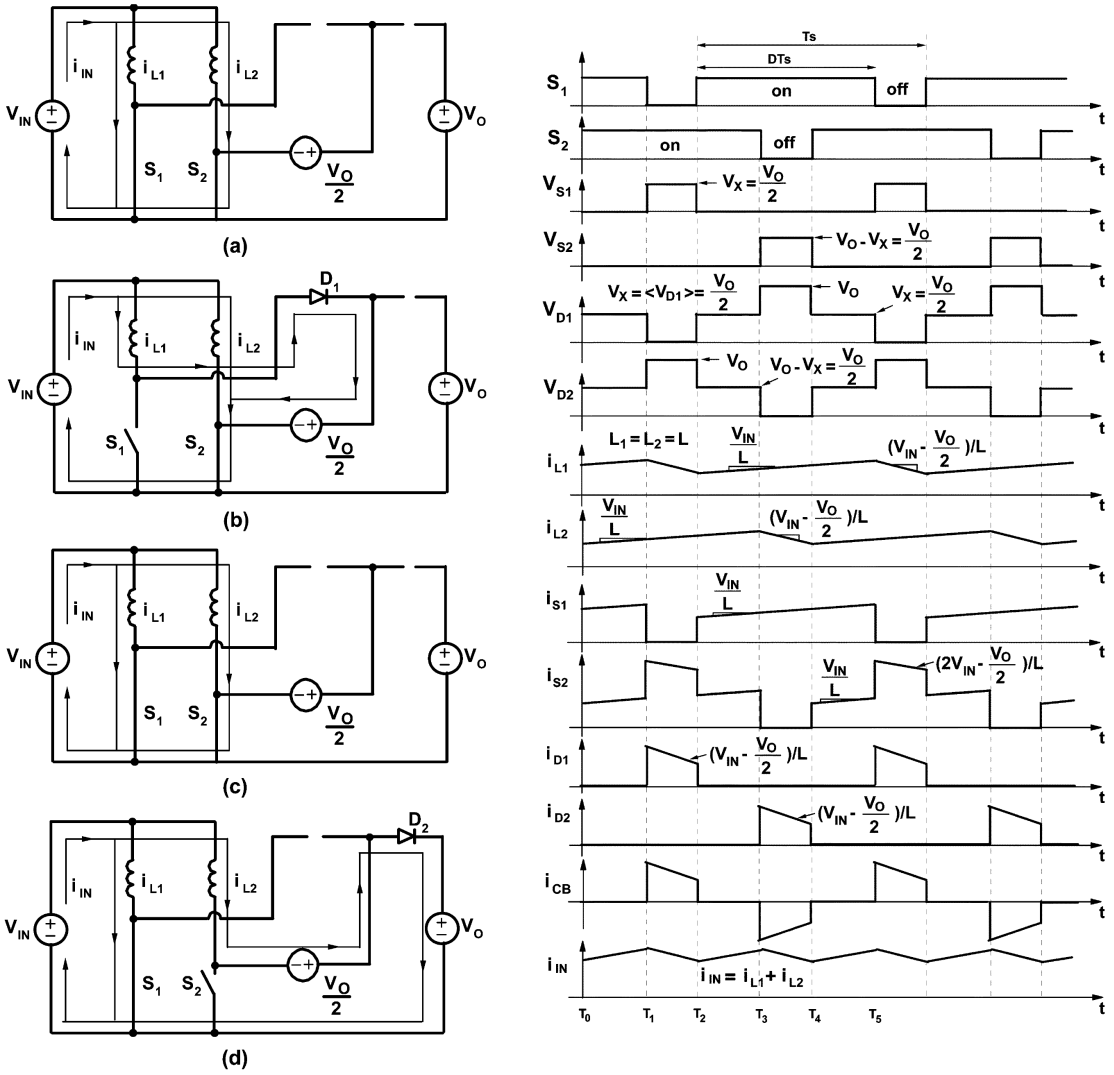


Figura 2.2 – Stati topologici e forme d'onda del convertitore per valori di *duty-cycle* superiori a 0.5.

Meccanismo di ripartizione della corrente sugli induttori

Nella topologia in esame il condensatore C_B garantisce che la corrente media sui due induttori L_1 e L_2 sia uguale: se la corrente sull'induttore L_1 fosse maggiore di quella su L_2, allora durante il funzionamento il condensatore C_B sarebbe caricato in misura superiore di quanto sarebbe scaricato, aumentando transitoriamente la tensione ai suoi capi. Tale variazione ridurrebbe la tensione applicata all'induttore L_2 durante la scarica, mentre la aumenterebbe su L_1. La corrente su L_1 tenderebbe quindi a diminuire e quella su L_2 ad aumentare.

L'unico punto di equilibrio è dato dall'uguaglianza delle due correnti, che garantisce il bilanciamento delle fasi di carica e scarica del condensatore C_B mantenendolo a tensione costante e corrente media nulla. Lo stesso meccanismo si applica al caso in cui la corrente sull'induttore L_2 sia maggiore di quella su L_1.

Il concetto si può formalizzare attraverso le formule del bilancio della carica sul condensatore C_B: il condensatore infatti durante il funzionamento è caricato dalla corrente dell'induttore L_1 e scaricato dalla corrente dell'induttore L_2, per un intervallo di tempo pari a t_{OFF} in entrambi i casi. Considerando che l'ondulazione di corrente sugli induttori è simmetrica e definendo con I_{L_1} e I_{L_2} le correnti medie sui due induttori, affinché la tensione sul condensatore C_B sia costante a regime deve essere:

$$I_{L_1} t_{OFF} = I_{L_2} t_{OFF} \tag{2.1}$$

da cui segue immediatamente che

$$I_{L_1} = I_{L_2} \tag{2.2}$$

La corrente di ingresso del convertitore è quindi ripartita esattamente a metà tra i due induttori.

2.1.2 Funzionamento con *Duty-Cycle* Inferiore a 0.5

Si considerino il convertitore a regime con *duty-cycle* minore di 0.5 e i due interruttori S_1 e S_2 inizialmente spenti. Il condensatore C_B sia carico ad una tensione pari a DV_{OUT}, dove D è il valore del *duty-cycle*. In questa fase i due induttori L_1 e L_2 si stanno scaricando verso il condensatore di uscita C_F attraverso i due diodi D_1 e D_2 in conduzione e il condensatore

C_B che cede parte della sua carica immagazzinata. Il carico è quindi alimentato con collegamento diretto della sorgente di ingresso V_{IN}. Questa configurazione si mantiene per tutto l'intervallo $T_0 - T_1$, come illustrano le forme d'onda riportate nella Fig. 2.3. Si osservi già da questa fase che la sollecitazione di tensione sull'interruttore raggiunge il valore V_{OUT} a differenza del funzionamento con *duty-cycle* superiore a 0.5.

All'istante T_1 l'interruttore S_1 è acceso. Contemporaneamente il diodo D_1 si contro-polarizza con tensione pari a V_{OUT} e inizia la fase di carica dell'induttore L_1. Il diodo D_2 rimane in conduzione per proseguire la scarica dell'induttore L_2 attraverso il diodo D_2. Anche il condensatore C_B continua ad erogare energia verso l'uscita del convertitore.

In corrispondenza dell'istante T_2 l'interruttore S_1 è di nuovo spento mentre S_2 lo era dall'intervallo precedente. Entrambi gli induttori si scaricano verso l'uscita, esattamente come nella prima fase di funzionamento analizzata.

In seguito alla riaccensione dell'interruttore S_2 nell'istante temporale T_3, l'induttore L_2 si carica mentre l'energia dell'induttanza L_1 si riversa sul condensatore di blocco C_B, che in questo modo recupera la carica erogata nelle fasi precedenti.

Si osservi che, in funzione del valore del *duty-cycle*, nonostante l'induttore L_1 stia erogando energia al condensatore C_B la derivata della sua corrente può essere positiva in quanto il potenziale del condensatore C_B risulta inferiore al valore della tensione di ingresso V_{IN}. Quindi in tal caso anche l'induttore L_1 si carica, ad opera della sorgente di ingresso.

Durante questo intervallo il diodo D_1 rimane in conduzione dalla fase precedente mentre il diodo D_2 si contro-polarizza con una tensione pari a $(1-D)V_{OUT}$. Questo intervallo è l'unico in cui il carico è alimentato solo dal condensatore di uscita C_F.

All'istante T_4 lo spegnimento dell'interruttore S_2 riporta il convertitore alle condizioni di partenza e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio [3].

Meccanismo di ripartizione della corrente sugli induttori

Nel funzionamento con *duty-cycle* inferiore a 0.5 la ripartizione della corrente di ingresso tra i due induttori L_1 e L_2 è ben definita ma non è simmetrica.

Con un ragionamento simile a quanto visto nel paragrafo precedente, si osserva che il condensatore di blocco C_B mantiene la tensione ai suoi capi costante solo se si ha l'uguaglianza tra la quantità di carica assorbita e quella ceduta durante il funzionamento,

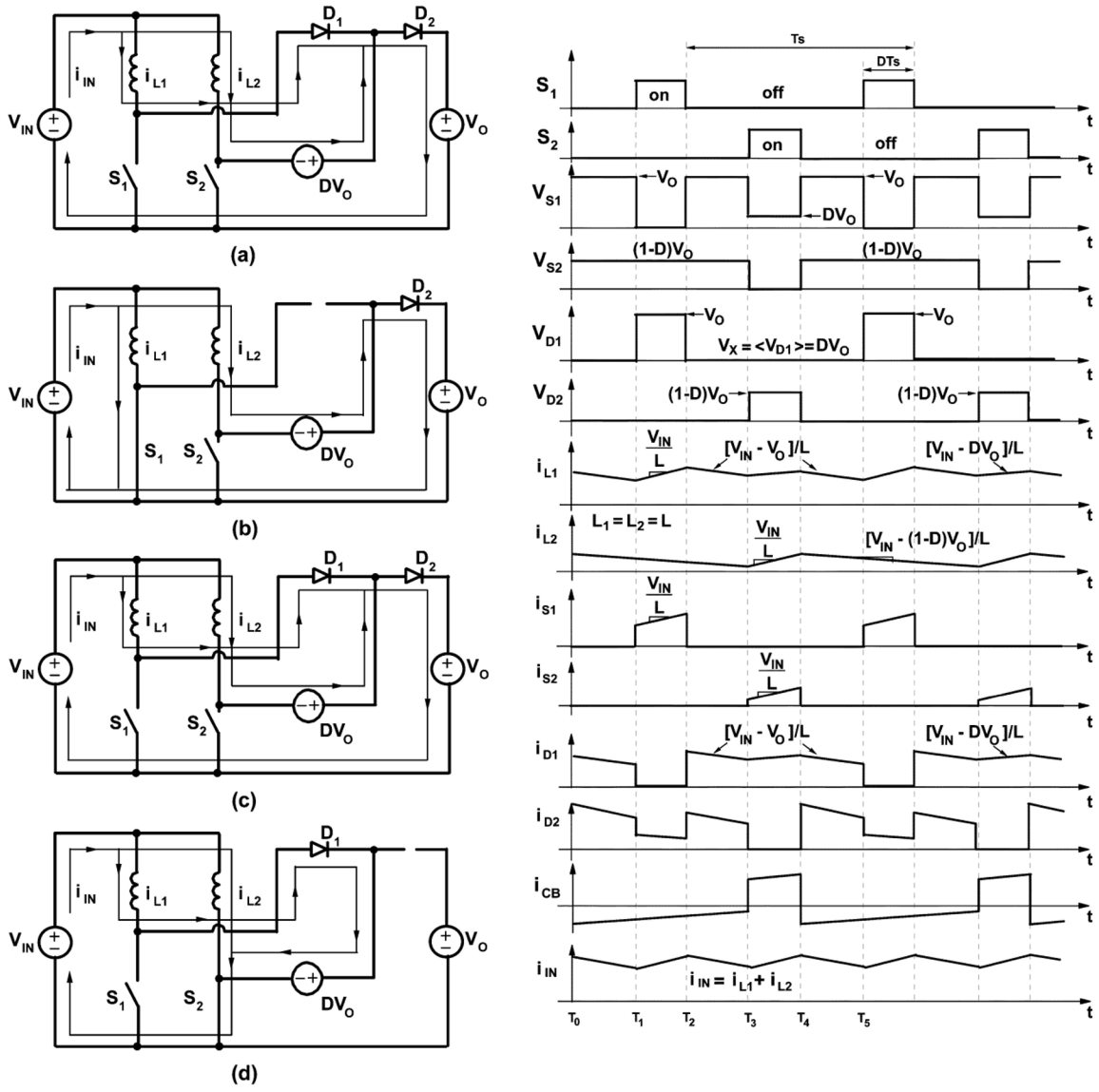


Figura 2.3 – Stati topologici e forme d'onda del convertitore per valori di *duty-cycle* inferiori a 0.5.

e ciò significa che i valori medi di corrente sugli induttori L_1 e L_2 devono rispettare una precisa relazione reciproca. Se durante il funzionamento questa condizione non fosse verificata, si avrebbe una fase transistoria in cui il condensatore C_B varierebbe la propria tensione al fine di riportare le due correnti ai corretti valori di regime.

Per quanto visto nella descrizione del funzionamento appare chiaro che il valore medio di corrente sull'induttore L_1 sarà maggiore di quello sull'induttore L_2, dato che la corrente del primo deve caricare il condensatore C_B in un intervallo breve e pari a t_{ON} rispetto a quella del secondo che ha a disposizione tutta la rimanente parte del periodo di commutazione per scaricare il condensatore.

Anche in questo caso il concetto si può formalizzare attraverso le formule del bilancio della carica sul condensatore C_B, per il quale si considera l'intervallo $t_{ON} = DT_S$ per la fase di carica e $(T_S - t_{ON}) = (1-D)T_S$ per la fase di scarica. Trascurando l'ondulazione di corrente sugli induttori, definendo con I_{L_1} e I_{L_2} le correnti medie sui due induttori e con I_{IN} la corrente media di ingresso del convertitore, affinché la tensione sul condensatore C_B sia costante a regime deve valere la seguente equazione:

$$I_{L_1} t_{ON} = I_{L_2}(T_S - t_{ON}) \tag{2.3}$$

da cui si ricava il rapporto tra le correnti medie sui due induttori in funzione del valore di *duty-cycle*

$$\frac{I_{L_1}}{I_{L_2}} = \frac{(T_S - t_{ON})}{t_{ON}} = \frac{(1-D)}{D} \tag{2.4}$$

Dovendo essere necessariamente $I_{IN} = I_{L_1} + I_{L_2}$, esprimendo la corrente media di un induttore in funzione dell'altra attraverso la precedente formula (2.4), si ottengono le espressioni cercate:

$$I_{IN} = I_{L_1} + I_{L_2} = I_{L_1} + I_{L_1}\frac{D}{(1-D)} = \frac{I_{L_1}}{(1-D)} \quad \text{e} \quad I_{IN} = I_{L_1} + I_{L_2} = I_{L_2}\frac{(1-D)}{D} + I_{L_2} = \frac{I_{L_2}}{D} \tag{2.5}$$

da cui

$$I_{L_1} = (1-D)I_{IN} \quad \text{e} \quad I_{L_2} = DI_{IN} \tag{2.6}$$

La corrente di ingresso del convertitore è quindi ripartita tra i due induttori con una relazione ben precisa e funzione del *duty-cycle*, con la corrente sull'induttore L_1 sempre maggiore della corrente sull'induttore L_2, come atteso.

2.2 Determinazione del Rapporto di Conversione

Si calcola il rapporto di conversione del convertitore nelle due diverse regioni di funzionamento possibili. Si ipotizza che il convertitore funzioni a regime e in modalità CCM.

2.2.1 Calcolo del Rapporto con *Duty-Cycle* Superiore a 0.5

Il rapporto di conversione risulta dal bilancio di tensione sugli induttori L_1 e L_2.

E' necessario innanzitutto osservare che in funzionamento a regime il condensatore C_B è carico ad una tensione pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$, che corrisponde alla tensione media sul diodo D_1. Infatti il condensatore C_B è inserito nella maglia formata con il diodo D_1 e i due induttori L_1 e L_2, la cui tensione media a regime è nulla. Se si osserva il valore della tensione inversa del diodo D_1 (si veda Fig. 2.2) essa vale zero e V_{OUT} in due distinti intervalli pari a t_{OFF} mentre nella parte rimanente del periodo di commutazione coincide con la tensione sul condensatore C_B. Valutando il valore medio di tensione inversa sul diodo D_1 con queste ipotesi si giunge subito alla conclusione cercata [3].

Date le premesse fatte, si applica il bilancio all'induttore L_1 come segue:

$$V_{IN}t_{ON} = (V_{C_B} - V_{IN})t_{OFF} \tag{2.7}$$

Sostituendo $V_{C_B} = \frac{V_{OUT}}{2}$ si ottiene:

$$V_{IN}t_{ON} = (\frac{V_{OUT}}{2} - V_{IN})t_{OFF} \tag{2.8}$$

da cui risulta:

$$V_{IN}t_{ON} + V_{IN}t_{OFF} = \frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} \tag{2.9}$$

Dividendo ambo i membri per il periodo di commutazione T_S si ricava il rapporto di conversione:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2}{1-D} \ , \ D > 0.5 \tag{2.10}$$

Il procedimento può essere ripetuto sull'induttore L_2 ottenendo il medesimo risultato.

2.2.2 Calcolo del Rapporto con *Duty-Cycle* Inferiore a 0.5

Il rapporto di conversione risulta dal bilancio di tensione sugli induttori L_1 e L_2.

A regime il condensatore C_B è carico ad una tensione media pari a DV_{OUT} che corrisponde a quella media sul diodo D_1. Questo infatti è sollecitato dalla tensione di uscita solo per un intervallo di tempo pari all'accensione dell'interruttore S_1 (si veda la Fig. 2.3), ed essendo la tensione media sui due induttori nulla a regime, nella maglia chiusa con il condensatore C_B è immediato ottenere tale risultato [3].

Il bilancio di tensione sull'induttore L_1 è il seguente:

$$V_{IN}t_{ON} + (V_{IN} - DV_{OUT})t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - 2t_{ON}) \tag{2.11}$$

da cui

$$(2V_{IN} - DV_{OUT})t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - 2t_{ON}) \tag{2.12}$$

Ponendo $t_{ON} = DT_S$ si ha:

$$(2V_{IN} - DV_{OUT})DT_S = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - 2DT_S) \tag{2.13}$$

da cui risulta, dopo semplici passaggi:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - 2D + D^2} = \frac{1}{(1-D)^2} \ , \ D < 0.5 \tag{2.14}$$

che è il rapporto di conversione cercato. Il procedimento può essere ripetuto sull'induttore L_2 ottenendo il medesimo risultato.

2.2.3 Rapporto di Conversione Complessivo

Il rapporto di conversione complessivo del convertitore in analisi è rappresentato in Fig. 2.4.

Si osservi che non vi sono discontinuità intorno al valore di *duty-cycle* 0.5 nonostante la variazione topologica del convertitore in corrispondenza diella transizione intorno a tale valore.

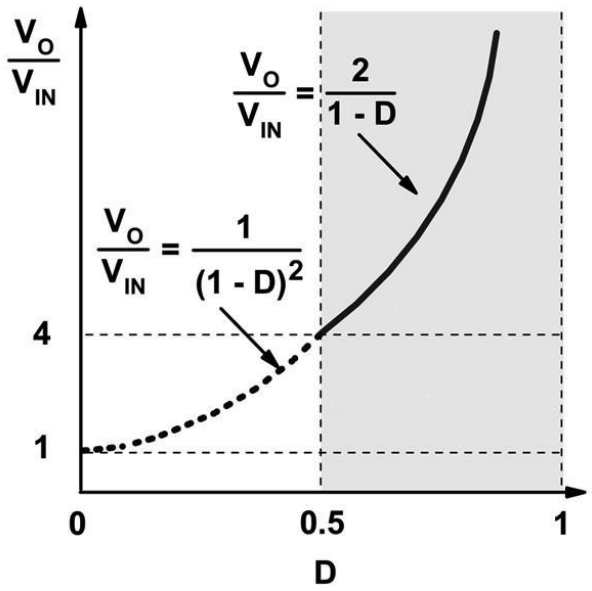


Figura 2.4 – Rapporto di conversione del convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione Intrinseco.*

2.3 Simulazione del Circuito

Al fine di approfondire il comportamento del circuito e analizzare le conseguenti sollecitazioni sui componenti durante il transitorio di accensione, si simula attraverso PLECS® il convertitore in configurazione a due fasi, come quello proposto nell'articolo [3], per poi estendere il ragionamento al caso di interesse.

L'obiettivo è far variare il *duty-cycle* da zero al valore nominale scelto in maniera lineare, immaginando che sia un controllo a catena chiusa ad agire evitando l'imposizione a gradino del riferimento (caso che sarà comunque verificato) e analizzando i seguenti aspetti:

- ipotizzare e verificare che il condensatore di uscita sia precaricato alla tensione di ingresso e che il condensatore C_B sia scarico quando la sorgente di alimentazione è collegata ma gli interruttori sono spenti

- simulare e analizzare l'andamento della tensione sugli interruttori durante la risposta al gradino di *duty-cycle*

- simulare e analizzare l'andamento della tensione sugli interruttori durante l'applicazione di un *duty-cycle* di riferimento che varia linearmente da zero fino al valore nominale

- indagare sull'evoluzione delle altre grandezze.

Il circuito utilizzato in simulazione è il seguente:

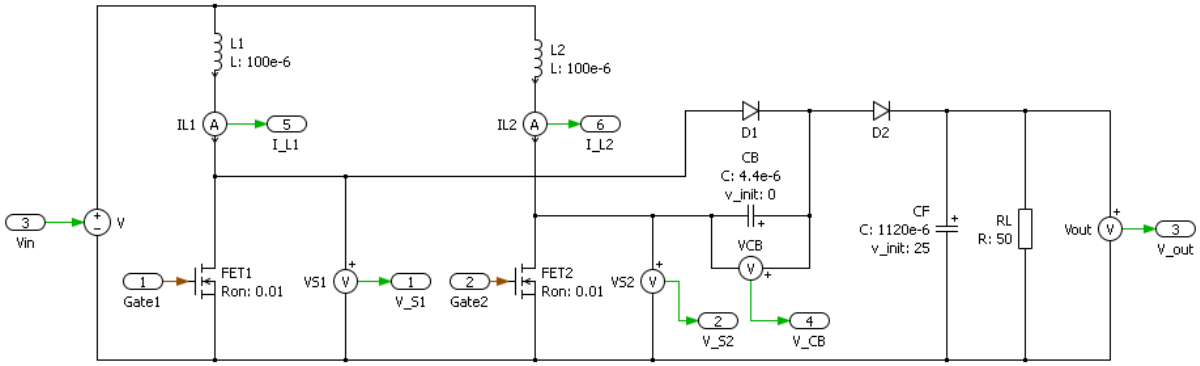


Figura 2.5 – Modello PLECS® del convertitore per la simulazione.

I valori utilizzati per i componenti sono stati presi in parte dall'articolo relativo al convertitore, in parte scelti per garantire il modo di funzionamento CCM sulla base dei risultati delle prime simulazioni effettuate.

Le specifiche di riferimento per il convertitore sono:

$$V_{IN} = 25V \quad V_{OUT} = 200V \quad I_{IN} = 32A \quad I_{OUT} = 4A \quad D_{NOM} = 0.75 \quad M_{NOM} = 8$$
$$L_1 = L_2 = 100\mu H \quad C_F = 1120\mu F \quad C_B = 4.4\mu F \quad R_L = 50\Omega \quad f_S = 100kHz$$

$$M_{CCM} = \frac{1}{(1-D)^2} \text{ se } D < 0.5 \qquad M_{CCM} = \frac{2}{(1-D)} \text{ se } D > 0.5$$

2.3.1 Collegamento dell'Alimentazione

Si utilizza il modello Simulink® riportato in Fig. 2.6 per verificare il transitorio di collegamento della sorgente di alimentazione al circuito. I due interruttori sono mantenuti spenti e la tensione di ingresso è applicata a gradino.

Si osservano le tensioni di uscita e del condensatore di blocco C_B, poi quelle sui due interruttori.

La Fig. 2.7 mostra come la tensione di uscita si assesti al valore della tensione di alimentazione dopo un picco di valore doppio rispetto alla tensione di ingresso.

La tensione sul condensatore C_B manifesta oscillazioni di ampiezza doppia rispetto alla tensione di ingresso a causa della risonanza con gli induttori del circuito e poi si azzera rimanendo costante.

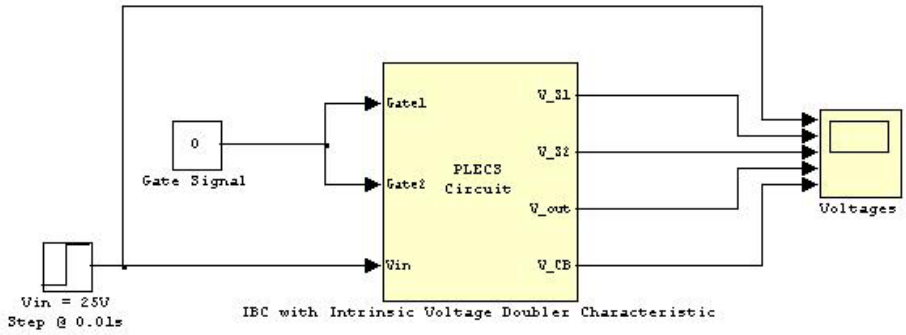


Figura 2.6 – Circuito Simulink® utilizzato per l'analisi del collegamento dell'alimentazione.

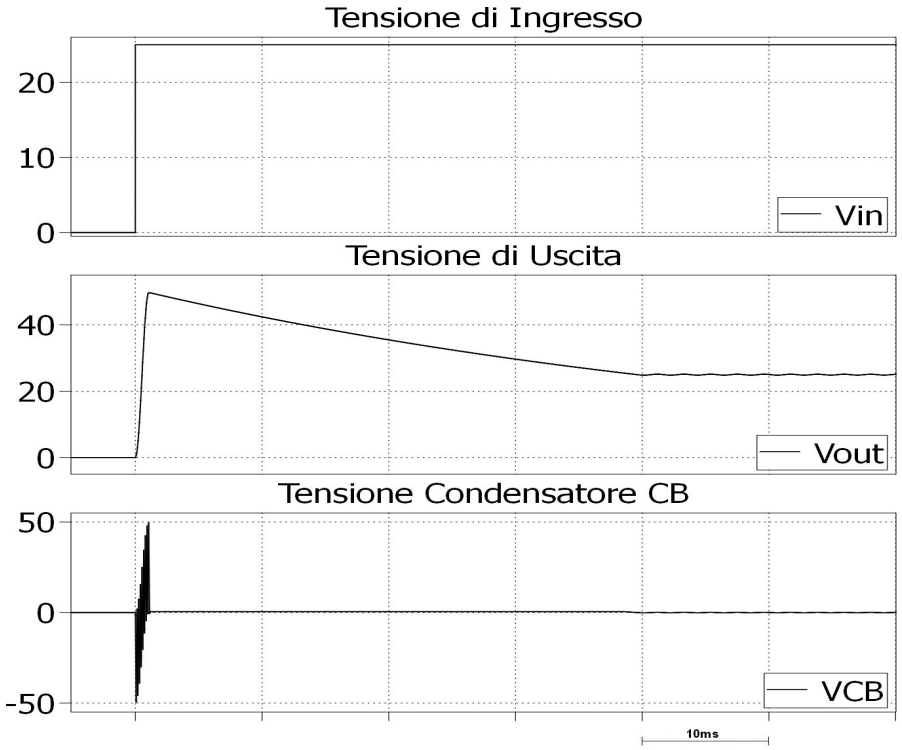


Figura 2.7 – Evoluzione della tensione di uscita e della tensione sul condensatore di blocco C_B in corrispondenza del collegamento dell'alimentazione. Le tensioni sono espresse in Volt.

La tensione sui due interruttori, rappresentata in Fig. 2.8, manifesta oscillazioni dovute alla risonanza tra gli elementi reattivi del circuito e poi si assesta al valore di tensione di ingresso. Durante le oscillazioni la tensione raggiunge un'ampiezza pari al doppio della tensione di ingresso. In particolare sull'interruttore S_2 compare la risonanza dovuta all'interazione tra l'induttore L_2 e il condensatore C_B. La frequenza di risonanza stimata dal risultato di simulazione è di circa 8kHz.

Nelle successive simulazioni si impongono le condizioni iniziali sul condensatore di uscita C_F e sul condensatore di blocco C_B appena verificate.

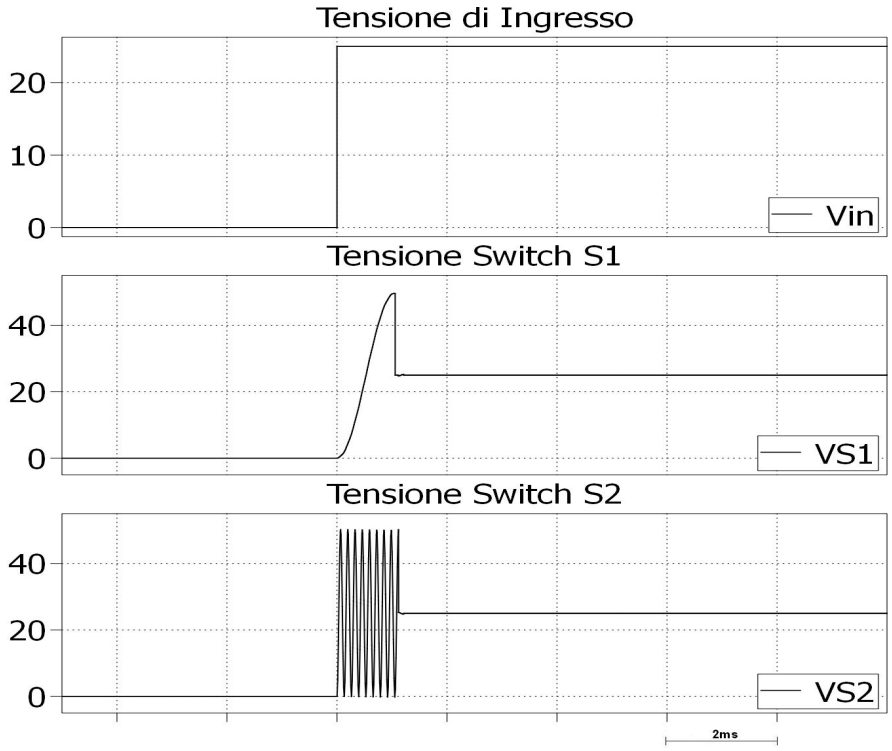


Figura 2.8 – Sollecitazione di tensione sugli interruttori in corrispondenza del collegamento dell'alimentazione. Le tensioni sono espresse in Volt.

2.3.2 Modulatore PWM

Per le successive simulazioni si realizza un modulatore PWM che riceve in ingresso un riferimento di *duty-cycle* variabile da 0 a 1 e produce in uscita due segnali PWM sfasati di mezzo periodo di commutazione, con frequenza pari a $100kHz$ e ampiezza unitaria, valore minimo 0 e valore massimo 1, adatti a pilotare i due interruttori del convertitore analizzato. Di seguito se ne illustra lo schema implementato in PLECS®.

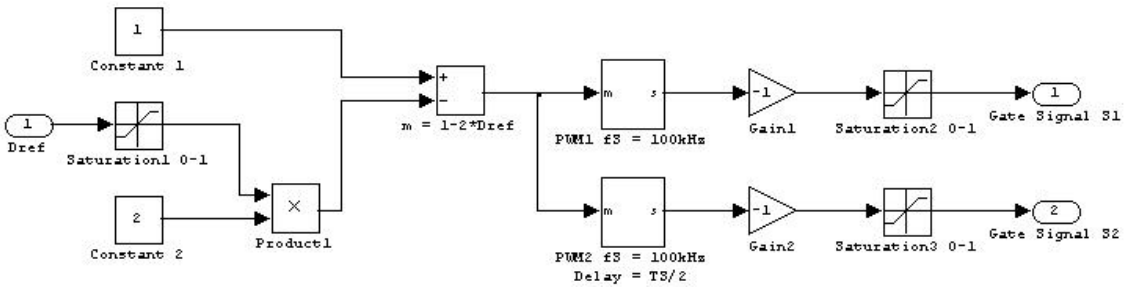


Figura 2.9 – Modulatore PWM a due canali implementato con PLECS®.

2.3.3 Risposta al Gradino di *Duty-Cycle*

Nel modello Simulink® presentato in Fig. 2.10 si considera costante la tensione di ingresso applicata, i condensatori C_F e C_B interni al modello del convertitore sono precaricati alle tensioni precedentemente verificate in simulazione e all'ingresso del modulatore PWM è applicato un gradino di ampiezza 0.75 come *duty-cycle* di riferimento.

Successivamente si analizzano le tensioni di uscita e sul condensatore di blocco C_B, le tensioni di sollecitazione degli interruttori e poi si osserva l'andamento delle correnti sui due induttori L_1 e L_2.

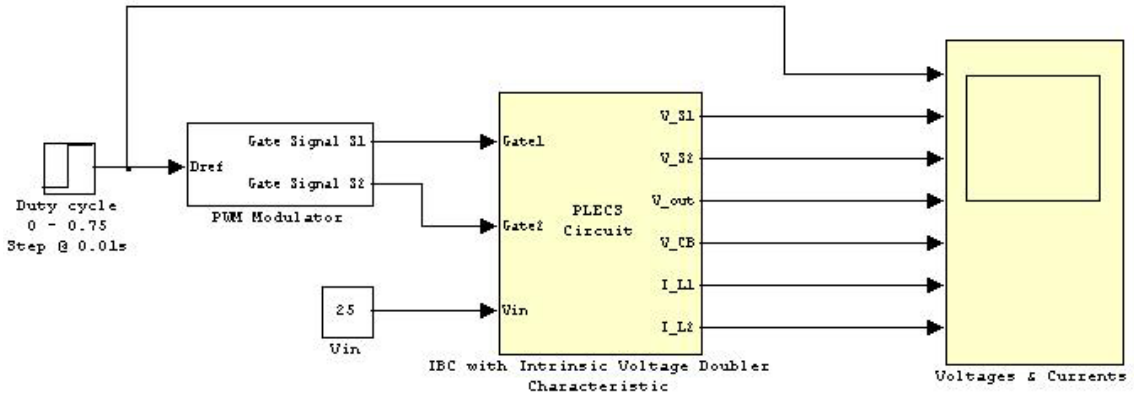


Figura 2.10 – Modello Simulink® per l'analisi della risposta al gradino.

I risultati della simulazione visibili in Fig. 2.11 mostrano che il convertitore risponde al gradino di *duty-cycle* con le frequenze naturali del filtro composto dagli elementi reattivi e ciò comporta una sovraelongazione sulla tensione di tutti i componenti analizzati.

La tensione di uscita si stabilizza sul valore di 200V come atteso dall'analisi teorica ma durante il transitorio raggiunge un valore di picco di quasi 300V.

Entrambi gli interruttori sono sollecitati nel transitorio da una tensione massima pari a quella di uscita, che raddoppia la sollecitazione per cui dovrebbero essere dimensionati. Il condensatore C_B mostra un andamento di tensione simile a quello degli interruttori.

La corrente su entrambi gli induttori L_1 e L_2 mostra un picco di ampiezza molto elevata in corrispondenza dell'applicazione del *duty-cycle* di riferimento. Dopo qualche oscillazione la corrente si assesta al valore di regime. Quest'ultimo è sempre diverso da zero a conferma del funzionamento del convertitore in modalità CCM. Ciascun induttore è attraversato da metà della corrente di ingresso.

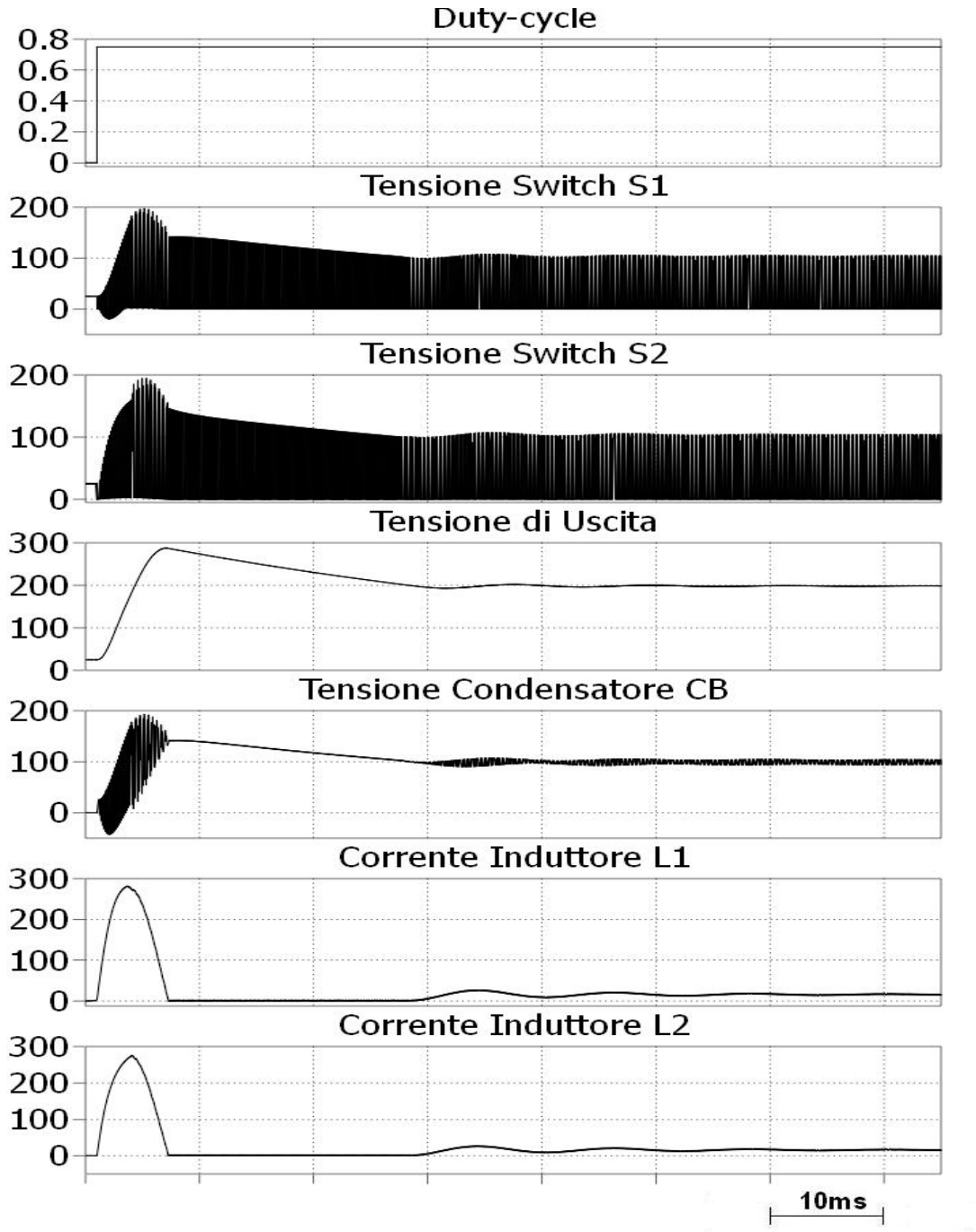


Figura 2.11 – Risultati di simulazione per le principali grandezze del circuito in risposta al gradino di *duty-cycle*. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

2.3.4 Risposta alla Rampa di *Duty-Cycle*

Nel modello Simulink® riportato in Fig. 2.12 si applica al modulatore PWM un *duty-cycle* di riferimento variabile a rampa tra il valore minimo 0.05 e il valore nominale desiderato 0.75. Si evita di partire con un valore nullo della rampa per non generare sugli interruttori impulsi di comando troppo brevi e appesantire la simulazione, a fronte di una differenza trascurabile nei risultati attesi da questa analisi.

Al fine di apprezzare le differenze tra i risultati della simulazione in funzione della velocità di variazione del riferimento di ingresso, la pendenza della rampa è scelta di due valori diversi: nel primo caso è pari a 10 unità/secondo ($= 1U/100ms$) in modo da raggiungere il valore di riferimento nominale in $75ms$, nel secondo caso è di 2 unità/secondo ($= 1U/500ms$) con escursione ottenuta in $375ms$.

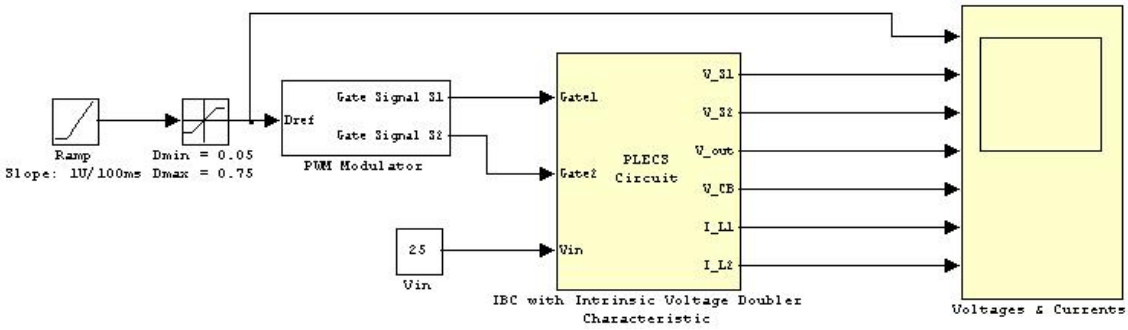


Figura 2.12 – Modello Simulink® utilizzato per l'analisi della risposta alla rampa di *duty-cycle*.

Nelle Figg. 2.13 e 2.14 si riportano i risultati della simulazione delle tensioni di uscita e sugli interruttori, nei due casi con differente pendenza della rampa di ingresso.

La tensione di uscita nel caso con la rampa più veloce dimostra di seguire il riferimento in ingresso salendo gradualmente verso il valore di regime pari a 200V, assestandosi dopo una sovraelongazione di circa 10V in corrispondenza del termine della rampa.

La sovraelongazione compare anche sulla tensione massima di sollecitazione dei due interruttori che poi si stabilizza intorno ai 100V, cioè a metà della tensione di uscita.

Nel secondo caso la tensione di uscita segue il riferimento di *duty-cycle* in ingresso aumentando verso il valore di regime atteso, ma in corrispondenza del raggiungimento del *duty-cycle* nominale la sovraelongazione di tensione è molto più contenuta, tanto da essere praticamente trascurabile. Le ripercussioni sulla tensione massima di sollecitazione degli interruttori sono altrettanto ridotte.

2.3.5 Analisi della Sollecitazione di Tensione sugli Interruttori durante il Transitorio di Accensione

In questo paragrafo si analizza l'evoluzione della tensione di sollecitazione sugli interruttori durante il transitorio di accensione. Ciò che interessa capire è se vi siano valori di tensione

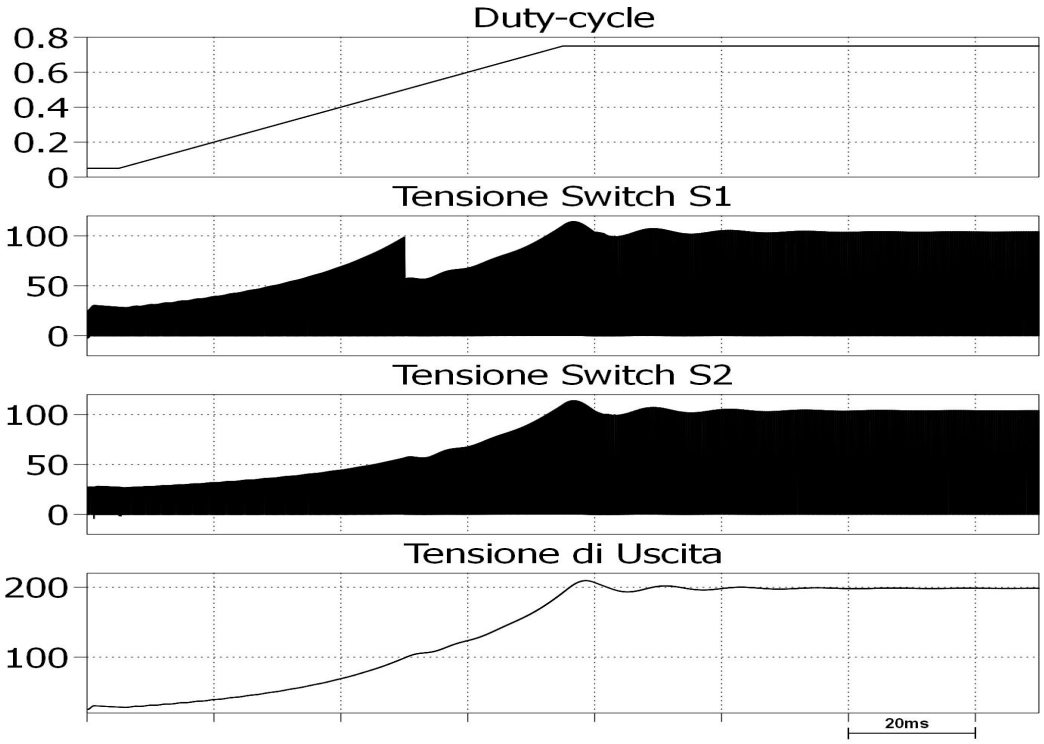


Figura 2.13 – Evoluzione della tensione sugli interruttori e all'uscita del convertitore nel caso di rampa con pendenza 1U/100ms.

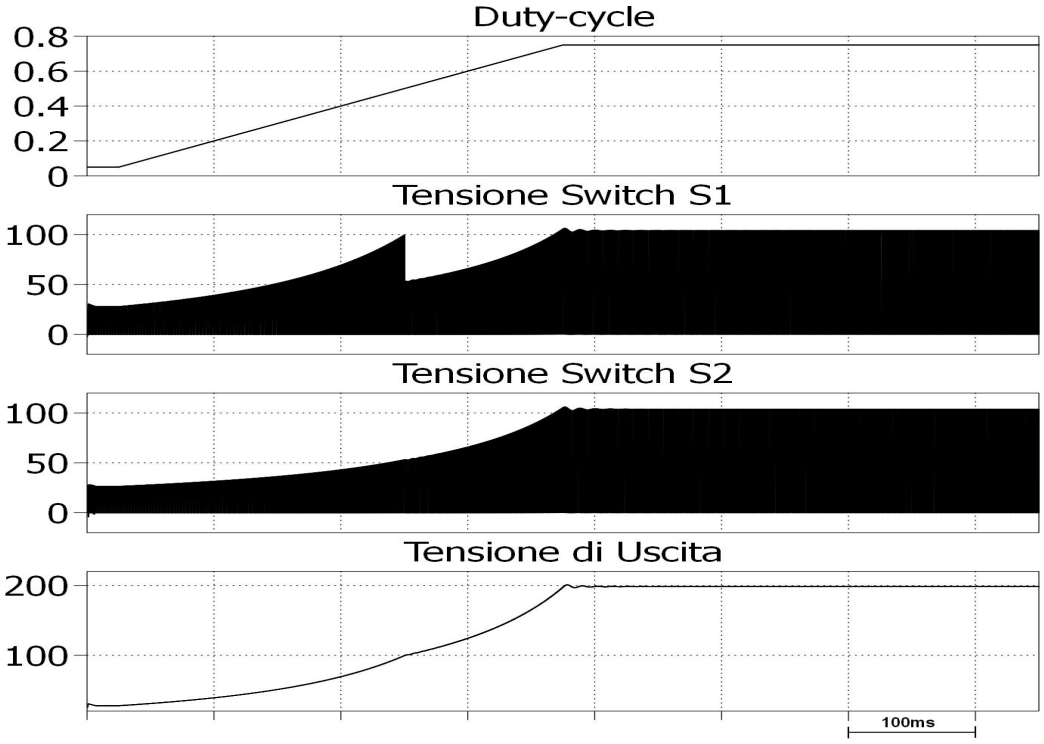


Figura 2.14 – Evoluzione della tensione sugli interruttori e all'uscita del convertitore nel caso di rampa con pendenza 1U/500ms.

superiori a quelli nominali attesi per il funzionamento a regime, in modo da verificare se il dimensionamento dei componenti sulla base di questi ultimi valori sia sufficiente.

Si concenti l'attenzione sul secondo caso in cui con una rampa poco più lenta della prima si ottiene una risposta adeguata del convertitore al transitorio di accensione. L'andamento della tensione di uscita e della sollecitazione sugli interruttori è quello che ci si aspetta dall'analisi teorica: se si genera una rampa sufficientemente lenta, infatti, il convertitore ha il tempo portarsi a regime istante per istante e i valori delle tensioni a regime calcolati dagli autori in [3] possono essere considerati validi anche nel transitorio di accensione.

Facendo variare il *duty-cycle* da 0 a 0.5, il valore massimo di tensione sull'interruttore S_1 è sempre pari alla tensione di uscita V_{OUT}, mentre la tensione sull'interruttore S_2 è funzione del *duty-cycle* e vale $(1-D)V_{OUT}$. Riscrivendo quest'ultima relazione utilizzando il rapporto di conversione adeguato risulta $V_{S2} = \frac{V_{IN}}{(1-D)}$, che mostra che la sollecitazione di tensione sull'interruttore S_2 è rappresentata da una funzione crescente del *duty-cycle*. Il valore massimo di tensione sull'interruttore S_2 si ha quindi in corrispondenza di $D = 0.5$ e vale $\frac{V_{OUT}}{2}$.

Per valori di *duty-cycle* superiori a 0.5 in funzionamento a regime, invece, la tensione su entrambi gli interruttori è pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$.
Si richiama in ausilio all'analisi il grafico del rapporto di conversione presentato nel Par. 2.2.3

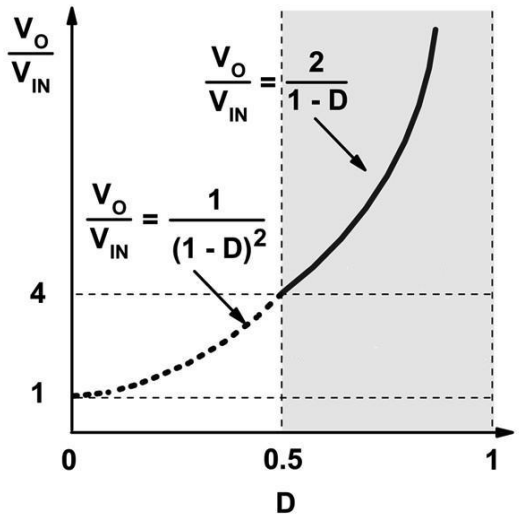


Figura 2.15 – Rapporto di conversione del convertitore in analisi al variare del *duty-cycle*.

Ipotizzando di voler far lavorare il convertitore a regime con *duty-cycle* superiore a 0.5 sorge il sospetto che durante il transitorio di accensione la sollecitazione sugli interruttori

non sia limitata al valore $\frac{V_{OUT}}{2}$ ma possa essere superiore, in virtù del fatto che l'interruttore S_1 ha tensione pari a V_{OUT} durante tutta l'escursione del *duty-cycle* con valori inferiori a 0.5.

Affinché ciò non si verifichi è sufficiente che il valore di tensione di uscita raggiunto a regime con il *duty-cycle* NOMINALE sia pari o superiore al doppio del valore di tensione di uscita in corrispondenza del valore 0.5 di *duty-cycle*. Deve quindi essere verificata la seguente condizione:

$$V_{OUTnom} = V_{IN}\frac{2}{(1 - D_{NOM}} \geq 2V_{IN}\frac{1}{(1 - 0.5)^2} = 8V_{IN}$$

da cui $D_{NOM} \geq 0.75$.

Scegliendo un valore di *duty-cycle* nominale a regime superiore alla condizione minima ottenuta si riesce a garantire che la massima sollecitazione prevista in partenza per gli interruttori sia rispettata.

Ad esempio, se la tensione di ingresso è 25V, la tensione di uscita deve essere almeno 8 volte maggiore, quindi 200V, corrispondenti a $D_{NOM} = 0.75$. I due interruttori nel funzionamento a regime sono sollecitati da una tensione di 100V e durante il transitorio di accensione, in corrispondenza del *duty-cycle* pari a 0.5, la tensione di uscita vale anch'essa 100V e corrisponde alla sollecitazione massima dell'interruttore S_1, che poneva in dubbio l'adeguato dimensionamento dei due interruttori. Non si hanno quindi sovratensioni sui due interruttori all'accensione del convertitore.

Si riporta di seguito il dettaglio dei risultati di simulazione intorno al valore 0.5 di *duty-cycle* applicato in corrispondenza del tempo $250ms$.

In Fig. 2.16 si osserva che gradualmente inizia la contemporanea conduzione dei due interruttori S_1 e S_2 e la sollecitazione massima pari a V_{OUT} sull'interruttore S_1 scompare, per assestarsi al valore $\frac{V_{OUT}}{2}$ del funzionamento con *duty-cycle* maggiore di 0.5. Lo stesso valore è mantenuto sull'interruttore S_2 durante tutta la transizione.

Si verifica anche l'andamento della corrente sugli induttori L_1 e L_2. In Fig. 2.17 si può notare come non siano presenti elevati picchi di corrente all'accensione del convertitore. Inoltre, la corrente aumenta in modo graduale evidenziando oscillazioni di risonanza in corrispondenza del valore di *duty-cycle* pari a 0.5, in cui il convertitore passa in modalità duplicatore di tensione, e in corrispondenza del raggiungimento del *duty-cycle* nominale,

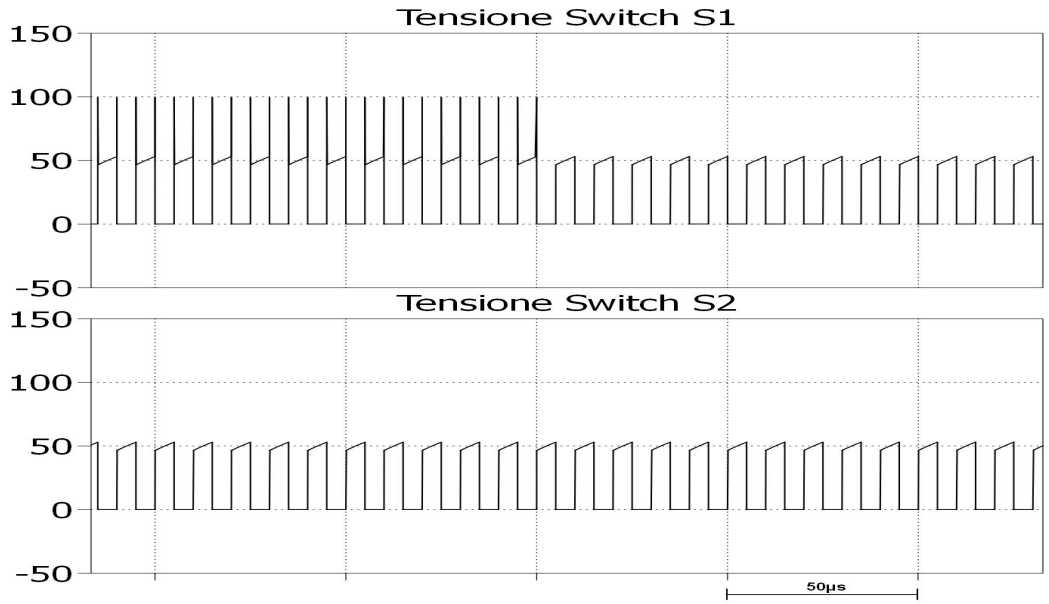


Figura 2.16 – Dettaglio della tensione di sollecitazione degli interruttori in corrispondenza del passaggio del *duty-cycle* intorno al valore 0.5.

in cui il funzionamento si assesta al regime desiderato. Il valore maggiore di zero delle due correnti a regime dimostra che si è in funzionamento CCM. La somma delle due correnti corrisponde alla corrente di ingresso del convertitore.

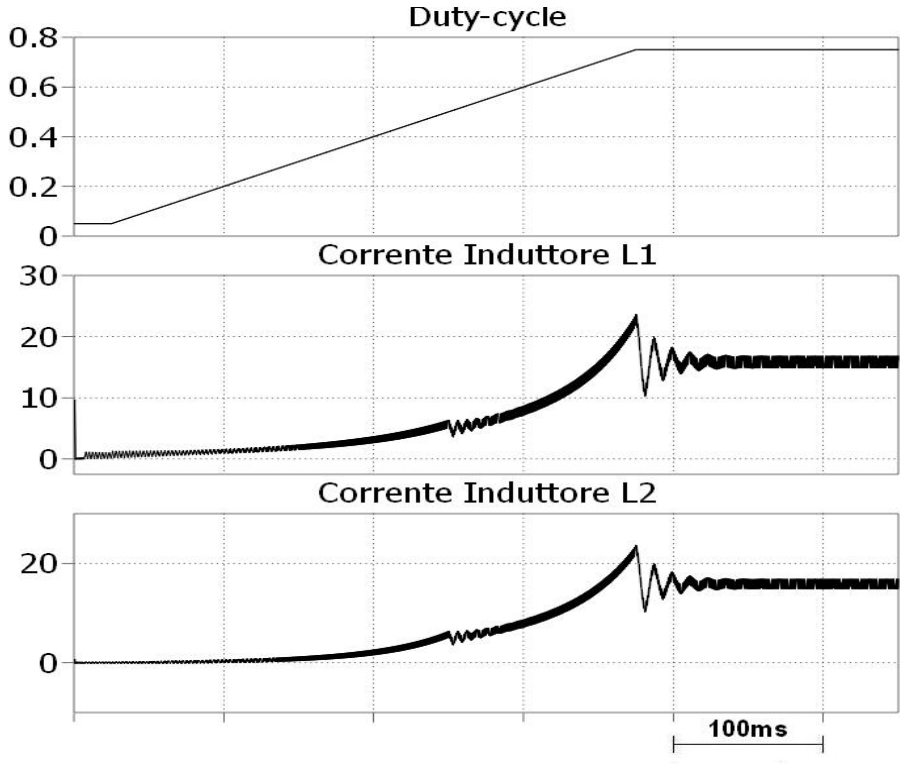


Figura 2.17 – Dettaglio della corrente sugli induttori durante tutto il transitorio del *duty-cycle*.

2.3.6 Conclusioni

L'accensione del circuito con applicazione a gradino del riferimento di *duty-cycle* comporta, come prevedibile in sistemi contenenti elementi reattivi, sovraelongazioni di tensione in uscita e sui componenti quali gli interruttori, falsando il dimensionamento basato sui valori valutati nel funzionamento a regime. Le correnti assorbite in corrispondenza di escursioni di tensione molto brusche hanno ampiezze molto elevate e rappresentano un effetto indesiderato nella pratica.

Il controllo graduale del riferimento di ingresso consente invece di rispettare i limiti previsti con l'analisi teorica del convertitore in funzionamento a regime e di eliminare i picchi di corrente all'accensione, ma impone una condizione sul valore minimo di *duty-cycle* nominale da utilizzare e quindi necessariamente sul valore minimo di tensione di uscita ottenuta. Al fine di trovare un compromesso si dovranno bilanciare sia il numero di fasi della struttura proposta dagli autori che l'intervallo di *duty-cycle* necessario a garantire la corretta dinamica e le adeguate specifiche del convertitore.

Nota: quanto appena illustrato ha validità limitata, in quanto in sede di progettazione del convertitore nella successiva sezione ci si accorgerà che durante altri tipi di transitorio gli interruttori possono essere sollecitati dalla massima tensione di uscita, vanificando i provvedimenti appena descritti. La seguente sezione contiene maggiori dettagli a riguardo.

Note sulle sollecitazioni dei diodi di raddrizzamento D_1 e D_2

Dall'analisi dell'articolo [3] si osserva che, durante il funzionamento del convertitore a regime con valore di *duty-cycle* superiore a 0.5, la tensione di sollecitazione sul diodo di raddrizzamento D_1 assume valore massimo pari alla tensione di uscita ma in corrispondenza delle commutazioni, in particolare in quella di spegnimento, la tensione inversa sul diodo è pari a metà della tensione di uscita, riducendo le perdite di commutazione associate al rilevante effetto di *reverse-recovery* esistente nel circuito. La sollecitazione massima impedisce però di usare un diodo di tipo *Schottky* su topologie con tensione di uscita indicativamente superiore ai 200V.

Si nota che la sollecitazione di tensione relativa al diodo D_2 riportata nell'articolo sembra non essere corretta, dato che è dichiarato un valore massimo pari alla tensione di uscita quando invece la tensione di blocco del diodo è sempre pari a metà di tale valore (il diodo D_2 è infatti collocato tra il condensatore di uscita e quello di blocco C_B la cui differenza tra le tensioni è sempre pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$).

2.4 Progettazione del Convertitore

Si dimensionano i componenti principali del convertitore e si verificano con PLECS® i risultati ottenuti. Lo schema elettrico considerato per i calcoli e le simulazioni è il seguente:

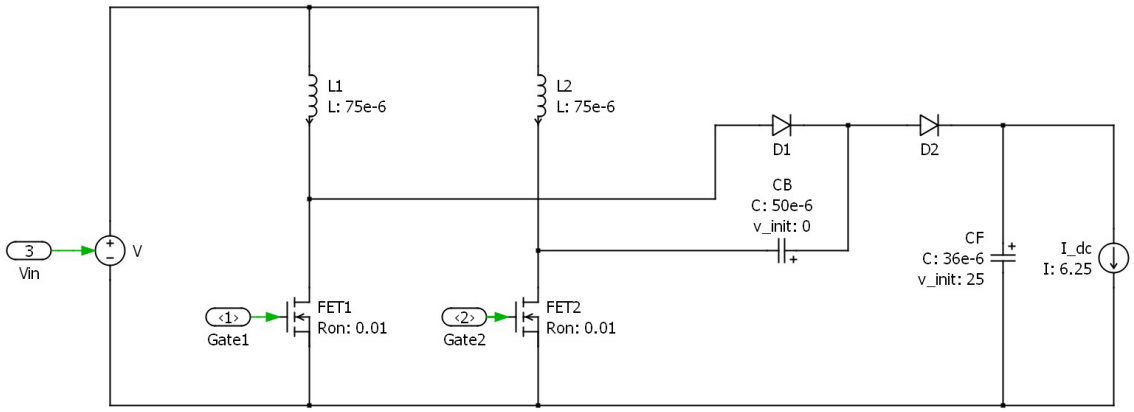


Figura 2.18 – Modello PLECS® utilizzato per la verifica del dimensionamento dei componenti del convertitore in analisi.

Le specifiche di riferimento per il convertitore sono:

$$V_{IN} = 25 - 50V \qquad V_{OUT} = 400V \qquad I_{IN} = 50 - 100A \qquad I_{OUT} = 6.25A$$
$$P_{OUT} = 2.5kW \qquad D_{NOM} = 0.75 - 0.875 \qquad M_{NOM} = 8 - 16 \qquad f_S = 100kHz$$

$$M_{CCM} = \frac{1}{(1-D)^2} \text{ se } D < 0.5 \qquad\qquad M_{CCM} = \frac{2}{(1-D)} \text{ se } D > 0.5$$

dove in particolare D è il valore del *duty-cycle* ed M è il rapporto di conversione.

2.4.1 Dimensionamento dei Componenti

Dimensionamento degli induttori L_1 e L_2

In funzionamento CCM con *duty-cycle* superiore a 0.5, il convertitore presenta un bilanciamento automatico della corrente nei due rami di ingresso in cui sono inseriti gli induttori L_1 e L_2.

L'ondulazione di corrente (picco-picco) su ciascuno dei due induttori è dato dall'equazione:

$$\Delta I = \frac{V_{IN}}{L} t_{ON} = \frac{V_{IN} D}{L f_S} = \frac{V_{OUT} D(1-D)}{2 f_S L} \tag{2.15}$$

essendo $V_{IN} = \frac{V_{OUT}}{2}(1-D)$ e V_{OUT} costante.

Fissando il valore dell'ondulazione di corrente desiderata, si ottiene il seguente valore minimo dell'induttanza:

$$L_{min} = \frac{V_{OUT} D(1-D)}{2 f_S \Delta I} \tag{2.16}$$

La relazione 2.16 mostra che, fissata l'ondulazione ΔI, al variare del *duty-cycle* il valore massimo di induttanza che lo soddisfi è in corrispondenza del valore minimo di *duty-cycle*, cioè nel caso in cui è massima la tensione di ingresso, in quanto la relazione è decrescente per valori di *duty-cycle* superiori a 0.5. In questo caso la corrente a regime su ogni induttore vale $I_{Lnom} = 25A$. Considerando $\Delta I = 20\% I_{Lnom}$ si ottiene $\Delta I = 5A$ e $L_{min} = 75\mu H$.

Nel punto di lavoro a tensione di ingresso minima 25V e *duty-cycle* massimo, l'ondulazione di corrente picco-picco risultante col medesimo valore di induttanza risulta $\Delta I = 2.91A$, pari al 6% della corrente a regime sull'induttore.

Verifica dei risultati al simulatore

In Fig. 2.19 si illustrano i risultati in corrispondenza dei due punti di lavoro a tensione di ingresso minima o massima. Sotto al grafico si indicano i valori numerici ottenuti nei due casi.

Punto di lavoro $V_{IN} = 50V$, $D = 0.75$:

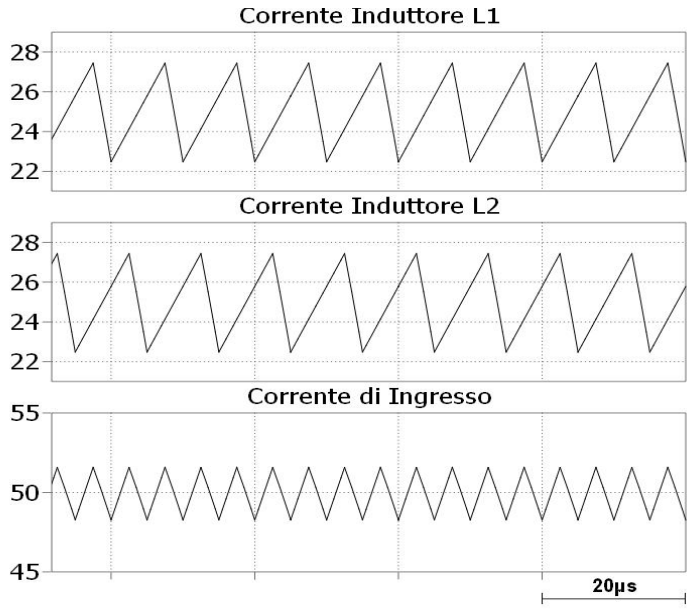


Figura 2.19 – Risultati di simulazione per le correnti sugli induttori e in ingresso al convertitore. I valori sono indicati in Ampere.

Ondulazione di corrente su L_1	4.975A	
Ondulazione di corrente su L_2	4.966A	
Corrente media su L_1, L_2	25A	(l'ondulazione corrisponde al 20%)
Ondulazione di corrente di ingresso	3.31A	(grazie alla struttura multifase)
Frequenza dell'ondulazione di ingresso	200kHz	
Corrente media di ingresso	50A	(l'ondulazione corrisponde al 6.6%)

Punto di lavoro $V_{IN} = 25V$, $D = 0.875$:

Ondulazione di corrente su L_1	2.85A	
Ondulazione di corrente su L_2	2.85A	
Corrente media su L_1, L_2	50A	(l'ondulazione corrisponde al 6%)
Ondulazione di corrente di ingresso	2.45A	(grazie alla struttura multifase)
Frequenza dell'ondulazione di ingresso	200kHz	
Corrente media di ingresso	100A	(l'ondulazione corrisponde al 2.45%)

L'andamento delle correnti mostrato nella Fig. 2.19 e l'elenco di valori ottenuto dimostra che i calcoli teorici sono confermati.

Dimensionamento interruttori S_1 e S_2

Il caso peggiore per il dimensionamento degli interruttori dal punto di vista della corrente che li attraversa si presenta nel punto di lavoro a minima tensione di ingresso, in cui la corrente media di ingresso e il *duty-cycle* sono massimi contemporaneamente. Questa condizione rende massimo il valore efficace di corrente sui due interruttori.

L'andamento della corrente sui due interruttori è leggermente diversa: in aggiunta allo stesso comportamento del MOSFET 1, il MOSFET 2 richiude la corrente di carica del condensatore di blocco C_B per un tempo pari a T_{OFF}, piuttosto breve.
Si consideri allora per entrambi la seguente stima: $I_{RMS} = I_{Lavg}\sqrt{D}$, con I_{Lavg} pari alla corrente media nell'induttore posto in serie all'interruttore considerato. Risulta:

$$I_{RMS_{1,2}} = 46.77A \qquad I_{MAX_1} = 52.5A \qquad I_{MAX_2} = 100A$$

La tensione di sollecitazione degli interruttori è in entrambi i punti di lavoro pari a metà della tensione di uscita. La tensione di blocco dei due interruttori deve quindi essere almeno pari a $V_S = 240V$, considerando un margine di sicurezza del 20%.

Verifica dei risultati al simulatore

Il simulatore fornisce i seguenti risultati:

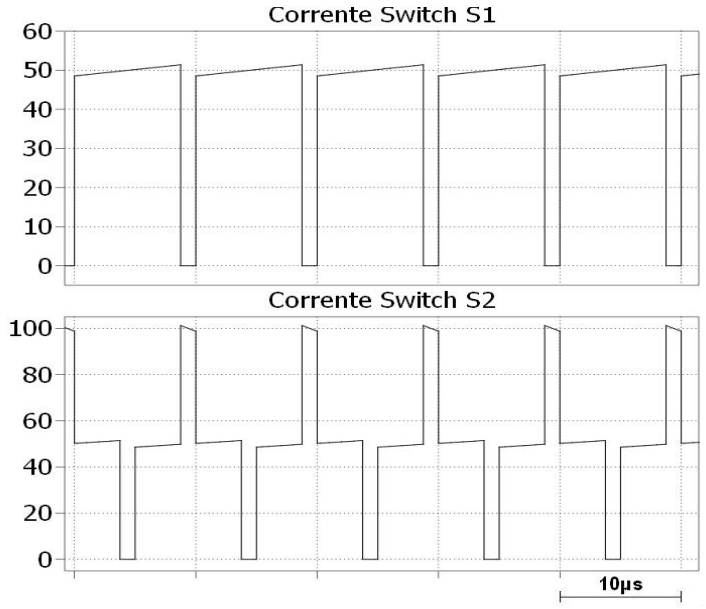


Figura 2.20 – Evoluzione della corrente sui due interruttori. I valori sono espressi in Ampere.

Corrente efficace:

MOSFET 1 46.75A MOSFET 2 55.88A

Corrente massima:

MOSFET 1 51.40A MOSFET 2 101.19A

La differenza sull'andamento di corrente del MOSFET 2 cambia sensibilmente il valore efficace rispetto alla stima teorica. L'evoluzione della corrente sull'interruttore S_2 andrebbe considerata come composta da segnali ortogonali e in tal caso il valore efficace può essere calcolato precisamente. La Fig. 2.20 mostra i segnali di corrente attesi.

Dimensionamento dei diodi D_1 e D_2

Il diodo D_1 è sollecitato da una tensione massima pari a quella di uscita, cioè 400V.
Il diodo D_2 è sempre sollecitato da una tensione massima pari a metà della tensione di uscita, cioè 200V. Con un opportuno margine di sicurezza, risulta:

$$V_{D_1} = 600V \ , \ V_{D_2} = 300V$$

Nella fase di conduzione, la corrente su ciascun diodo coincide con quella che scorre simmetricamente negli induttori, quindi le due correnti sono uguali e il valore massimo

raggiunto è lo stesso per entrambi i diodi. Il valore medio corrisponde alla corrente media di uscita.

Si ottiene quindi:

$$I_{Dmax_{1,2}} = 50A \ , \ I_{Davg_{1,2}} = 6.25A$$

Verifica dei risultati al simulatore

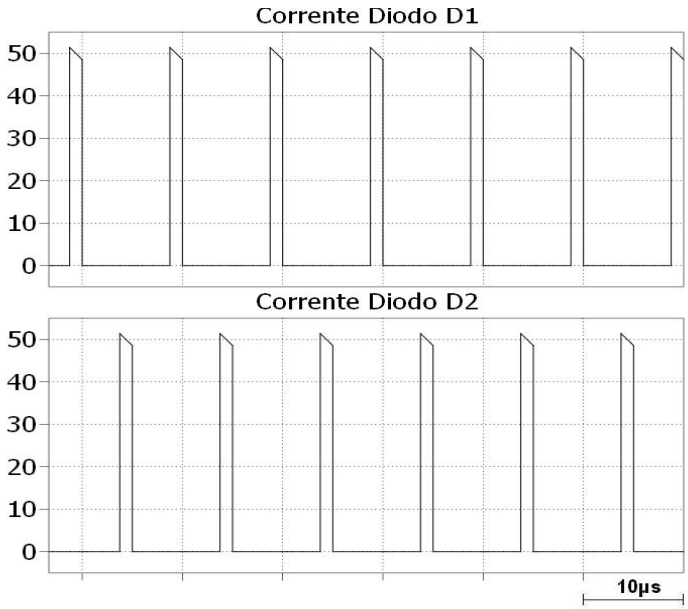


Figura 2.21 – Risultati di simulazione per la corrente sui diodi di raddrizzamento. I valori sono dati in Ampere.

Il simulatore conferma l'analisi teorica, come visibile in Fig. 2.21.

Dimensionamento del condensatore di blocco C_B

Il condensatore C_B è percorso dalla corrente che scorre sui due diodi accesi alternativamente. L'andamento è simmetrico e naturalmente la corrente media è nulla, a regime. Il suo valore è dimensionato in base all'ondulazione di tensione che si desidera ottenere. Di seguito si determinano le ondulazioni statica e dinamica.

Ondulazione statica: si può esprimere la variazione di tensione con l'equazione

$$\Delta V_{C_B} = \frac{I_{Lavg}(1-D)}{C_B f_S} = \frac{I_{OUT}}{C_B f_S} \tag{2.17}$$

da cui

$$C_B = \frac{I_{OUT}}{\Delta V_{C_B} f_S} \tag{2.18}$$

Si noti che al variare del punto di lavoro, se la corrente di uscita rimane costante, l'ondulazione di tensione sul condensatore C_B non cambia.

Ponendo $\Delta V_{C_B} = 5\%\ V_{C_B} = 10V$ si ottiene $C_B = 6.25\mu F$.

Ondulazione dinamica: si stima la variazione di tensione sul condensatore in corrispondenza dello stacco completo del carico, nel seguente modo:

$$\Delta V_{C_B dyn} \approx \frac{L {I_{Lavg}}^2}{2 C_B V_{C_B}} \tag{2.19}$$

da cui

$$C_B \approx \frac{L {I_{Lavg}}^2}{2 \Delta V_{C_B dyn} V_{C_B}} \tag{2.20}$$

Ponendo $\Delta V_{C_B dyn} = 5\%\ V_{C_B} = 10V$ si ottiene $C_B = 46.9\mu F$.

La tensione media a regime sul condensatore è pari a metà della tensione di uscita, cioè 200V. La tensione nominale dovrà quindi essere almeno $V_{C_B} = 240V$.

Nota: nel calcolo appena esposto non si è tenuto conto del contributo di erogazione di energia della sorgente di ingresso durante la fase di scarica degli induttori. Il risultato deve quindi essere considerato approssimativo.

Verifica dei risultati al simulatore

La Fig. 2.22 illustra il dettaglio dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore C_B e la corrente che lo attraversa, entrambi in funzionamento a regime. I valori coincidono con quanto atteso dall'analisi teorica precedente riguardo all'ondulazione di tensione statica.

La verifica del dimensionamento del condensatore C_B dal punto di vista dell'ondulazione dinamica può essere fatta osservando i risultati di simulazione in comune con quelli del condensatore C_F riportati nella Fig. 2.24 del Par. 2.4.2.

Tramite il simulatore si calcola anche il massimo valore efficace di corrente sul condensatore che risulta pari a 25A.

La valutazione di tale valore è fatta nel punto di lavoro a tensione di ingresso minima, in cui la massima corrente sul condensatore raggiunge i 50A e il tempo di accensione di ogni diodo è minimo; nel punto di lavoro a tensione di ingresso massima, infatti, il tempo di conduzione di ciascun diodo raddoppia ma l'ampiezza massima della corrente che interessa il condensatore C_B si dimezza. Dato il legame del valore efficace della

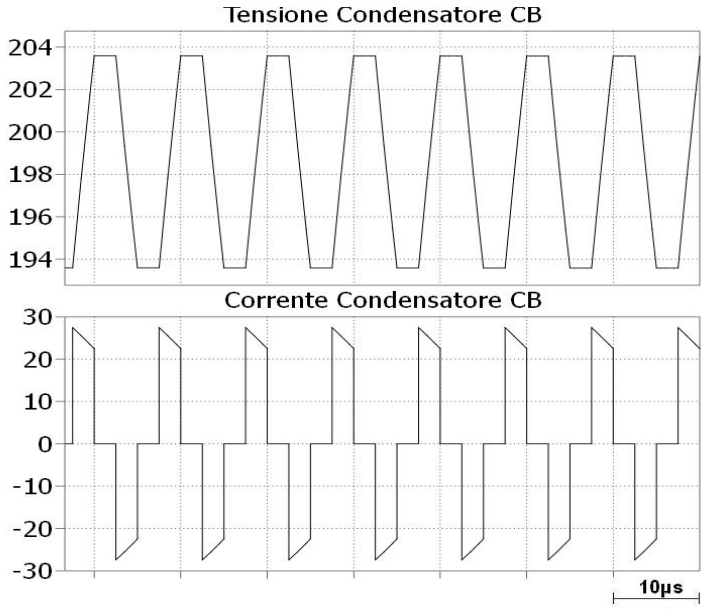


Figura 2.22 – Risultati di simulazione per le grandezze del condensatore C_B in funzionamento a regime. I valori di tensione sono espressi in Volt e quelli di corrente in Ampere.

corrente col quadrato di tale ampiezza, il risultato nel secondo punto di lavoro è inferiore, in quanto ridotto di un fattore $\sqrt{2}$ (quanto appena esposto è comunque stato verificato al simulatore).

Dimensionamento del condensatore di filtro C_F

Si dimensiona il condensatore in base all'ondulazione di tensione di uscita desiderato, secondo considerazioni simili a quelle viste nel precedente paragrafo.

Ondulazione statica di tensione:
il valore massimo della variazione di tensione sul condensatore di uscita, a regime, si ottiene in corrispondenza del punto di lavoro a tensione di ingresso minima, in cui la corrente che attraversa il condensatore di filtro ha ampiezza maggiore. Si può esprimere tale variazione con l'equazione:

$$\Delta V_{C_F} = \frac{I_{OUT}(D)}{C_F f_S} \tag{2.21}$$

da cui

$$\frac{I_{OUT} D}{\Delta V_{C_F} f_S} \tag{2.22}$$

considerando per D il valore massimo di *duty-cycle*.

Ponendo $\Delta V_{C_F} = 5\%\ V_{OUT} = 20V$ si ottiene $C_F = 2.73\mu F$.

Ondulazione dinamica:
si consideri il caso di stacco improvviso del carico. La corrente su entrambi gli induttori ha come unica via di richiusura il condensatore C_F.

Il condensatore C_B è collocato in serie al percorso di scarica della corrente dell'induttore L_2 e contribuisce al trasferimento di energia verso C_F.

Si noti che in queste condizioni, in assenza di un circuito di controllo che spenga gli interruttori in corrispondenza dello stacco del carico, la tensione di uscita divergerebbe, in quanto gli induttori continuerebbero a caricarsi periodicamente e ad erogare energia verso l'uscita, in cui l'energia può essere trasferita solo al condensatore C_F.

Si consideri allora che in corrispondenza dello stacco del carico vengano spenti i due interruttori da un ipotetico controllo ideale istantaneo.
Con queste ipotesi, il bilancio energetico del fenomeno porge il seguente risultato:

$$\Delta V_{C_F dyn} \approx \frac{L I_{Lavg}^2 + C_B V_{C_B} \Delta V_{C_B}}{C_F V_{OUT}} \tag{2.23}$$

da cui

$$C_F \approx \frac{L I_{Lavg}^2 + C_B V_{C_B} \Delta V_{C_B}}{\Delta V_{C_F dyn} V_{OUT}} \tag{2.24}$$

Considerando il punto di lavoro a tensione di ingresso minima e corrente sugli induttori massima, ponendo $\Delta V_{C_F dyn} = 5\% V_{OUT} = 20V$ si ottiene $C_F = 36\mu F$.

La tensione massima di lavoro è $V_{C_F} = 410V$, quindi la tensione nominale dovrà essere almeno pari a $V_{C_F} = 480V$.

Nota: nel calcolo appena esposto non si è tenuto conto del contributo di erogazione di energia della sorgente di ingresso durante la fase di scarica degli induttori. Il risultato deve quindi essere considerato approssimativo.

Verifica dei risultati al simulatore

La Fig. 2.23 conferma i calcoli teorici per quanto riguarda l'ondulazione di tensione statico. In particolare il simulatore porge il valore $\Delta V_{C_F dyn} = 21V$ che corrisponde con quello atteso. La verifica del dimensionamento dal punto di vista dell'ondulazione dinamica può essere fatta osservando la Fig. 2.24 del paragrafo seguente.

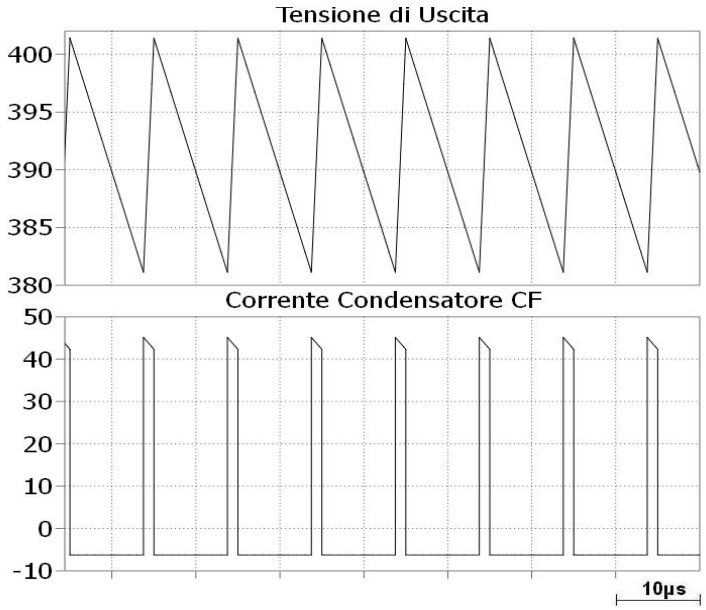


Figura 2.23 – Risultati di simulazione per il condensatore C_F in funzionamento a regime. I valori di tensione sono espressi in Volt e quelli di corrente in Ampere.

Tramite simulatore si calcola anche il valore efficace di corrente sul condensatore C_F che risulta pari a 16.53A. Con poche osservazioni si deduce che il valore efficace massimo si ha in corrispondenza della tensione di ingresso minima.

2.4.2 Verifica del Dimensionamento tramite Simulazione

In questo paragrafo si intende approfondire alcuni aspetti del funzionamento del convertitore per capire se il dimensionamento dei componenti è corretto e può essere confermato per la successiva scelta dei componenti.

L'analisi ruota intorno alla verifica della sollecitazione di tensione degli interruttori in corrispondenza di funzionamenti transitori quali in particolare lo stacco del carico in uscita.

Nel Par. 2.3.5 si è visto come mantenere la sollecitazione di tensione sui due interruttori del convertitore ad un valore massimo pari a quello di regime previsto, cioè $\frac{V_{OUT}}{2}$. Le condizioni imposte in tale analisi non sono però sufficienti a definire il dimensionamento corretto degli interruttori.

Si faccia riferimento allo schema elettrico presentato in Fig. 2.1 all'inizio del capitolo. Il problema nasce dal fatto che se si spengono entrambi gli interruttori in risposta all'improvviso stacco del carico, oppure si fa funzionare il convertitore con valori di *duty-cycle*

inferiori a 0.5 pur mantenendo la tensione di uscita costante e al massimo livello, la scarica degli induttori porta in conduzione entrambi i diodi D_1 e D_2 contemporaneamente.

Focalizzandosi sul primo caso, ciò comporta che in prima istanza l'interruttore S_1 sia sollecitato da una tensione pari a quella di uscita, superando di molto il valore della tensione di blocco dimensionata per il funzionamento a regime (si osservi che un problema simile si riscontra anche nel convertitore proposto da *Jovanovic* e *Jang* in [18]).

Anche l'interruttore S_2 in questa circostanza sarebbe sollecitato da una tensione superiore a quella massima stimata, in quanto l'induttore L_2 si scaricherebbe attraverso il condensatore C_B che a sua volta ridurrebbe la sua tensione ai capi. In questo caso però si potrebbe sovradimensionare il condensatore di blocco C_B al fine di ridurne la variazione di tensione durante il transitorio di stacco del carico, consentendo alla tensione di sollecitazione dell'interruttore S_2 di rimanere entro limiti tollerabili. L'aumento di tensione sull'interruttore S_2 è quantificabile come la somma delle due ondulazioni dinamiche massime di C_B e C_F. La simulazione riportata in Fig. 2.24 mostra quanto appena esposto.

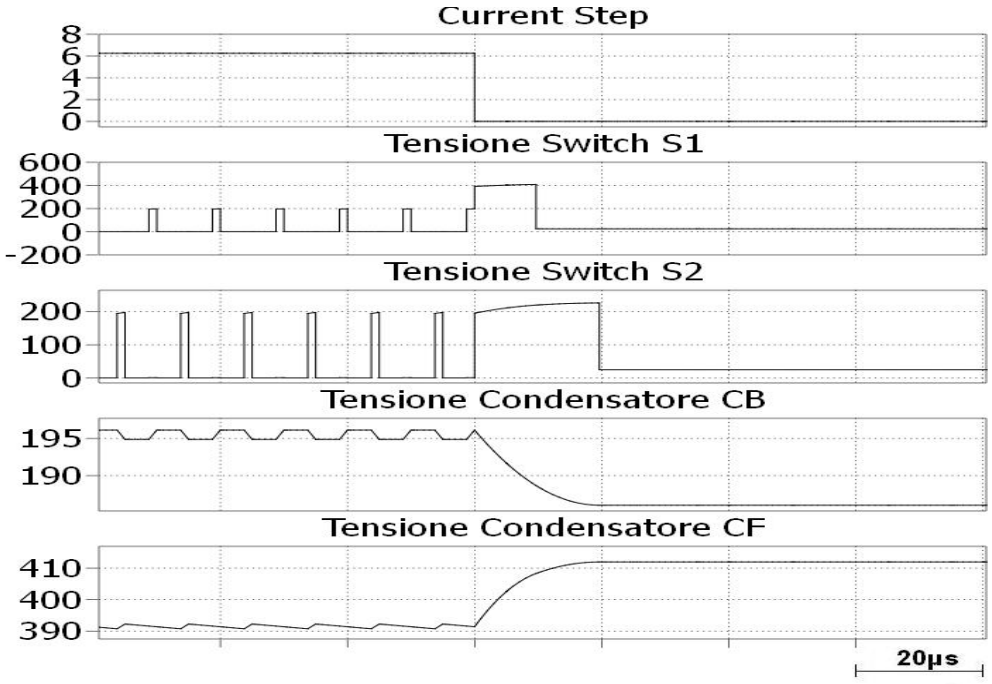


Figura 2.24 – Risultati di simulazione per lo stacco del carico con azzeramento del *duty-cycle*. Le tensioni sono espresse in Volt. Si osservi che in corrispondenza dell'annullamento della corrente di uscita la tensione sull'interruttore S_1 varia a gradino fino al valore della tensione di uscita, raddoppiando il valore di sollecitazione previsto a regime. La variazione di tensione sull'interruttore S_2 è molto più contenuta dato che corrisponde alla somma delle ondulazioni dinamiche sui condensatori C_B e C_F, il cui andamento è riportato negli ultimi due grafici.

Quindi, se si è risolto il problema della sollecitazione in tensione degli interruttori nel

transitorio di accensione usando un incremento graduale del *duty-cycle* di riferimento, come discusso nel Par. 2.3.5, questo dovrebbe essere limitato a valori superiori a 0.5 durante il funzionamento a regime, per evitare la rottura dell'interruttore S_1 in caso di stacco improvviso del carico o apertura accidentale contemporanea dei due MOSFET. Questa limitazione potrebbe però compromettere l'efficacia di un controllo a catena chiusa nel caso di stacco completo del carico, in cui il controllo dovrebbe intervenire spegnendo i due interruttori: la permanenza di una fase di carica degli induttori nella topologia in esame comporterebbe una divergenza della tensione di uscita in assenza di carico e pertanto non è una soluzione praticabile.

La Fig. 2.25 mostra i risultati di simulazione di questa seconda situazione in cui si limita il valore di *duty-cycle* minimo applicabile al convertitore da parte del circuito di controllo. La figura mostra che dopo lo stacco del carico la tensione ai capi del condensatore C_B cambia poco e quindi l'interruttore S_1 non risente di notevoli incrementi sulla sua sollecitazione massima. L'interruttore S_2 però risente dell'aumento della tensione di uscita, tanto da diventare l'interruttore coinvolto dal medesimo problema. Rimane il fatto che la divergenza della tensione di uscita non è un'opzione accettabile. Perciò, la soluzione di limitare il *duty-cycle* diventa un problema per il secondo MOSFET e per il convertitore complessivo.

Infine, anche lo spegnimento del convertitore stesso potrebbe causare gli stessi problemi illustrati finora: togliendo l'alimentazione del convertitore i due interruttori si spegnerebbero, ma gli induttori potrebbero essere carichi dal funzionamento appena precedente. Il condensatore C_F manterrebbe la tensione di uscita a 400V (in assenza di carico) e la conduzione contemporanea dei diodi D_1 e D_2, che consentirebbe all'energia degli induttori di scaricarsi, comprometterebbe l'interruttore S_1.

Se il carico rimanesse attaccato, il condensatore C_F si scaricherebbe e la sua tensione si ridurrebbe, ma l'istante di collegamento con il condensatore ancora sufficientemente carico potrebbe essere sufficiente al danneggiamento del componente. La Fig. 2.26 dimostra quanto appena descritto.

Per quanto appena illustrato è necessario aumentare la tensione nominale degli interruttori scelti in modo tale che essi siano in grado di sostenere tensioni di blocco pari a 400V durante il funzionamento.

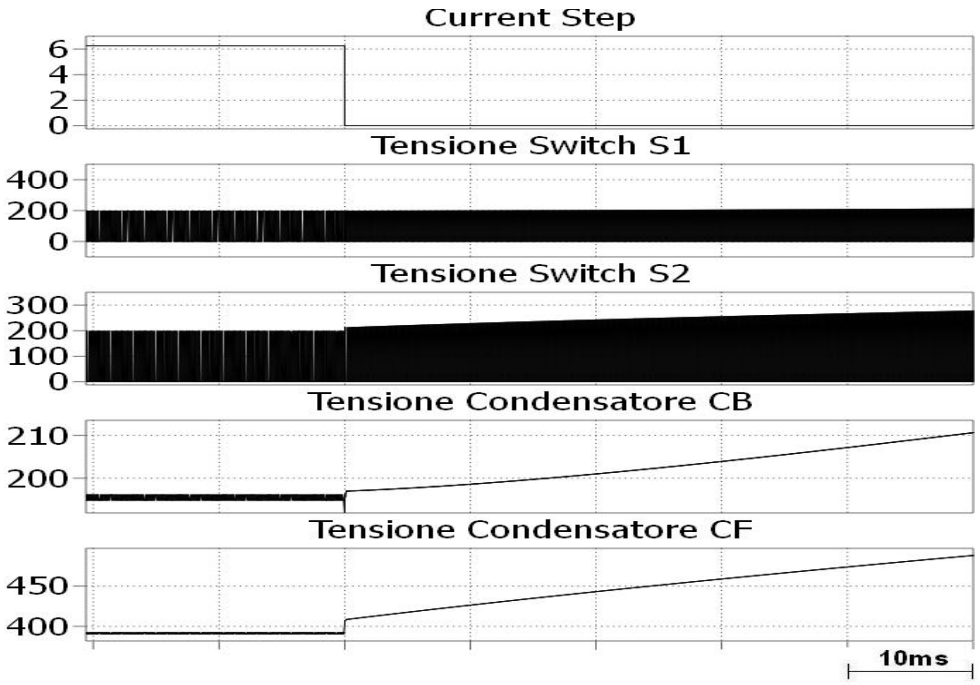


Figura 2.25 – Stacco del carico con *duty-cycle* limitato al valore minimo di 0.55. Le tensioni sono espresse in Volt. In corrispondenza dello stacco del carico la tensione di uscita inizia a divergere.

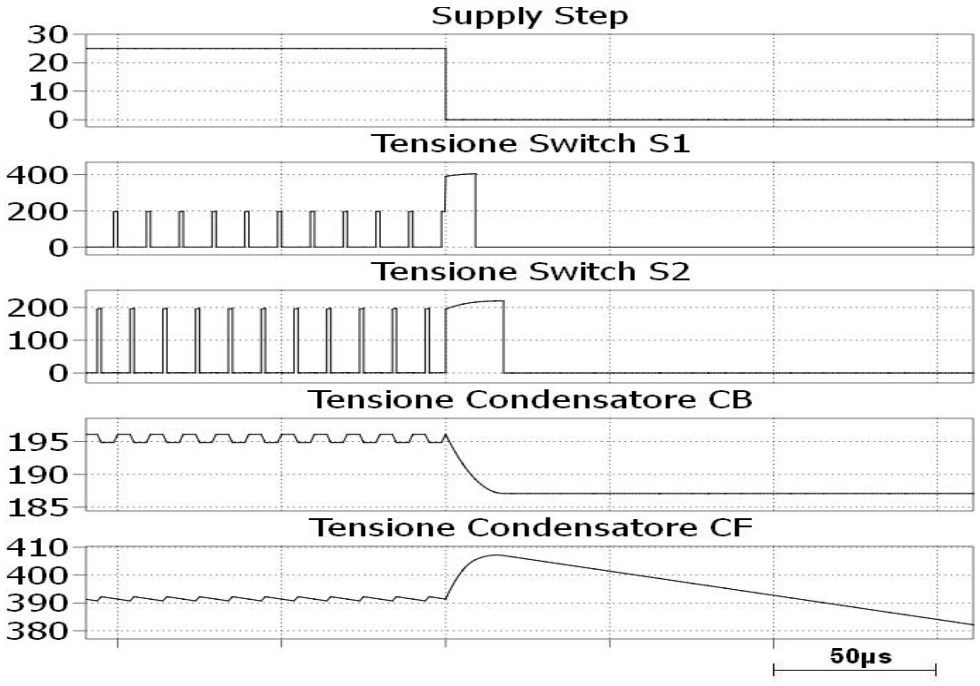


Figura 2.26 – Risultati di simulazione per lo stacco dell'alimentazione. Le tensioni sono espresse in Volt. Si osservi che la tensione ai capi dell'interruttore S_1 raggiunge il valore della tensione di uscita, per un intervallo di tempo che potrebbe essere sufficiente a danneggiare il componente.

L'impiego del convertitore originale come PFC, proposto dagli autori in [3], per i seguenti motivi risulta avvantaggiato e non risente dei problemi appena esposti:

- un PFC lavora con *duty-cycle* variabile. Nelle applicazioni *Universal Range*, in corrispondenza della tensione di ingresso minima, $85V_{RMS}$, il convertitore deve lavorare con *duty-cycle* superiore a 0.5 per quasi tutto il periodo di rete, e la caratteristica intrinseca del duplicatore di tensione del convertitore proposto consente di ridurre il valore di *duty-cycle* necessario al funzionamento rispetto ad una configurazione *boost* multifase tradizionale. Si dimostra che, di conseguenza, le correnti efficaci sugli interruttori sono ridotte al 67% rispetto al secondo caso. Inoltre, le perdite di commutazione sono inferiori in quanto le tensioni sui diodi e sugli interruttori in corrispondenza delle commutazioni sono dimezzate rispetto alla configurazione tradizionale.

- se il valore di *duty-cycle* è inferiore a 0.5, nel convertitore proposto i diodi e gli interruttori sono sollecitati dalla massima tensione di uscita. Ciò costringe ad aumentare il dimensionamento della tensione massima sui due MOSFET, fatto che comporta un aumento della resistenza di canale e anche delle perdite di commutazione, che sono dello stesso livello dei *boost* tradizionali. In un PFC si hanno bassi valori di *duty-cycle* se la tensione di ingresso è sufficientemente alta, quindi nel caso *low-line* ciò corrisponde a brevi porzioni del periodo di rete, mentre nel caso *high-line*, in cui la tensione di ingresso ha valore efficace massimo, lo si è per quasi tutto il periodo di rete. Contemporaneamente però, a parità di potenza di uscita, le correnti che interessano gli interruttori sono ridotte, data la maggiore tensione di ingresso. Si riducono quindi le perdite di conduzione associate e il bilancio complessivo presenta una penalizzazione molto contenuta.

Date queste premesse, gli autori devono necessariamente scegliere interruttori da 600V e quindi ovviano al problema della sovratensione corrispondente allo stacco del carico che è stato oggetto del presente paragrafo.

2.4.3 Riassunto delle Specifiche del Convertitore

Per quanto visto nel corso del capitolo, le specifiche possono essere così riassunte:

Induttori L_1,L_2:	$L_{min} = 75\mu H$	$I_{nom} = 50A$	
Interruttori S_1,S_2:	$V_S = 480V$	$I_{RMS} = 55.88A$	$I_{MAX} = 101.19A$
Diodi D_1,D_2:	$V_{D_1} = 600V$	$I_{Davg_{1,2}} = 6.25A$	$I_{Dmax_{1,2}} = 50A$
	$V_{D_2} = 300V$		
Condensatori:	$C_B = 46.9\mu F$	$V_{C_B} = 240V$	$I_{RMS} = 25A$
	$C_F = 36\mu F$	$V_{C_F} = 480V$	$I_{RMS} = 16.53A$

Sulla base di questi valori saranno scelti i componenti adeguati per la realizzazione del convertitore.

Capitolo 3

Variazioni Topologiche del Convertitore

In questo capitolo si analizza l'applicazione di due tipi di circuito *snubber* al convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco* descritto nel precedente capitolo.
L'obiettivo è capire se i due circuiti proposti sono adeguati per ottenere la riduzione degli effetti di *reverse-recovery* e delle perdite di commutazione nel convertitore originale.
Ciascuna delle due sezioni prevede la descrizione del funzionamento del circuito *snubber* proposto, l'analisi delle peculiarità della soluzione, il dimensionamento dei componenti principali e la simulazione del funzionamento.

3.1 Snubber Realizzato con Mutuo Induttore

3.1.1 Principio di Funzionamento

Si consideri il circuito di Fig. 3.1 in cui il circuito *snubber* proposto è applicato ad un convertitore *boost* tradizionale.

Il circuito è composto da un mutuo induttore che sostituisce l'induttore del convertitore *boost* originale (o ne richiede solo l'aggiunta di un avvolgimento nel nucleo ferromagnetico) e da un diodo di raddrizzamento aggiuntivo. Il funzionamento consiste nel deviare la corrente di ricircolo dal diodo di raddrizzamento di uscita al diodo ausiliario del nuovo ramo circuitale introdotto, durante l'intervallo di spegnimento dell'interruttore. Azzerando la corrente sul diodo principale, al momento dell'accensione dell'interruttore non sussistono più effetti di *reverse-recovery* su di esso, o quantomeno sono molto ridotti rispetto a prima,

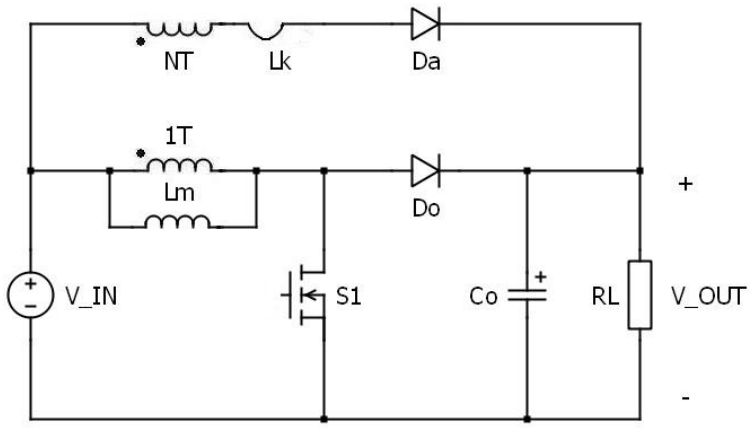


Figura 3.1 – Schema elettrico del convertitore *boost* a cui è applicato lo *snubber* proposto in questa sezione.

mentre quelli sul diodo supplementare sono controllati e ridotti attraverso l'induttanza di dispersione del mutuo induttore.

A regime, si consideri l'interruttore S_1 acceso. I due diodi D_O e D_a sono polarizzati inversamente mentre l'induttanza di magnetizzazione L_m si carica linearmente attraverso la sorgente di ingresso V_{IN}. Il condensatore di filtro C_O alimenta il carico in modo indipendente. Quando l'interruttore viene spento, la sua capacità parassita si carica grazie alla corrente magnetizzante che si richiude in essa. Raggiunto un opportuno livello di tensione, la tensione riflessa sull'avvolgimento secondario NT è tale da polarizzare direttamente il diodo ausiliario D_a. La corrente magnetizzante inizia a circolare attraverso l'avvolgimento secondario, trasferendo energia verso l'uscita. La tensione della capacità parassita dell'interruttore continua a crescere fino a polarizzare direttamente anche il diodo di raddrizzamento principale D_O, e tramite questo inizia la fase di ricircolo del convertitore *boost*.

In queste condizioni ha inizio il meccanismo di trasferimento di corrente: ai capi dell'induttanza di dispersione L_k si manifesta una tensione positiva, tale da incrementare linearmente la corrente che scorre nell'avvolgimento secondario e far decrescere la corrente che scorre sul diodo D_O. Questa corrente si riduce fino ad azzerarsi, completando così il trasferimento di corrente dal diodo principale del convertitore *boost* al ramo ausiliario del circuito di *snubber*. Il diodo D_O si spegne e in queste condizioni il passaggio alla polarizzazione inversa, nella commutazione seguente, può avvenire senza rilevanti effetti di *reverse-recovery*.

(**Nota:** la polarizzazione inversa può avvenire all'interno dell'intervallo di spegnimento

t_{OFF} se la corrente sul diodo D_O si mantiene nulla prima della riaccensione dell'interruttore, con una tensione inversa del diodo dipendente dal rapporto spire (e dalla durata dell'intervallo in cui la corrente rimane a zero, che a sua volta influenza il rapporto di conversione). Ci si aspetta quindi un piccolo effetto di *reverse-recovery* al contrario di quanto dichiarato dagli autori).

Contemporaneamente, la corrente di magnetizzazione ha continuato a decrescere, rispettando il funzionamento previsto per il convertitore *boost*.

Alla riaccensione dell'interruttore S_1, sull'induttanza di dispersione si instaura una tensione negativa tale da far decrescere la corrente che scorre sull'avvolgimento secondario. L'energia immagazzinata nell'induttanza è recuperata trasferendola sul condensatore di uscita. La derivata della corrente è controllata attraverso il valore dell'induttanza di dispersione e consente di alleviare i problemi associati al *reverse-recovery* del diodo ausiliaro D_a, in quanto l'estrazione della carica residua nel diodo avviene lentamente. Infatti, dopo l'azzeramento della corrente sul diodo D_a scorre su di esso una corrente opposta dovuta alla carica residua, anche se quest'ultima è ridotta dalla modalità di estrazione lenta della corrente.

Allo spegnimento del diodo D_a una oscillazione di risonanza ha luogo. La causa è la capacità parassita del diodo che, posta in serie all'induttanza di dispersione, forma un circuito risonante tale da scaturire una sovratensione sul diodo D_a e costringere ad usare un piccolo *snubber* aggiuntivo per limitarne la sollecitazione.

Sovraelongazioni di tensione sul diodo D_a sono possibili anche durante la fase di *reverse-recovery* a causa della repentina variazione di corrente che coinvolge l'induttanza L_k [19].

Osservazioni sull'applicazione dello *snubber* al convertitore *boost*

La variazione topologica introdotta con l'impiego del circuito *snubber* induce a pensare a quale sia la variazione sul rapporto di conversione del convertitore al quale è applicato.

Nel caso del convertitore *boost*, la presenza di un ramo parallelo al circuito originale può far pensare che l'equilibrio tra la fase di carica e quella di scarica del condensatore di filtro C_O possa essere modificato. Infatti, lo *snubber* riduce la corrente che attraversa il diodo di raddrizzamento D_O durante la fase di spegnimento dell'interruttore S_1, trasferendo contemporaneamente carica elettrica al condensatore con una corrente di proporzioni

diverse attraverso il diodo D_a. Si potrebbe pensare quindi che, a parità di carico collegato in uscita, ci sia una maggiore corrente erogata dal condensatore rispetto a quella assorbita per ripristinarne la carica, con conseguente variazione della tensione di uscita.

Ipotizzando che a regime la corrente sul diodo D_O si azzeri in un tempo almeno pari alla durata dell'intervallo di spegnimento dell'interruttore S_1, ma non più breve in modo da mantenere il convertitore in funzionamento CCM, è evidente che il bilancio di tensione sull'induttore L_1 porge lo stesso rapporto di conversione del convertitore *boost* tradizionale.

Questa analisi è confermata da una semplice considerazione energetica: a regime, se durante la fase di accensione dell'interruttore l'induttanza L_m è caricata nelle stesse condizioni di tensione e tempo del *boost* senza *snubber*, l'energia immagazzinata non può far altro che scaricarsi nel condensatore di uscita C_O durante l'intervallo di spegnimento dell'interruttore, in quanto non ci sono altri elementi di accumulo o dissipazione. Quindi, nonostante la ripartizione della corrente esistente, la carica riversata sul condensatore durante lo spegnimento dell'interruttore è la medesima. A parità di carico collegato in uscita e a parità di *duty-cycle*, la tensione di uscita e quindi il rapporto di conversione attesi sono gli stessi.

Se la corrente sul diodo D_O si azzerasse in un tempo più breve dell'intervallo di spegnimento dell'interruttore S_1, il funzionamento del convertitore risultante sarebbe simile a quello del *boost* in modalità DCM, in quanto si introdurrebbe un intervallo in cui la corrente sul diodo di raddrizzamento è nulla all'interno del ciclo di commutazione. Ci si aspetta una variazione del rapporto di conversione, con un innalzamento della tensione di uscita.

In questo caso è plausibile che il rapporto di conversione sia diverso da quello di un convertitore *boost* in funzionamento DCM, in quanto la relazione tra gli intervalli temporali e la corrente media di uscita è diversa, e per capirne la correlazione è necessario analizzare il circuito complessivo contemplando i meccanismi di ripartizione della corrente tra il diodo di raddrizzamento D_O e quello ausiliario D_a.

3.1.2 Applicazione al Convertitore in Esame

Si inserisce il circuito *snubber* nel convertitore in analisi. Il collegamento dei due rami ausiliari è fatto in corrispondenza del catodo dei due diodi D_1 e D_2 in modo da consentire il trasferimento di energia sui condensatori previsti nel funzionamento originario del convertitore. La Fig. 3.2 mostra i collegamenti dei componenti e il modello che sarà utilizzato nelle simulazioni attraverso PLECS®.

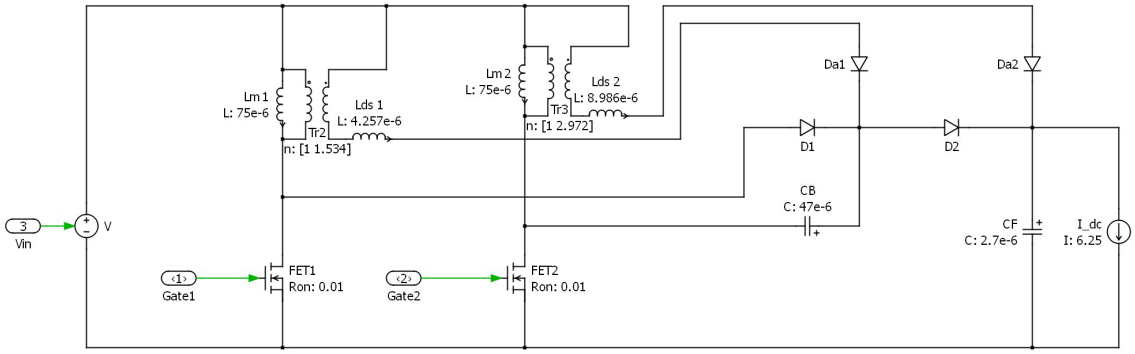


Figura 3.2 – Applicazione dello *snubber* proposto al convertitore *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco* in ambiente di simulazione PLECS®.

Al fine di garantire il corretto funzionamento, la durata della fase di azzeramento della corrente sui diodi D_1 e D_2 deve essere maggiore o uguale all'intervallo di spegnimento degli interruttori S_1 e S_2. In prima analisi si considera che il convertitore lavori con un *duty-cycle* superiore a 0.5.

Il funzionamento con corrente discontinua nei diodi di raddrizzamento principale non viene analizzata perché in tali condizioni di funzionamento converrebbe utilizzare il convertitore direttamente in modalità DCM, senza *snubber*.

Con osservazioni simili a quelle fatte per il convertitore *boost*, l'inserimento dei due *snubber* nel circuito non modifica i livelli di tensione sui due condensatori C_B e C_F. Infatti, il bilancio di tensione sull'induttanza L_{m1} porge per il condensatore C_B la stessa relazione di tensione del caso senza *snubber*, corrispondente al rapporto di conversione di un convertitore *boost* e che consente di mantenere il condensatore C_B carico ad una tensione pari a metà di quella di uscita. Di conseguenza, anche le tensioni che sollecitano L_{m2} durante le commutazioni non cambiano e la tensione sul condensatore C_F non subisce variazioni. Il rapporto di conversione atteso per il convertitore è quindi lo stesso di quello di partenza.

La differenza nel funzionamento del circuito causata dalla variazione topologica si manifesta sotto un altro punto di vista: la diversa ripartizione della corrente nel circuito introdotta dagli *snubber* causa nel condensatore C_B, durante la fase di spegnimento dell'interruttore S_1, uno squilibrio tra la carica introdotta e quella estratta, almeno transitoriamente. Il condensatore C_B è quindi caricato in misura maggiore di quanto è scaricato, e ciò corrisponde ad instaurare una corrente media positiva che tende a farne aumentare la tensione ai capi. L'effetto risultante è uno sbilanciamento della distribuzione della corrente nelle due induttanze L_{m1} e L_{m2}, che invece nel funzionamento originario è esattamente ripartita a metà. Si osservi infatti che l'energia immagazzinata dall'induttanza L_{m1} durante l'intervallo di carica si riversa completamente sul condensatore C_B attraverso i diodi D_1 e D_{a1} in corrispondenza della fase di spegnimento di S_1, insieme al contributo della sorgente di ingresso. Data la simmetria del circuito, questa energia è pari a quella immagazzinata dall'induttanza L_{m2} nella rispettiva fase di carica. L'apertura dell'interruttore S_2 ne provoca la scarica tramite i diodi D_{a2} e la serie di C_B e del diodo D_2, con erogazione di energia anche dalla sorgente di ingresso. La deviazione introdotta dal diodo D_{a2} riduce la corrente di scarica del condensatore C_B, che di conseguenza incrementa la propria tensione.

La maggiore tensione del condensatore C_B riduce la variazione di corrente nell'induttanza L_{m2} durante l'intervallo di scarica, mentre la incrementa nell'induttanza L_{m1}. Si favorisce così l'aumento di corrente media su L_{m2} e la riduzione di quella su L_{m1}.

Il fenomeno è transitorio in quanto, come detto prima, nel funzionamento a regime la tensione sul condensatore C_B è la stessa del convertitore senza *snubber*, ma è sufficiente per modificare la ripartizione della corrente nei due rami di ingresso del circuito durante il funzionamento. Il punto di equilibrio è raggiunto in quanto se la corrente che attraversa L_{m2} aumenta, lo stesso avviene per quella che scarica il condensatore C_B durante la fase di apertura dell'interruttore S_2, mentre la corrente su L_{m1} è diminuita e quindi il condensatore C_B è caricato meno di quanto è scaricato, inversamente a prima. L'incremento iniziale di tensione è così compensato ed il condensatore è riportato al valore di regime atteso per il funzionamento.

Nota: in questa fase potrebbe esserci anche il contributo di uno sbilanciamento su C_F con conseguente riduzione di tensione ai suoi capi che favorirebbe il fenomeno appena descritto.

3.1.3 Dimensionamento e Simulazione

Nell'articolo proposto dagli autori ([19, Zhao *et al.*]) le formule di dimensionamento dello *snubber* sono mostrate per l'applicazione al convertitore *boost* tradizionale. Di seguito esse saranno adattate al caso del convertitore in esame.

Sono proposte due condizioni che impongono contemporaneamente che la corrente di ciascun diodo di raddrizzamento principale del convertitore si azzeri in un tempo pari alla durata dell'intervallo di spegnimento del relativo interruttore, in modo da mantenere il convertitore in funzionamento CCM, e che la derivata di corrente sui diodi ausiliari sia sufficientemente bassa per contenerne gli effetti di *reverse-recovery*.

Nella seguente analisi si calcolano i valori corrispondenti ai due punti di lavoro con tensione di ingresso di 25V e 50V, e si analizza solo il caso con tensione di ingresso più bassa. Si noti che la variazione del punto di lavoro può portare il funzionamento del convertitore in modalità DCM, cioè con corrente discontinua sui diodi di raddrizzamento principali. Un adeguato dimensionamento deve contemplare la variazione delle condizioni operative in modo da garantire la modalità scelta in partenza. Il risultato sarà che in alcune condizioni la corrente sui diodi non si azzera del tutto, ma l'effetto di *reverse-recovery* è comunque alleviato e il rapporto di conversione mantenuto.

Per quanto riguarda il valore iniziale di corrente $I_{D1_{t_0}}$, per quanto detto sullo sbilanciamento delle correnti si ipotizza che la ripartizione delle due sia in proporzione $40\% - 60\%$ della corrente media di ingresso. La determinazione teorica esatta richiede la conoscenza dei valori del rapporto spire e dell'induttanza di dispersione, che sono obiettivo di questo dimensionamento, e perciò il procedimento di valutazione diventerebbe ricorsivo.

Dimensionamento dello *snubber* per l'interruttore S_1

Si definiscono:

- $I_{D1_{t_0}}$ il valore di corrente da azzerare entro l'intervallo di spegnimento dell'interruttore S_1, cioè il valore della corrente iniziale nella conduzione del diodo D_1
- V_{C_B} la tensione sul condensatore C_B a regime
- T_S il periodo di commutazione
- N_1 il rapporto spire del mutuo induttore L_1

- L_{d1} il valore dell'induttanza di dispersione al secondario del mutuo induttore L_1

La prima condizione che deve essere verificata per non azzerare la corrente sul diodo di raddrizzamento principale prima della riaccensione dell'interruttore è la seguente:

$$N_1 \frac{(V_{C_B} - V_{IN})(N_1 - 1)}{L_{d1}}(1 - D)T_S \geq I_{D1_{t_0}} \tag{3.1}$$

da cui

$$L_{d1} \leq N_1 \frac{(V_{C_B} - V_{IN})(N_1 - 1)}{I_{D1_{t_0}}}(1 - D)T_S \tag{3.2}$$

La seconda condizione riguardante la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi richiede (si consideri che il valore suggerito dagli autori è di $100\frac{A}{\mu s}$, mentre qui se ne pone la metà):

$$\frac{dI_{Da1}}{dt} = \frac{V_{C_B} + V_{IN}(N_1 - 1)}{L_{d1}} \leq 50\frac{A}{\mu s} \tag{3.3}$$

da cui

$$L_{d1} \geq \frac{V_{C_B} + V_{IN}(N_1 - 1)}{50\frac{A}{\mu s}} \tag{3.4}$$

Imponendo la contemporanea validità delle due disequazioni si ricavano i valori del rapporto spire N_1 del mutuo induttore e dell'induttanza di dispersione L_{d1}. I risultati ottenuti dalla soluzione del sistema (si vedano i fogli MathCad® allegati in Appendice C) sono:

$$N_1 = 1.514 \text{ e } L_{d1} = 4.257\mu H \text{ per } V_{IN} = 25V \text{ e } I_{D1_{t_0}} = 40A$$
$$N_1 = 1.345 \text{ e } L_{d1} = 4.345\mu H \text{ per } V_{IN} = 50V \text{ e } I_{D1_{t_0}} = 40A$$

Dimensionamento dello *snubber* per l'interruttore S_2

Si definiscono:

- $I_{D2_{t_0}}$ il valore di corrente da azzerare entro l'intervallo di spegnimento dell'interruttore S_2, cioè il valore della corrente iniziale nella conduzione del diodo D_2

- V_{OUT} la tensione sul condensatore di uscita a regime

- T_S il periodo di commutazione

- N_2 il rapporto spire del mutuo induttore L_2

- L_{d2} il valore dell'induttanza di dispersione al secondario del mutuo induttore L_2.

La prima condizione che deve essere verificata è la seguente

$$N_2 \frac{(V_{C_B} - V_{IN})N_2 - (V_{OUT} - V_{IN})}{L_{d2}}(1-D)T_S \geq I_{D2T0} \tag{3.5}$$

da cui

$$L_{d2} \leq N_2^2 \frac{(V_{C_B} - V_{IN}) - (V_{OUT} - V_{IN})}{I_{D2T0}}(1-D)T_S \tag{3.6}$$

La seconda condizione richiede

$$\frac{dI_{Da2}}{dt} = \frac{V_{OUT} + V_{IN}(N_2 - 1)}{L_{d2}} \leq 50\frac{A}{\mu s} \tag{3.7}$$

da cui

$$L_{d2} \geq \frac{V_{OUT} + V_{IN}(N_2 - 1)}{50\frac{A}{\mu s}} \tag{3.8}$$

Imponendo la contemporanea validità delle due disequazioni si ricavano i valori del rapporto spire N_2 del mutuo induttore e dell'induttanza di dispersione L_{d2}.

I risultati ottenuti dalla soluzione del sistema (si vedano i fogli MathCad® allegati in Appendice C) sono:

$$N_2 = 2.972 \text{ e } L_{d2} = 8.986\mu H \text{ per } V_{IN} = 25V \text{ e } I_{D2T0} = 60A \; N_2 = 2.882 \text{ e } L_{d2} = 9.882\mu H \text{ per } V_{IN} = 50V \text{ e } I_{D2T0} = 60A$$

Simulazione del circuito

Utilizzando i valori calcolati si simula attraverso PLECS® il funzionamento del circuito. Le previsioni sul comportamento del circuito sono corrette, come visibile dalle forme d'onda riportate nelle Figg. 3.3 e 3.4.

A parte una lieve differenza nei tempi di azzeramento delle correnti nei diodi D_1 e D_2 stimati, è possibile verificare che la tensione media sui condensatori C_B e C_F corrisponde a quella del convertitore originale in assenza degli *snubber*.

Tramite il simulatore si calcolano i valori medi della corrente sulle induttanze L_{m1} e L_{m2}, che risultano rispettivamente 40.6A e 64.7A. Lo squilibrio previsto per le correnti sui due rami di ingresso è quindi verificato.

Osservando il dettaglio delle forme d'onda riportate nelle Figg. 3.5 e 3.6 è possibile verificare che la corrente nei due diodi D_1 e D_2 si azzera nei tempi previsti, ed è possibile

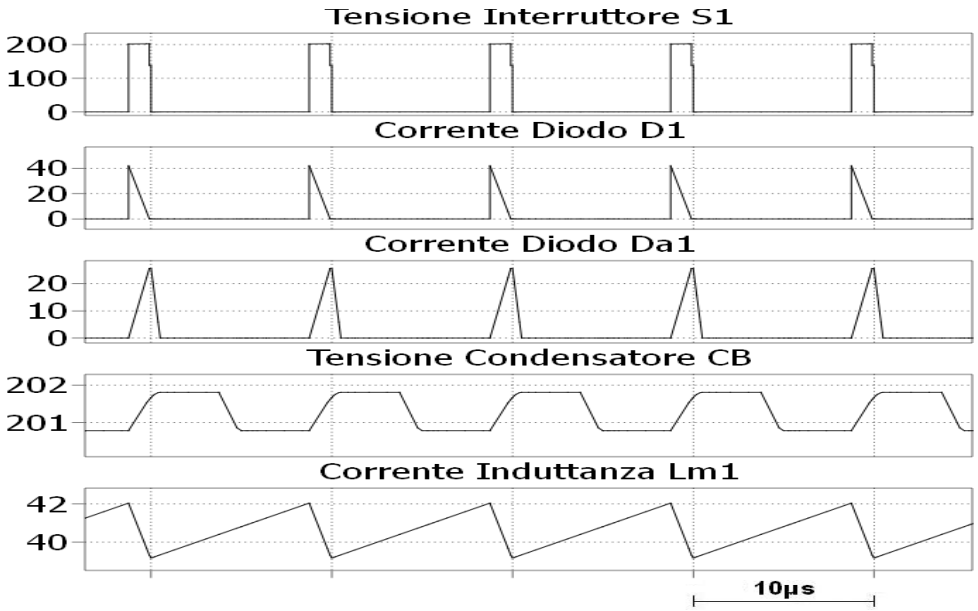


Figura 3.3 – Risultati di simulazione per le principali grandezze dei componenti dello *snubber* applicato all'interruttore S_1. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

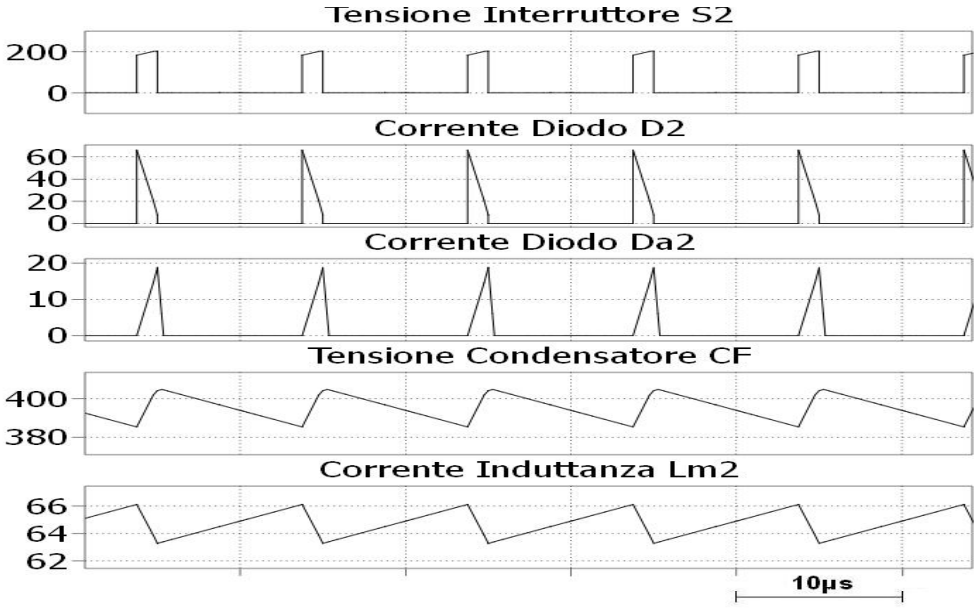


Figura 3.4 – Risultati di simulazione per le principali grandezze dei componenti dello *snubber* applicato all'interruttore S_2. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

calcolare la derivata di corrente in corrispondenza dello spegnimento dei diodi ausiliari D_{a1} e D_{a2} corrispondente al valore di $50\frac{A}{\mu s}$.

Nella Fig. 3.5, lo scalino visibile sulla tensione di sollecitazione dell'interruttore S_1 è indice del passaggio in funzionamento DCM del convertitore. Aggiustando i valori ottenuti dal dimensionamento è possibile evitare questa modalità di funzionamento.

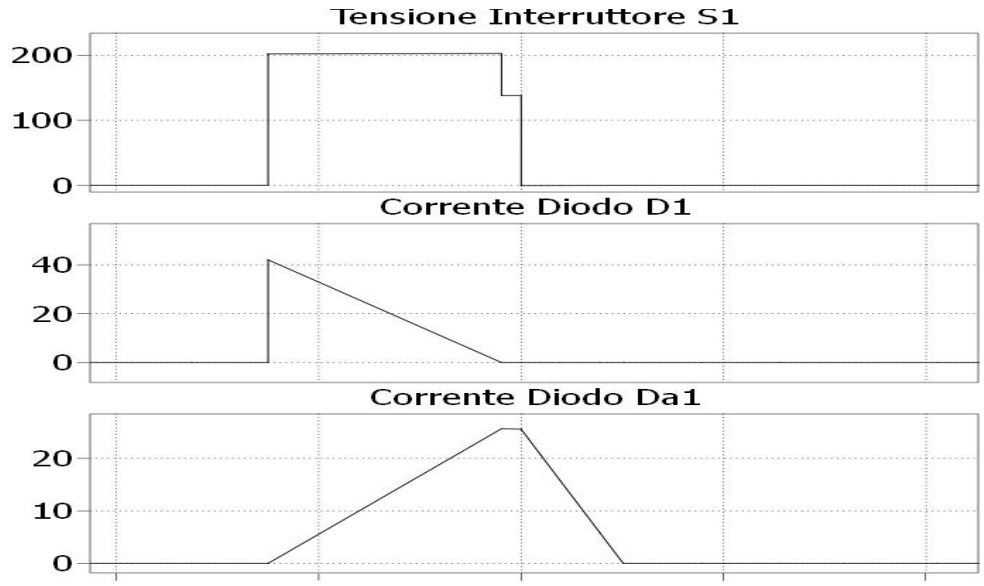


Figura 3.5 – Dettaglio dell'evoluzione della tensione di blocco dell'interruttore e della corrente sui diodi per il primo *snubber*.

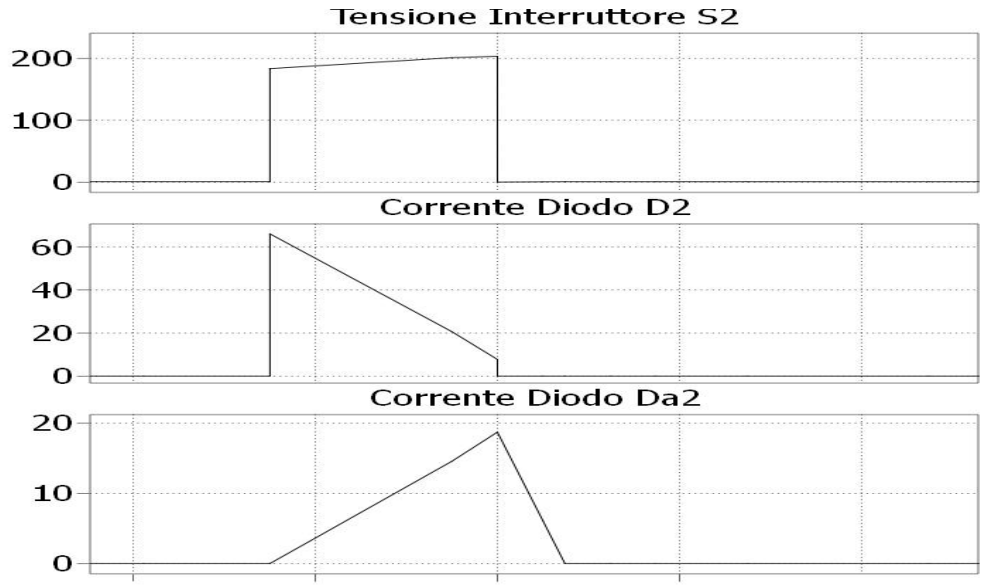


Figura 3.6 – Dettaglio dell'evoluzione della tensione di blocco dell'interruttore e della corrente sui diodi per il secondo *snubber*.

Nella Fig. 3.6 si nota che la corrente nel diodo D_2 non si azzera totalmente. In questo caso l'effetto di *reverse-recovery* sul diodo è comunque ridotto in quanto la corrente che attraversa il diodo nell'istante di commutazione è bassa. Variando i valori dimensionati è possibile correggere tale effetto completamente.

L'effetto dello *snubber* è anche quello di consentire ai due interruttori di effettuare la commutazione di accensione a tensione nulla (ZVS). La commutazione di spegnimento

non risente però di miglioramenti. La sollecitazione in tensione degli interruttori è la stessa visto nel circuito senza *snubber*.

Per quanto riguarda i diodi, la sollecitazione di tensione dei diodi di raddrizzamento principali non cambia, mentre i diodi ausiliari sono sottoposti ad una tensione inversa pari a quella dichiarata dagli autori in [19] e corrispondente a $V_{Da_{1,2}} = V_{OUT} + V_{IN}(N-1)$.

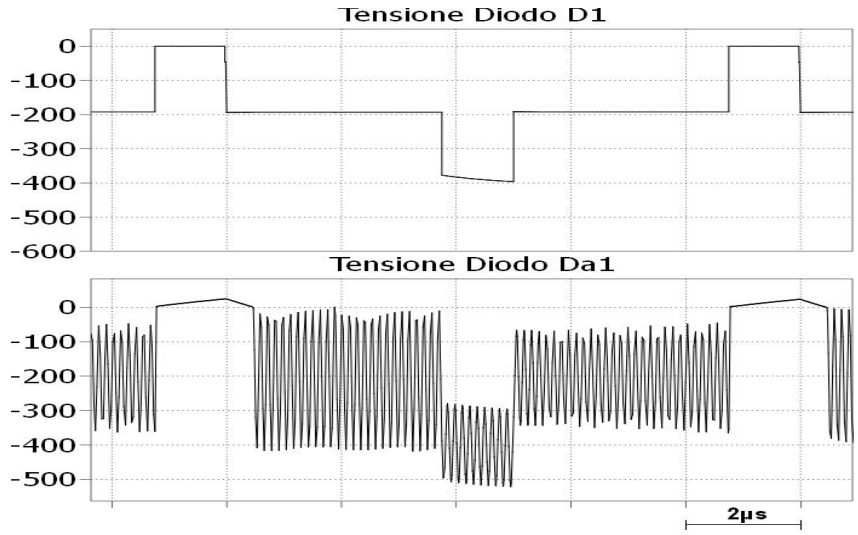


Figura 3.7 – Evoluzione della risonanza ai capi del diodo D_{a1}. I valori di tensione sono espressi in Volt. Il diodo D_{a1} raggiunge una tensione inversa massima pari a 528V.

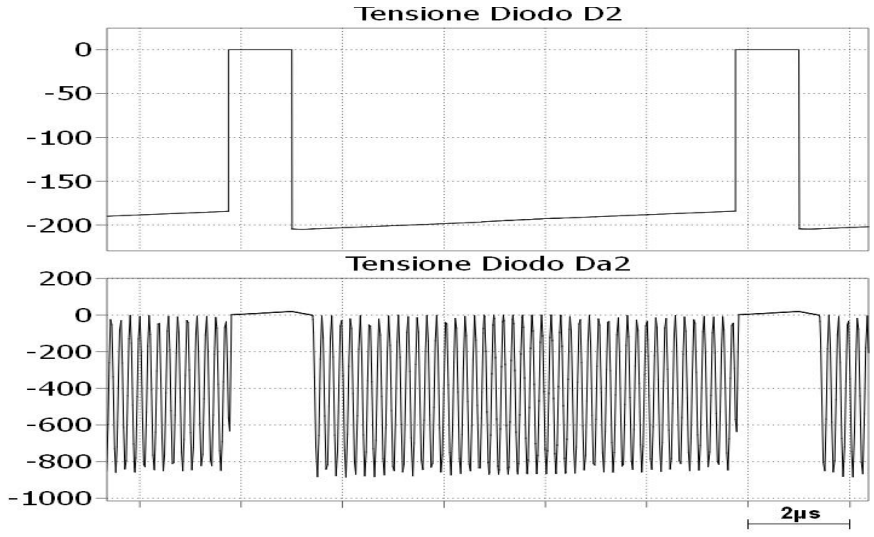


Figura 3.8 – Evoluzione della risonanza ai capi del diodo D_{a2}. I valori di tensione sono espressi in Volt. Il diodo D_{a2} risente di un gradino di tensione maggiore rispetto a D_{a1} che porta l'oscillazione ad un valore massimo di 885V.

La differenza rispetto al dimensionamento dei diodi principali è modesta. Il problema della sollecitazione in tensione nasce a causa della risonanza tra la capacità parassita dei diodi e l'induttanza di dispersione dei mutui induttori. Il comportamento dei due diodi

D_{a1} e D_{a2} è però differente. Si osserva dai risultati di simulazione riportati nelle Figg. 3.7 e 3.8 che i salti di tensione che innescano le risonanze sono diversi nei due casi. L'impiego di un circuito di *clamp* dissipativo è quindi necessario.

3.1.4 Conclusioni

Si riassumono i vantaggi e gli svantaggi del circuito di *snubber* analizzato.

Vantaggi

- i componenti richiesti per la realizzazione dello *snubber* sono un diodo e un mutuo induttore al posto dell'induttore tradizionale del convertitore *boost*
- gli effetti di *reverse-recovery* dei diodi di raddrizzamento del convertitore sono eliminati o quantomeno alleviati
- la commutazione di accensione di ciascun interruttore avviene in modalità ZVS
- l'inserimento degli *snubber* non modifica sensibilmente il rapporto di conversione del convertitore se il funzionamento è mantenuto nelle condizioni illustrate in questa sezione

Svantaggi

- la modifica circuitale introdotta dagli *snubber* causa lo sbilanciamento delle correnti sui rami di ingresso del circuito, che in origine erano automaticamente bilanciate senza la necessità di circuiti esterni
- la risonanza che ha luogo tra l'induttanza di dispersione dei mutui induttori e la capacità parassita dei diodi ausiliari è causa di sovratensioni che impongono l'utilizzo di circuiti di *clamp* dissipativi nel circuito, con conseguente aumentano di costo, complessità e riduzione dell'affidabilità. Inoltre si introduce rumore in alta frequenza

Nonostante i vantaggi offerti da questa soluzione, la complicazione inserita nel circuito originale e soprattutto la perdita della funzione di ripartizione automatica della corrente di ingresso sono motivo di esclusione di questo circuito di *snubber* per l'inserimento nel convertitore oggetto di questo lavoro.

3.2 Snubber Realizzato con Induttore

3.2.1 Descrizione del Funzionamento

La variazione topologica del circuito in esame consiste nell'inserimento dell'induttore L_S e del diodo ausiliario D_3, con l'obiettivo di realizzare commutazioni di accensione ZCS e alleviare i problemi di *reverse-recovery* sui diodi di raddrizzamento D_1 e D_2.
La Fig. 3.9 rappresenta lo schema elettrico della soluzione proposta.

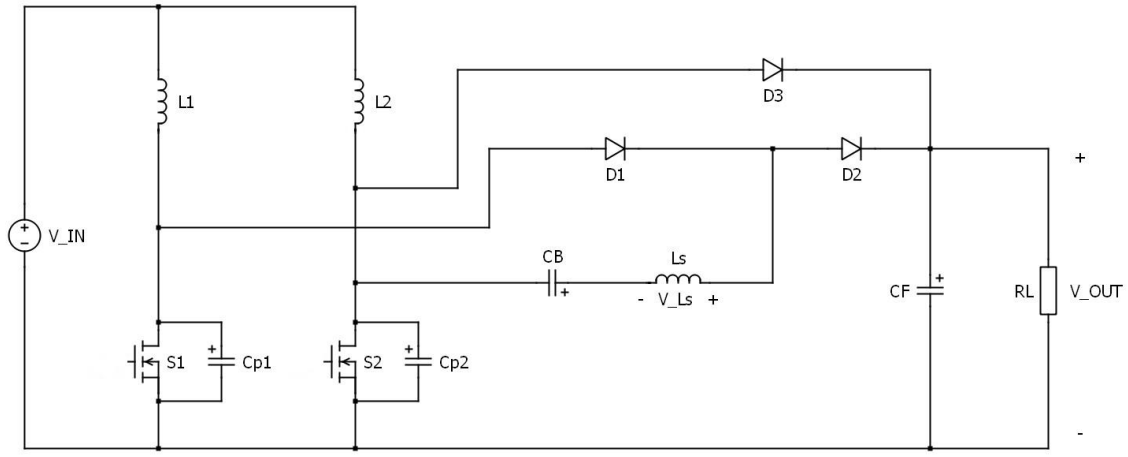


Figura 3.9 – Schema elettrico del convertitore in analisi dopo l'inserzione dello *snubber* realizzato con induttore.

Di seguito si analizza il funzionamento a regime del convertitore per valori di *duty-cycle* maggiori o minori di 0.5.

Funzionamento con *duty-cycle* maggiore di 0.5

Si considerino il convertitore a regime con *duty-cycle* maggiore di 0.5, l'induttore L_S inizialmente scarico e i due interruttori S_1 e S_2 accesi. Il condensatore C_B sia carico a metà della tensione di uscita sostenuta dal condensatore C_F. In questa configurazione i due induttori L_1 e L_2 sono caricati dalla sorgente di alimentazione di ingresso mentre i tre diodi D_1, D_2 e D_3 sono polarizzati inversamente.

In corrispondenza del comando di spegnimento dell'interruttore S_1 la tensione sulla capacità parassita C_{p1} sale fino al valore della tensione di uscita, polarizzando direttamente i diodi D_1 e D_2. La corrente dell'induttore L_1 si riversa inizialmente sul condensatore C_F, in quanto l'induttanza L_S è scarica e non vi può essere una variazione a gradino della corrente che la attraversa. Gradualmente l'interruttore S_1 si spegne completamente e

rimane sottoposto alla piena tensione di uscita. La conduzione dei due diodi scaturisce sull'induttore L_S una tensione positiva (pari a metà della tensione di uscita) che ne fa incrementare la corrente. Quando il valore di corrente che attraversa L_S è uguale a quello che scorre sulla serie di L_1 e D_1, il diodo D_2 si interdice e la corrente dell'induttore L_1 circola attraverso il condensatore C_B, come nel funzionamento originario. Il condensatore C_B è così ricaricato e il diodo D_2 viene spento con derivata di corrente controllata, imposta dal valore dell'induttanza L_S.

Alla successiva accensione dell'interruttore S_1 la tensione sulla capacità parassita dello stesso si azzera senza vincoli. Il diodo D_1 è mantenuto in conduzione dal ricircolo di corrente attraverso L_S, ai cui capi si instaura una tensione negativa (pari a metà della tensione di uscita) che riduce gradualmente la corrente che lo attraversa. Contemporaneamente, la corrente che scorre sull'interruttore S_1 aumenta, fino ad eguagliare quella dell'induttore L_1 e riprenderne la fase di carica. La commutazione dell'interruttore è avvenuta in modalità ZCS. Il diodo D_1 viene spento con derivata di corrente controllata, e quindi contro-polarizzato così come lo sono i diodi D_2 e D_3. I due interruttori contemporaneamente accesi consentono nuovamente di immagazzinare energia negli induttori L_1 e L_2.

Successivamente inizia lo spegnimento dell'interruttore S_2, la cui capacità parassita C_{p2} sale in tensione fino al valore di uscita del convertitore, e polarizza direttamente i diodi D_2 e D_3. La corrente sull'interruttore si azzera fino a spegnerlo completamente, scorrendo inizialmente verso l'uscita attraverso il diodo D_3. Ai capi dell'induttore L_S si manifesta una tensione negativa (rispetto alla convenzione di segno usata) che fa crescere la corrente che lo attraversa.

La corrente dell'induttore L_2 è quindi ripartita tra il diodo D_3 e il ramo formato da $C_B - L_S - D_2$. Quando la corrente su questo ramo eguaglia la corrente che scorre sull'induttore L_2, il diodo D_3 si spegne e si ripete la fase di scarica di L_2 attraverso il condensatore C_B, trasferendo energia al condensatore di uscita C_F come avviene nella topologia originaria.

Alla riaccensione dell'interruttore S_2 la tensione ai suoi capi si azzera e impone all'induttore L_S una tensione positiva (rispetto alla convenzione di segno usata) che ne fa ridurre la corrente che lo attraversa. Anche in questo caso la commutazione avviene in modalità ZCS. Contemporaneamente aumenta la corrente sull'interruttore S_2 fino al va-

lore sull'induttore L_2 e il diodo D_2 si spegne gradualmente. Riprende così la fase di carica dell'induttore L_2 e un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

Si osservi che eventuali risonanze innescate durante le commutazioni dalla serie dell'induttanza L_S e delle capacità parassite dei diodi di raddrizzamento D_1 e D_2 sono limitate in ampiezza al valore di tensione di uscita, grazie al *clamping* realizzato dai diodi stessi.

Osservazioni

A regime il condensatore C_B è carico ad una tensione pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$ come nel convertitore di partenza. Ciò è confermato dal fatto che la tensione media sul diodo D_1 non risulta apprezzabilmente alterata dalla variazione di funzionamento introdotta, e corrisponde a quella media sul condensatore C_B (si osservi la maglia formata dal diodo D_1, dal condensatore C_B e dai tre induttori la cui tensione media è nulla).

La ripartizione delle correnti sui due induttori è mantenuta simmetrica e automaticamente bilanciata come nel funzionamento originario.
Nella topologia originale il condensatore C_B garantisce che la corrente media sui due induttori L_1 e L_2 sia uguale: se la corrente sull'induttore L_1 fosse maggiore di quella su L_2, allora durante il funzionamento il condensatore C_B sarebbe caricato in misura superiore di quanto sarebbe scaricato, aumentando transitoriamente la tensione ai suoi capi. Tale variazione ridurrebbe la tensione applicata all'induttore L_2 durante la scarica, mentre la aumenterebbe su L_1. La corrente su L_1 tenderebbe quindi a diminuire e quella su L_2 ad aumentare.

L'unico punto di equilibrio è dato dall'uguaglianza delle due correnti, che garantisce il bilanciamento delle fasi di carica e scarica del condensatore C_B mantenendolo a tensione costante e corrente media nulla. Lo stesso meccanismo si applica al caso in cui la corrente sull'induttore L_2 sia maggiore di quella su L_1.

La presenza dell'induttore L_S e del diodo D_3 non compromette l'efficacia di questo meccanismo in quanto introduce solo un leggero ritardo nelle commutazioni della corrente tra i vari rami coinvolti. Essendo l'induttore L_S posto in serie al condensatore C_B, nel funzionamento a regime esso deve essere attraversato da corrente media nulla, concordemente alla condizione necessaria per garantire il bilanciamento delle correnti sui due induttori L_1 e L_2.

Infine, nelle fasi di carica e scarica del condensatore C_B la caduta di tensione ai capi di L_S è trascurabile, rendendo l'induttore trasparente rispetto alla tensione del condensatore e agli effetti che questa comporta.

La modifica del circuito originario causa una variazione della tensione applicata agli induttori. Di conseguenza il rapporto di conversione atteso è diverso da quello precedente.

Funzionamento con *duty-cycle* inferiore a 0.5

Si considerino il convertitore a regime con *duty-cycle* minore di 0.5 e i due interruttori S_1 e S_2 spenti. Il condensatore C_B sia carico ad una tensione pari a DV_{OUT}, dove D è il valore del *duty-cycle*. In questa fase i due induttori L_1 e L_2 si stanno scaricando verso il condensatore di uscita C_F attraverso rispettivamente il diodo D_1 e la serie $C_B - L_S - D_2$. L'induttore L_S è quindi attraversato dalla corrente di scarica di L_2. Il diodo D_3 è contro-polarizzato.

All'accensione dell'interruttore S_1 il diodo D_1 si spegne e inizia la fase di carica dell'induttore L_1. L'induttore L_S non ha effetti sulla commutazione dell'interruttore, che avviene in modalità *hard-switching*. Il diodo D_2 rimane in conduzione per proseguire la scarica di L_2 attraverso il ramo $C_B - L_S$.

Successivamente, l'interruttore S_1 è di nuovo spento, la capacità parassita C_{p1} si carica fino al valore di tensione in uscita portando il diodo D_1 in conduzione e facendo scaricare l'energia immagazzinata nell'induttore L_1 sul condensatore C_F. Contemporaneamente L_2 continua a scaricarsi.

Dopo questo intervallo, il comando di accensione dell'interruttore S_2 azzera la tensione sulla capacità parassita C_{p2} e instaura una tensione positiva ai capi dell'induttore L_S di valore pari a $V_{OUT}(1 - D)$. I diodi D_1 e D_2 sono ancora in conduzione grazie alla fase di scarica dell'induttore L_1 mentre il diodo D_2 consente il passaggio della differenza tra la corrente dell'induttore L_1 e quella sul ramo $C_B - L_S$. La corrente sull'induttore L_S inizia a crescere fino a raggiungere il valore che scorre sulla serie di L_1 e D_1, condizione nella quale il diodo D_2 si spegne e tutta la corrente nell'induttore L_1 fluisce sul condensatore C_B per ricaricarlo, come avviene nel convertitore originale. L'induttore L_2 è nuovamente sottoposto alla fase di carica.

In questa commutazione la corrente si richiude attraverso l'interruttore S_2 che realizza così l'accensione in modalità ZCS. Il diodo D_2 è spento con derivata di corrente controllata

attraverso il valore dell'induttanza L_S e può presentare effetti di *reverse-recovery* ridotti.

Allo spegnimento dell'interruttore S_2 la capacità parassita C_{p2} si carica fino a polarizzare direttamente il diodo D_3, sollecitando l'interruttore con la piena tensione di uscita. Contemporaneamente si polarizza direttamente anche il diodo D_2 che consente alla corrente dell'induttore L_1 di scorrere verso l'uscita. La corrente che scorre sull'induttore L_2 non può circolare sul ramo $C_B - L_S$ in quanto questo è sede di una corrente di segno opposto sostenuta dall'induttore L_S.
Per entrambe le correnti l'unica via di richiusura è il diodo D_3, che conduce la somma delle due. Contemporaneamente, tale configurazione instaura ai capi dell'induttore L_S una tensione negativa pari a DV_{OUT} che ne fa decrescere la corrente (si osservi che la pendenza di questa corrente è inferiore a quella di carica di L_S dato che vale sempre la disuguaglianza $V_{OUT}(1-D) > DV_{OUT}$).

Quando questa corrente si inverte ed eguaglia il valore che scorre sull'induttore L_2, il diodo D_3 si spegne (anche in questo caso con derivata controllata) e la fase di scarica dell'induttore L_2 prosegue attraverso il condensatore C_B e il diodo D_2, come nella configurazione originale. L'induttore L_1 continua la sua fase di scarica esclusivamente verso il condensatore di uscita C_F attraverso la serie dei diodi D_1 e D_2. In questa condizione i due induttori si scaricano contemporaneamente e si ritorna alla fase iniziale del ciclo di funzionamento.

Nel caso in cui al momento della riaccensione dell'interruttore S_1 la corrente sull'induttanza L_S non si fosse ancora invertita, il diodo D_1 rimane in conduzione per un intervallo di tempo sufficiente a far circolare tale corrente.

L'induttore L_1 inizia comunque a caricarsi. La tensione applicata all'induttore L_S è in questo caso maggiore e ne velocizza la scarica. Invertita la corrente su L_S, il diodo D_1 si interdice e l'induttore L_1 prosegue nella fase di carica.

Quando la corrente su L_S eguaglia quella dell'induttore L_2, il diodo D_3 si interdice ed L_2 prosegue la scarica come nel funzionamento originale. Il rapporto di conversione non dovrebbe essere sensibilmente alterato da questa differenza nel funzionamento, in quanto l'intervallo ha durata breve e il valore della tensione applicata su entrambi gli induttori L_1 e L_2 non è modificato. Successivamente un nuovo ciclo di commutazione ha inizio.

A regime il condensatore C_B è carico ad una tensione media pari a DV_{OUT} come nel convertitore di partenza. Tale tensione corrisponde a quella media sul diodo D_1, sollecitato

dalla tensione di uscita solo per un intervallo di tempo pari all'accensione dell'interruttore S_1, in quanto sui tre induttori la tensione media a regime è nulla.

Anche in questo caso il rapporto di conversione atteso è diverso da quello precedente in quanto la modifica del circuito originario causa una variazione della tensione applicata agli induttori.

3.2.2 Effetti sul Rapporto di Conversione del Convertitore Originale

Determinazione del rapporto di conversione con *duty-cycle* maggiore di 0.5

Il rapporto di conversione risulta dal bilancio di tensione sugli induttori L_1 e L_2. Si assume che sia $L_S << L_1, L_2$.

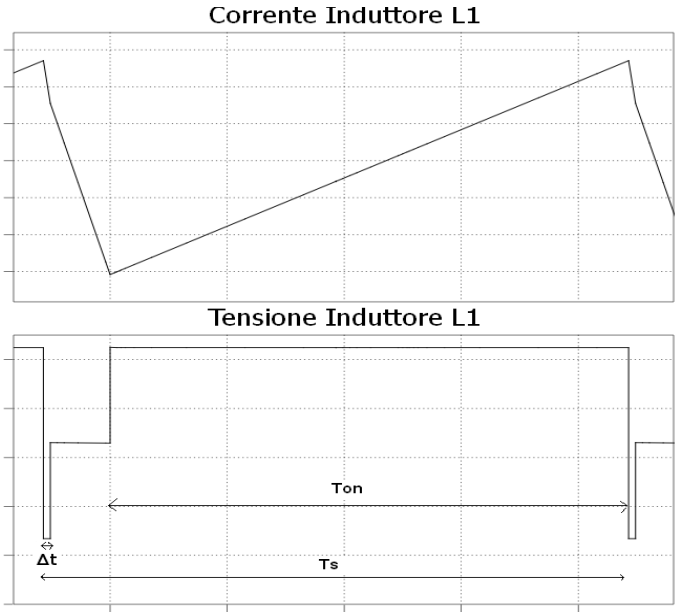


Figura 3.10 – Grandezze di riferimento per la determinazione del rapporto di conversione nel caso $D > 0.5$ in presenza dello *snubber* proposto.

Con riferimento alla Fig. 3.10, si indica con Δt l'intervallo necessario alla completa carica o scarica dell'induttore L_S.

Si definisce poi il rapporto tra tale intervallo e quello di spegnimento di ciascun interruttore come $k = \frac{\Delta t}{t_{OFF}}$ in quanto è necessario che la completa escursione di corrente nell'induttore L_S avvenga in una frazione dell'intervallo t_{OFF}. Il bilancio di tensione sugli induttori è il seguente:

Induttore L_1:

$$V_{IN}t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN})\Delta t + (V_{C_B} - V_{IN})(t_{OFF} - \Delta t) \tag{3.9}$$

Sostituendo $\Delta t = kt_{OFF}$ si ottiene:

$$V_{IN}t_{ON} = kV_{OUT}t_{OFF} - kV_{IN}t_{OFF} + t_{OFF}(V_{C_B} - V_{IN})(1 - k) \tag{3.10}$$

da cui

$$V_{IN}t_{ON} = kV_{OUT}t_{OFF} - kV_{IN}t_{OFF} + V_{C_B}t_{OFF} - V_{IN}t_{OFF} - kV_{C_B}t_{OFF} + kV_{IN}t_{OFF} \tag{3.11}$$

Ipotizzando che $V_{OUT} = 2V_{C_B}$ si ha:

$$V_{IN}t_{ON} = 2kV_{C_B}t_{OFF} - kV_{IN}t_{OFF} + V_{C_B}t_{OFF} - V_{IN}t_{OFF} - kV_{C_B}t_{OFF} + kV_{IN}t_{OFF} \tag{3.12}$$

da cui risulta

$$V_{IN}t_{ON} + V_{IN}t_{OFF} = kV_{C_B}t_{OFF} + V_{C_B}t_{OFF} \tag{3.13}$$

Infine si ottiene:

$$\frac{V_{C_B}}{V_{IN}} = \frac{1}{1+k}\frac{1}{1-D}\ ,\ D > 0.5. \tag{3.14}$$

Il risultato dimostra che l'inserimento dell'induttore L_S riduce la tensione sul condensatore C_B.

Induttore L_2:

$$V_{IN}t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN})\Delta t + (V_{OUT} - V_{C_B} - V_{IN})(t_{OFF} - \Delta t) \tag{3.15}$$

Sostituendo $\Delta t = kt_{OFF}$ e ipotizzando che $V_{C_B} = \frac{V_{OUT}}{2}$ si ottiene:

$$V_{IN}t_{ON} = kV_{OUT}t_{OFF} - kV_{IN}t_{OFF} + t_{OFF}(\frac{V_{OUT}}{2} - V_{IN})(1 - k) \tag{3.16}$$

da cui

$$V_{IN}t_{ON} = kV_{OUT}t_{OFF} - kV_{IN}t_{OFF} + \frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} - V_{IN}t_{OFF} - k\frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} + kV_{IN}t_{OFF} \tag{3.17}$$

Risulta:

$$V_{IN}t_{ON} = k\frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} + \frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} - V_{IN}t_{OFF} \tag{3.18}$$

da cui si ottiene:

$$V_{IN}t_{ON} + V_{IN}t_{OFF} = k\frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF} + \frac{V_{OUT}}{2}t_{OFF}. \tag{3.19}$$

Infine:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1+k}\frac{2}{1-D}\ ,\ D > 0.5. \tag{3.20}$$

Il risultato dimostra che l'inserimento dell'induttore L_S riduce il rapporto di conversione originario. Inoltre conferma che a regime il condensatore C_B è sottoposto ad una tensione pari a metà di quella di uscita.

Nota: il valore del parametro k dovrà essere mantenuto più basso possibile al fine di non discostarsi troppo dai valori di tensione originari previsti nel convertitore. Nel seguito si considera $k = 0.1$.

Determinazione del rapporto di conversione con *duty-cycle* inferiore a 0.5

Si ricava il rapporto di conversione dal bilancio di tensione sull'induttore L_1.

Con riferimento alla Fig. 3.11, si indica con Δt l'intervallo necessario alla completa escursione della corrente nell'induttore L_S in corrispondenza dell'accensione dell'interruttore S_2, dato che in questa fase la tensione sull'induttore L_1 è modificata rispetto al convertitore originale e consente di determinare la conseguente variazione sul rapporto di conversione.

Si definisce il rapporto tra tale intervallo e quello di accensione di ciascun interruttore come $g = \frac{\Delta t}{t_{ON}}$, in quanto è necessario che tale escursione di corrente avvenga completamente in una frazione dell'intervallo t_{ON} al fine di discostarsi il meno possibile dal funzionamento originario.

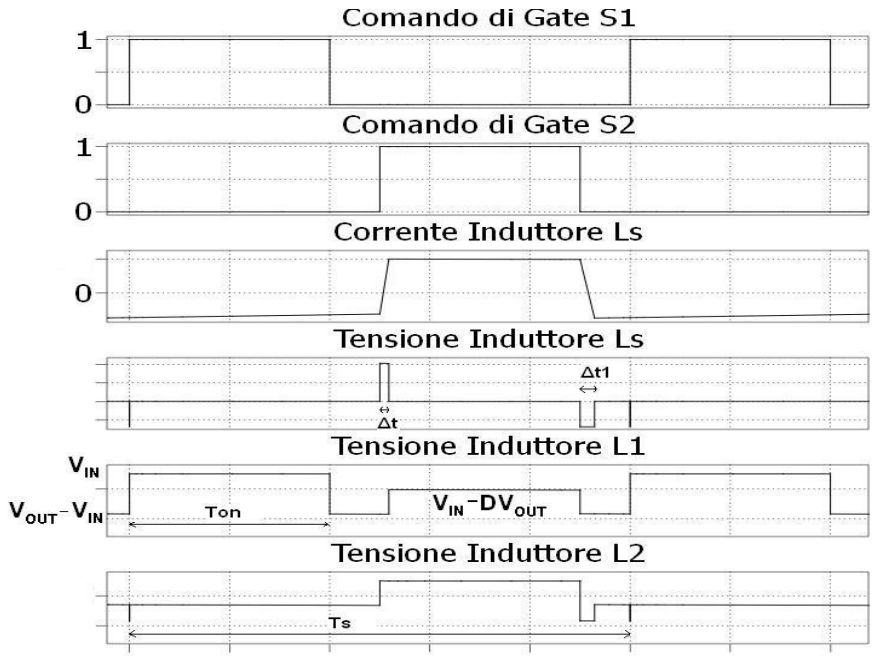


Figura 3.11 – Grandezze di riferimento per la determinazione del rapporto di conversione nel caso $D < 0.5$ in presenza dello *snubber* proposto.

Il bilancio di tensione sull'induttore L_1 è il seguente:

$$V_{IN}t_{ON} + (V_{IN} - DV_{OUT})(t_{ON} - \Delta t) = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - 2t_{ON} + \Delta t) \tag{3.21}$$

Sostituendo $\Delta t = gt_{ON}$ si ottiene:

$$V_{IN}t_{ON} + (V_{IN} - DV_{OUT})(t_{ON} - gt_{ON}) = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - 2t_{ON} + gt_{ON}) \tag{3.22}$$

da cui

$$(2V_{IN} - DV_{OUT})t_{ON} - g(V_{IN} - DV_{OUT})t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - (g-2)t_{ON}) \tag{3.23}$$

Ponendo $t_{ON} = DT_S$ si ha:

$$(2V_{IN} - DV_{OUT})DT_S - g(V_{IN} - DV_{OUT})DT_S = (V_{OUT} - V_{IN})(T_S - (g-2)DT_S) \tag{3.24}$$

da cui risulta:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2D - gD + 1 + (g-2)D}{1 + D^2 - gD^2 + (g-2)D} = \frac{1}{1 - 2D + D^2 + gD - gD^2} \tag{3.25}$$

Infine:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{(1-D)^2}\frac{1}{1+g\frac{D}{(1-D)}} \ , \ D < 0.5. \tag{3.26}$$

Il risultato dimostra che l'inserimento dell'induttore L_S riduce il rapporto di conversione originario.

Verifica del bilancio di tensione sull'induttore L_2

Si indica con $\Delta t1$ l'intervallo di conduzione del diodo D_3 in cui è applicata all'induttore L_2 la tensione $V_{OUT} - V_{IN}$. Si veda la Fig. 3.11 per riferimento.

Si definisce il rapporto tra tale intervallo e quello di spegnimento di ciascun interruttore come $h = \frac{\Delta t1}{t_{ON}}$.

Ripercorrendo il bilancio di tensione come in precedenza risulta:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{(1-D)^2}\frac{1}{1+h\frac{D}{(1-D)}} \ , \ D < 0.5 \tag{3.27}$$

Dato che i due rapporti di conversione ricavati devono essere uguali tra loro, è necessario che sia $g = h$, cioè il rapporto tra l'intervallo di carica dell'induttore L_S rispetto al tempo t_{ON} e quello di scarica rispetto al tempo t_{OFF} devono essere uguali.

Nel caso di accensione dell'interruttore S_1 prima dell'inversione della corrente su L_S potranno esserci leggere differenze tra i due parametri in quanto varia la durata dell'applicazione della tensione $V_{OUT} - V_{IN}$ sull'induttore L_2 e ci si aspetta una lieve riduzione del parametro h, comunque poco significativa ai fini del calcolo del rapporto di conversione.

Nota: i due rapporti di conversione calcolati nel caso $D > 0.5$ e $D < 0.5$ coincidono in corrispondenza di $D = 0.5$. Infatti in questo caso l'induttore L_S è sollecitato da una tensione pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$. La derivata di corrente su L_S è uguale a quella che si ha nel funzionamento con $D > 0.5$ e diventa $g = k$. Il rapporto $\frac{D}{(1-D)}$ è pari a 1, mentre vale l'uguaglianza $\frac{1}{(1-D)^2} = \frac{2}{(1-D)}$. Il rapporto di conversione non ha quindi discontinuità intorno al valore $D = 0.5$, così come accade nella topologia originale.

3.2.3 Dimensionamento dello Snubber

Dimensionamento dell'induttore L_S e del diodo D_3 in funzionamento con *duty-cycle* superiore a 0.5

Di seguito si presentano due possibili modi per dimensionare il valore dell'induttore L_S: il primo considera fissata la frequenza di commutazione ma non vincola la massima derivata di corrente sui diodi di raddrizzamento, il secondo impone il valore della derivata di corrente sui diodi ma modifica la frequenza di commutazione scelta in partenza.

Per entrambi i casi il valore del parametro k è scelto in base alle formule del rapporto di conversione presentate nei precedenti paragrafi.

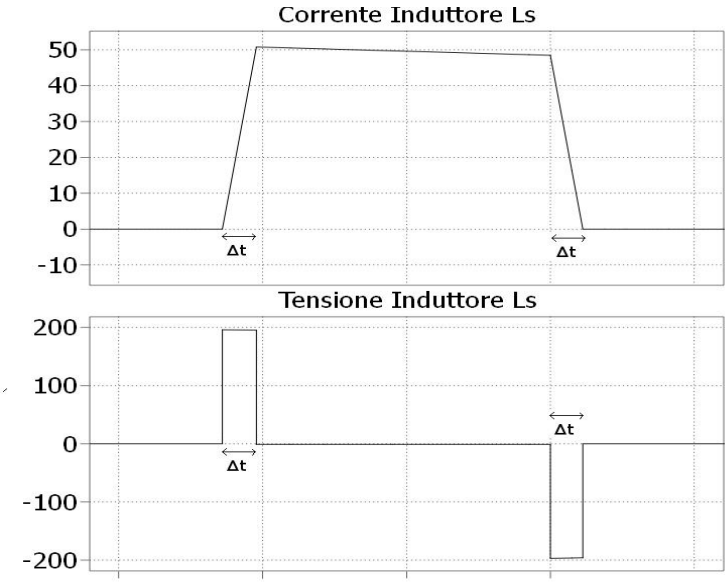


Figura 3.12 – Dettaglio di carica e scarica dell'induttorie L_S. La corrente è espressa in Ampere e la tensione in Volt.

Si definisce innanzitutto la massima derivata di corrente sui diodi di raddrizzamento in corrispondenza del loro spegnimento:

$$\frac{dI_{D_{1,2}}}{dt} = \frac{V_{OUT} - V_{C_B}}{L_S} = \frac{\Delta I_{D_{1,2}}}{\Delta t} \tag{3.28}$$

Si dimensionano i due componenti aggiuntivi in corrispondenza del punto di lavoro a minima tensione di ingresso del convertitore. In queste condizioni il *duty-cycle* del convertitore è massimo e la durata dell'intervallo di spegnimento degli interruttori t_{OFF} si riduce al minimo. Inoltre la corrente media sugli induttori è massima e a questa corrisponde la massima escursione di corrente sull'induttore L_S, oltre che al suo massimo valore efficace.

Con queste ipotesi si garantisce che la carica e la scarica dell'induttore L_S avvengano secondo i tempi desiderati anche negli altri punti di lavoro, in cui l'intervallo di spegnimento ha durata maggiore e le correnti sono inferiori. I dettagli delle grandezze che interessano l'induttore L_S sono riportati in Fig. 3.12.

Dimensionamento con frequenza di commutazione fissata

Si considerino i seguenti valori:

$$V_{IN} = 25V \qquad V_{OUT} = 400V \qquad P_{OUT} = 2.5kW \qquad f_S = 100kHz \qquad k = 0.1$$

Il valore del *duty-cycle* D risulta:

$$D = 1 - \frac{1}{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\frac{(1+k)}{2}} = 0.886 \tag{3.29}$$

L'intervallo di scarica dell'induttore L_S vale:

$$\Delta t = kt_{OFF} = k(1-D)T_S = 114ns \tag{3.30}$$

Sapendo che la variazione di corrente nell'induttanza L_S durante i transitori in esame è di 50A (valore medio di corrente su ciascun induttore L_1 e L_2) e che la tensione applicata all'induttore durante questa variazione è di 200V, si ricava il valore di L_S:

$$L_S = \frac{\Delta t(V_{OUT} - V_{C_B})}{\Delta I_{D_{1,2}}} = 456nH \tag{3.31}$$

La corrispondente derivata di corrente nei diodi risulta:

$$\frac{dI_{D_{1,2}}}{dt} = \frac{V_{OUT} - V_{C_B}}{L_S} = 440\frac{A}{\mu s} \tag{3.32}$$

Il valore efficace di corrente sull'induttore L_S è pari a:

$$I_{L_S RMS} = \sqrt{\frac{2{I_{Lavg}}^2 t_{OFF}}{T_S}} = 23.9A \tag{3.33}$$

Il valore medio di corrente su L_S è nullo. Il valore massimo che la attraversa è di 50A.

La sollecitazione massima di tensione del diodo D_3 è sempre pari alla tensione di uscita, in questo caso 400V.

La corrente massima che lo attraversa è 50A, pari a quella nell'induttore L_2, la corrente media è data da:

$$I_{D_3avg} = \frac{I_{L_2MAX}\Delta t}{2T_S} = 0.285A. \tag{3.34}$$

Verifica del punto di lavoro a massima tensione di ingresso

Con i valori precedentemente ottenuti, in corrispondenza del punto di lavoro a massima tensione di ingresso i valori di Δt e k si riducono. Infatti, con $\Delta I_{D_{1,2}} = 25A$ risulta:

$$\Delta t = \frac{\Delta I_{D_{1,2}} L_S}{(V_{OUT} - V_{C_B})} = 57ns \tag{3.35}$$

Operando alcune sostituzioni si ottiene:

$$D = 1 - \frac{1}{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\frac{(1+k)}{2}} = 0.756 \tag{3.36}$$

Infine:

$$k = \frac{\Delta t}{t_{OFF}} = 0.023 \tag{3.37}$$

Il rapporto di conversione si discosta molto poco dal valore originale. La derivata di corrente sui diodi di raddrizzamento rimane la stessa.

Il valore efficace di corrente sull'induttore L_S è ridotto a:

$$I_{L_SRMS} = \sqrt{\frac{2{I_{Lavg}}^2 t_{OFF}}{T_S}} = 17.5A. \tag{3.38}$$

Nota: la derivata di corrente ottenuta può risultare troppo elevata e non risolvere gli effetti di *reverse-recovery* sui diodi di raddrizzamento. In tal caso rimane il vantaggio della commutazione ZCS negli interruttori in accensione.

Dimensionamento con derivata di corrente fissata e frequenza variabile

Si consideri il punto di lavoro del dimensionamento precedente ad eccezione del valore di frequenza di commutazione. La corrente all'istante iniziale della conduzione dei due diodi D_1 e D_2 è di 50A.

Si supponga di limitare la derivata di corrente sui diodi di raddrizzamento al valore

$$\frac{dI_{D_{a_{1,2}}}}{dt} = 100\frac{A}{\mu s} \tag{3.39}$$

Fissando $k = 0.1$ si ottiene

$$D = 1 - \frac{1}{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \frac{(1+k)}{2}} = 0.886 \tag{3.40}$$

Sapendo che

$$\frac{dI_{D_{1,2}}}{dt} = \frac{V_{OUT} - V_{C_B}}{L_S} = \frac{\Delta I_{D_{1,2}}}{\Delta t} \tag{3.41}$$

si ricava

$$\Delta t = \frac{\Delta I_{D_{1,2}}}{\frac{dI_{D_{1,2}}}{dt}} = \frac{50A}{100\frac{A}{\mu s}} = 0.5\mu s \tag{3.42}$$

Essendo $\Delta t = k t_{OFF}$ risulta

$$t_{OFF} = \frac{\Delta t}{k} = 5\mu s \tag{3.43}$$

Il periodo di commutazione si ottiene da

$$T_S = \frac{t_{OFF}}{(1-D)} = 43.85\mu s \tag{3.44}$$

da cui si ricava la frequenza di commutazione da utilizzare:

$$f_S = \frac{1}{T_S} = 22.8kHz \tag{3.45}$$

Il valore di induttanza per L_S risulta:

$$L_S = \frac{\Delta t(V_{OUT} - V_{C_B})}{\Delta I_{D_{1,2}}} = 2\mu H \tag{3.46}$$

Il valore efficace di corrente sull'induttore L_S è:

$$I_{L_S RMS} = \sqrt{\frac{2{I_{Lavg}}^2 t_{OFF}}{T_S}} = 23.9A \tag{3.47}$$

cioè lo stesso del dimensionamento precedente (si veda la (3.33)), dato che il rapporto $\frac{t_{OFF}}{T_S}$ non è cambiato.

Attenzione: il valore di escursione di corrente $\frac{dI_{D_{1,2}}}{dt}$ considerato sottointende che al nuovo valore di frequenza di commutazione si associno due induttori L_1 e L_2 tali da garantire la stessa ondulazione di corrente che nel funzionamento originario. In condizioni diverse i risultati devono essere riadattati al caso specifico, cercando il compromesso tra il valore

nominale delle induttanze, l'ondulazione di corrente e la frequenza di commutazione, eventualmente rivalutando gli effetti sul rapporto di conversione al variare del parametro k. Si ricordi infatti che (si riveda l'Eq. (2.15)) $\Delta I = \frac{V_{IN}}{L} t_{ON} = \frac{V_{IN} D}{f_S L} = \frac{V_{OUT} D(1-D)}{2 f_S L}$, massimizzato in corrispondenza del *duty-cycle* minimo. Rispetto ad una corrente media di 25A, l'ondulazione di corrente risultante con lo stesso valore di induttanza di $75\mu H$ per L_1 e L_2 è di ben 21.57A.

3.2.4 Simulazione del Circuito

Si illustrano i risultati di simulazione ottenuti per i due casi di dimensionamento analizzati nel precedente paragrafo.

Funzionamento con frequenza fissata e *duty-cycle* superiore a 0.5

Si verifica attraverso PLECS® quanto previsto nella teoria per il funzionamento del convertitore con i valori ottenuti dal primo dimensionamento dello *snubber*.

La Fig. 3.13 illustra il funzionamento generale del convertitore. La tensione sui condensatori C_B e C_F è identica al convertitore originario. La ripartizione di corrente tra i due induttori L_1 e L_2 è verificata, così come il nuovo rapporto di conversione calcolato.

Nella Fig. 3.14 è illustrata la ripartizione delle correnti tra diodi, interruttori e l'induttanza L_S. E' possibile osservare la corrispondenza tra le variazioni di corrente nei diversi componenti. In particolare, la ripartizione di corrente tra i diodi D_2 e D_3 e l'induttore L_S si manifesta con un picco di corrente diretta sui due diodi durante il periodo di commutazione.

La Fig. 3.15 a Pag. 154 illustra il dettaglio dell'intervallo di carica e scarica dell'induttore L_S e la derivata di corrente allo spegnimento sui diodi. Il simulatore riporta un intervallo di 112ns per la scarica dell'induttanza e 118ns per la carica, in quanto i valori di tensione sui condensatori e di corrente sugli induttori si discostano leggermente dal caso ideale. La derivata di corrente risulta di $428\frac{A}{\mu s}$. I risultati sono confermati anche per i diodi D_2 e D_3, come si può vedere dalle Figg. 3.16 e 3.17.

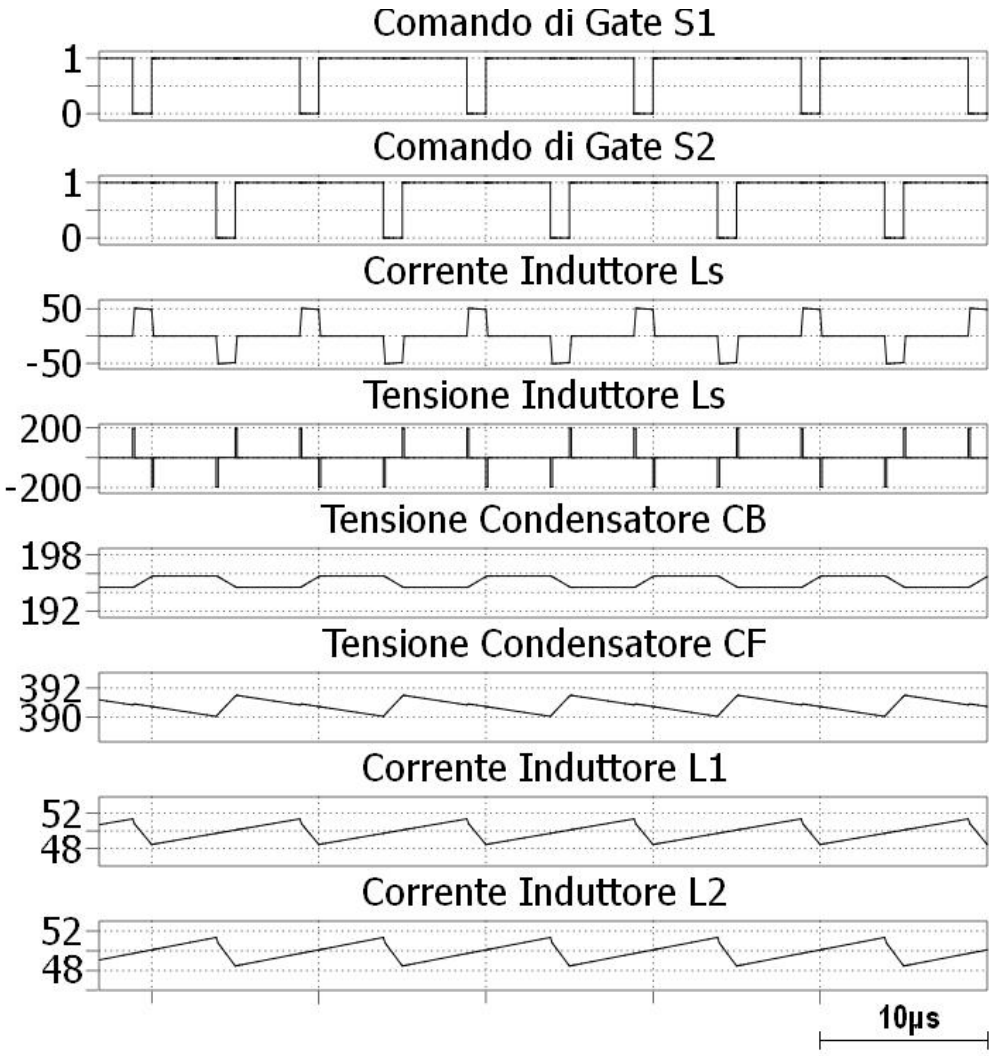


Figura 3.13 – Risultato di simulazione per le principali grandezze del circuito in funzionamento con frequenza fissata e $D > 0.5$. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

Le Figg. 3.18 e 3.19 a Pag. 156 mostrano il dettaglio della commutazione degli interruttori S_1 e S_2. E' visibile su entrambi gli interruttori che la sollecitazione di tensione è aumentata fino al valore di tensione di uscita, fatto che comporta un aumento delle perdite di commutazione in spegnimento rispetto al convertitore originario in cui la commutazione avviene a metà di tale valore. In corrispondenza dell'accensione di ciascun interruttore la corrente cresce con derivata controllata e soprattutto dopo che la tensione ai capi dell'interruttore si è azzerata (accensione ZCS).

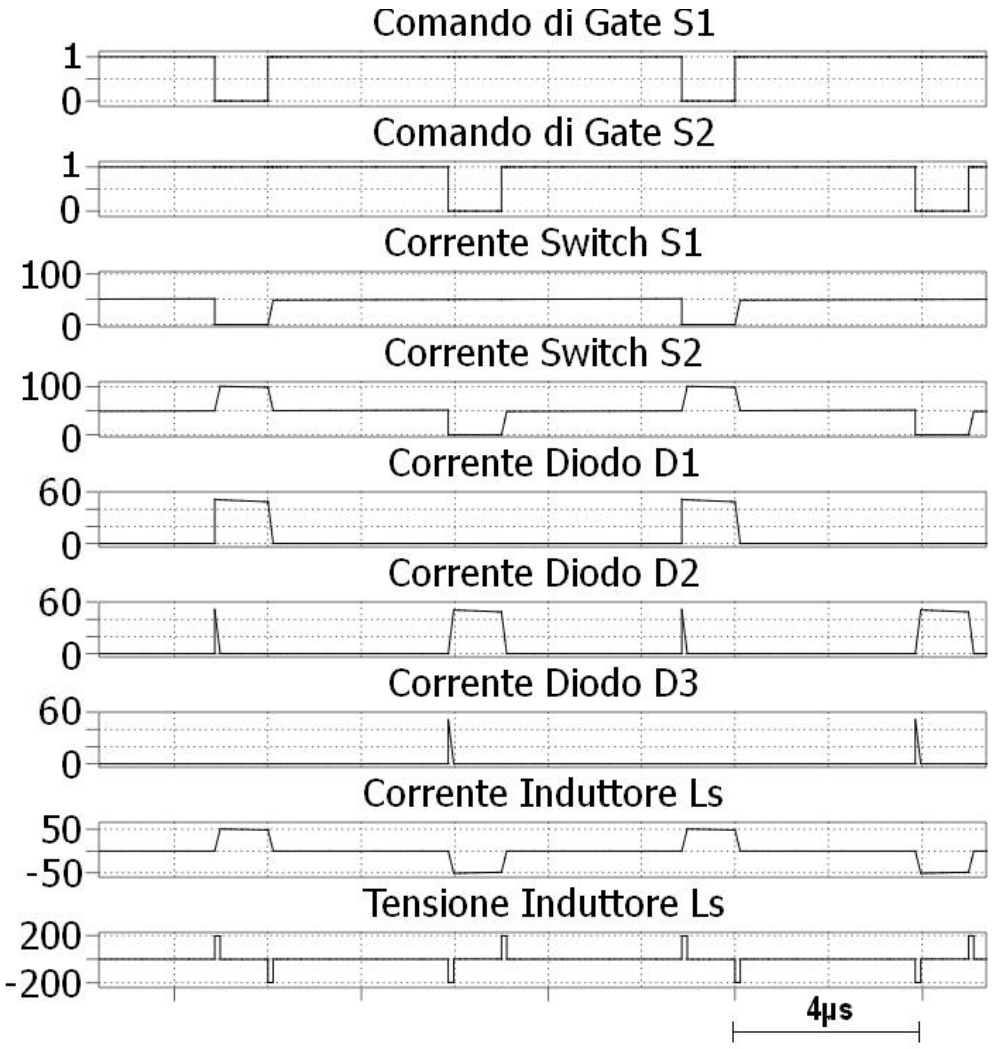


Figura 3.14 – Ripartizione della corrente tra i vari componenti del convertitore in presenza dello *snubber* proposto. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

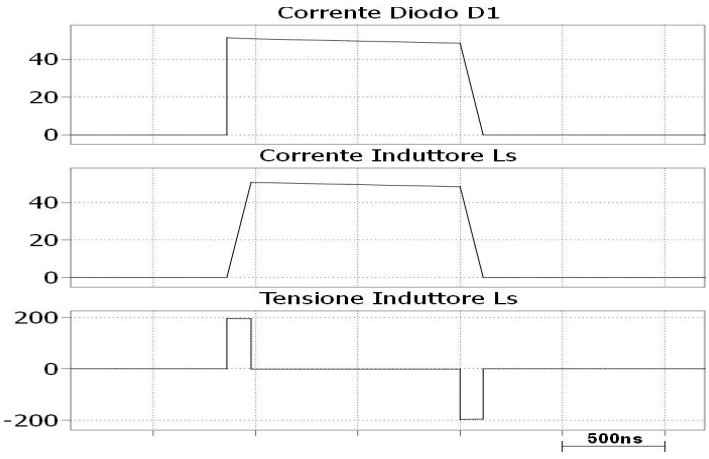


Figura 3.15 – Dettaglio della carica e della scarica dell'induttore L_S e della derivata di corrente sul diodo D_1.

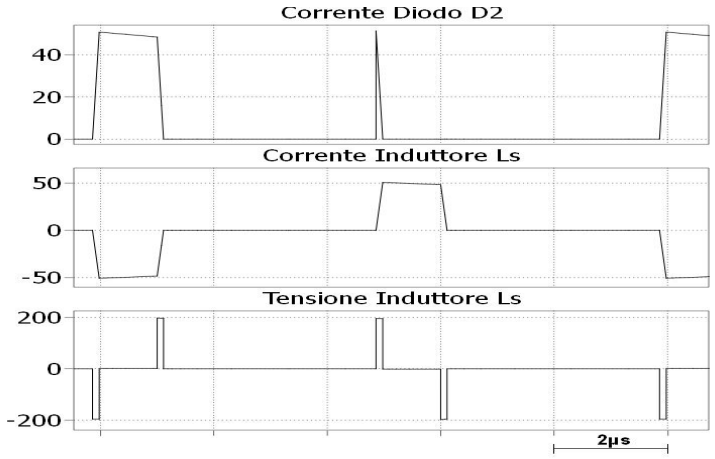


Figura 3.16 – Dettaglio della carica e della scarica dell'induttore L_S e della derivata di corrente sul diodo D_2.

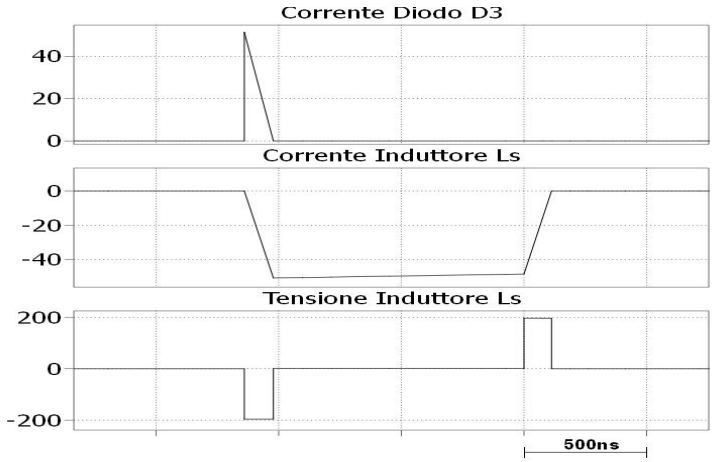


Figura 3.17 – Dettaglio della carica e della scarica dell'induttore L_S e della derivata di corrente sul diodo D_3.

Punto di lavoro con tensione di ingresso massima 50V

Nella Fig. 3.20 a Pag. 157 si illustra il comportamento generale del convertitore in corrispondenza della tensione di ingresso massima. Le tensioni sui condensatori sono quelle attese dall'analisi teorica ed è quindi verificata la correttezza del rapporto di conversione calcolato. La corrente sui due induttori L_1 e L_2 è ripartita equamente. La corrente sull'induttore L_S manifesta l'evoluzione attesa. La Fig. 3.21 mostra il dettaglio delle transizioni di tensione e corrente sull'induttore L_S. Le variazioni di corrente durante la carica e la scarica dell'induttore avvengono nei tempi previsti (il simulatore riporta 62ns, valore leggermente maggiore a causa dell'ondulazione di corrente sugli induttori L_1 e L_2).

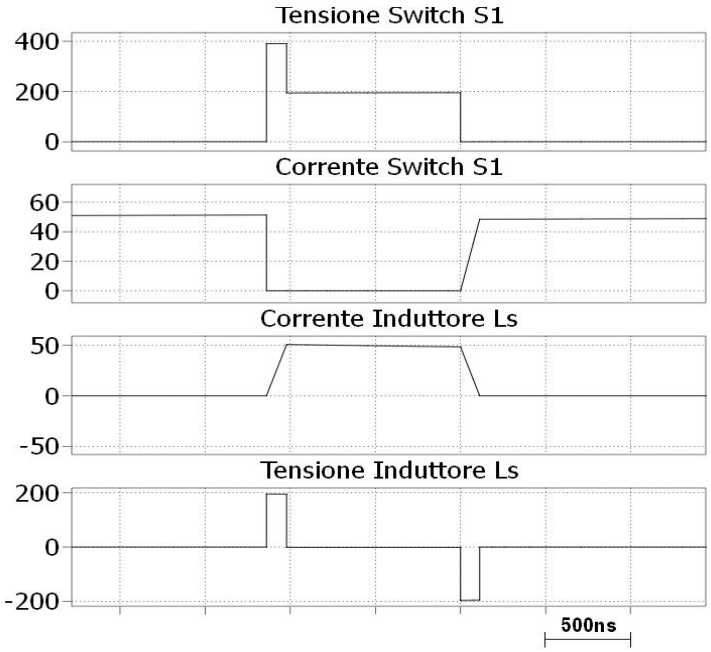


Figura 3.18 – Dettaglio della tensione e della corrente sull'interruttore S_1 in corrispondenza della commutazione.

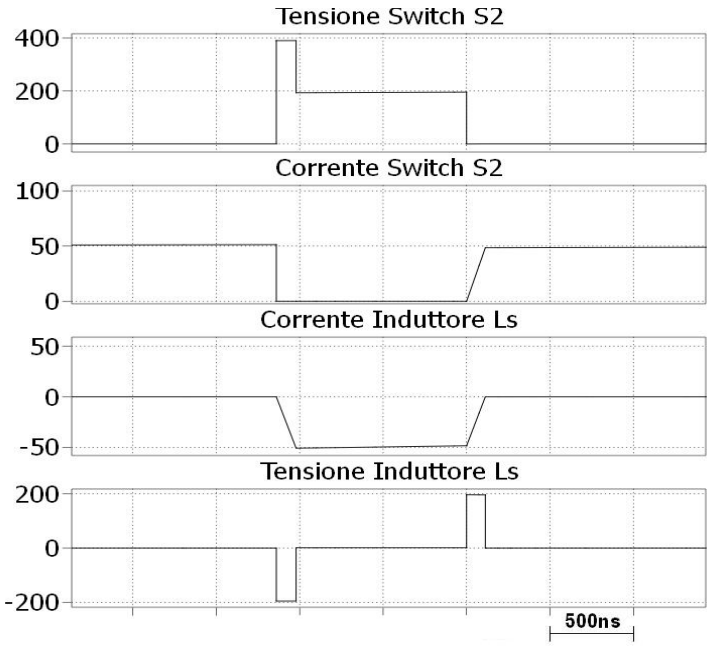


Figura 3.19 – Dettaglio della tensione e della corrente sull'interruttore S_2 in corrispondenza della commutazione.

Funzionamento con derivata di corrente fissata, frequenza variabile e *duty-cycle* superiore a 0.5

Si verifica al simulatore il comportamento del circuito riducendo la frequenza di commutazione e utilizzando il valore di induttanza L_S dimensionato per questo caso.

Si lascia inalterato il valore degli induttori L_1 e L_2, contemplando gli effetti dell'au-

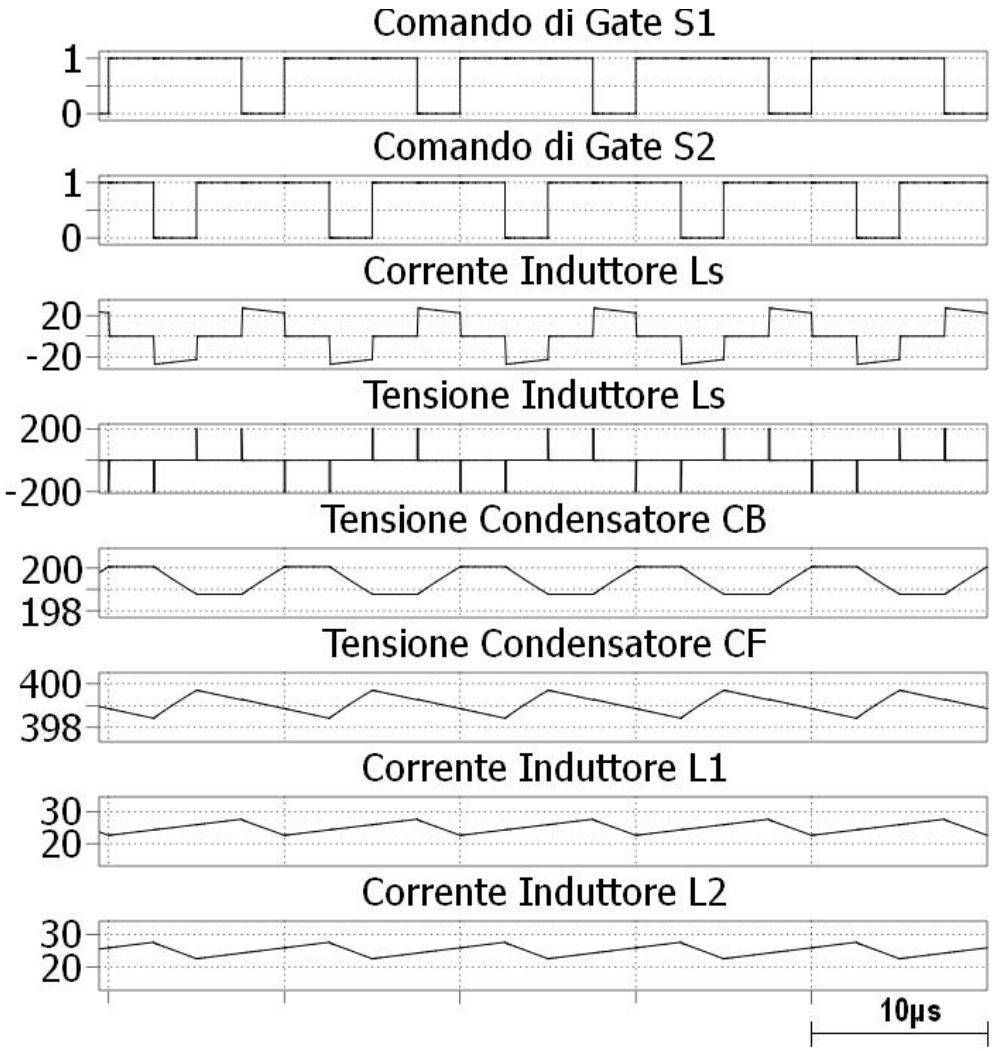


Figura 3.20 – Risultati di simulazione per le grandezze del convertitore funzionante con tensione di ingresso pari a 50V.

mento di ondulazione di corrente sui risultati attesi.
Nelle due simulazioni che confrontano gli effetti di *reverse-recovery* sulle commutazioni degli interruttori sono stati usati, in PLECS®, modelli non ideali per i diodi di raddrizzamento D_1 e D_2 che includono l'effetto di svuotamento della carica interna.

In Fig. 3.22 a pagina seguente è illustrata l'evoluzione delle principali grandezze del circuito in esame. Il simulatore conferma la durata degli intervalli di escursione della corrente sull'induttore L_S e sui diodi D_2 e D_3, tenuto conto della maggiorazione dell'ondulazione di corrente sugli induttori L_1 e L_2. Inoltre è verificata la derivata di corrente pari a $100\frac{A}{\mu s}$.

La Fig. 3.23 riporta il dettaglio della commutazione dei due interruttori S_1 e S_2. L'immagine mostra gli effetti del *reverse-recovery* dei diodi di raddrizzamento principali D_1 e

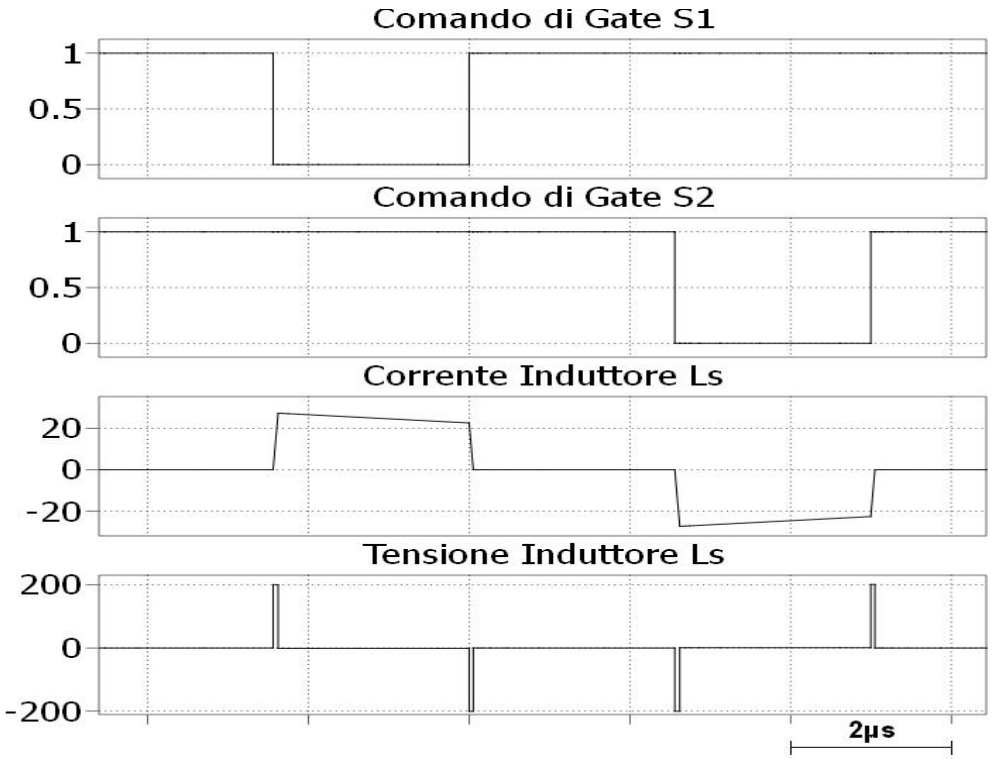


Figura 3.21 – Dettaglio delle transizioni di corrente sull'induttore L_S in corrispondenza della tensione di ingresso pari a 50V.

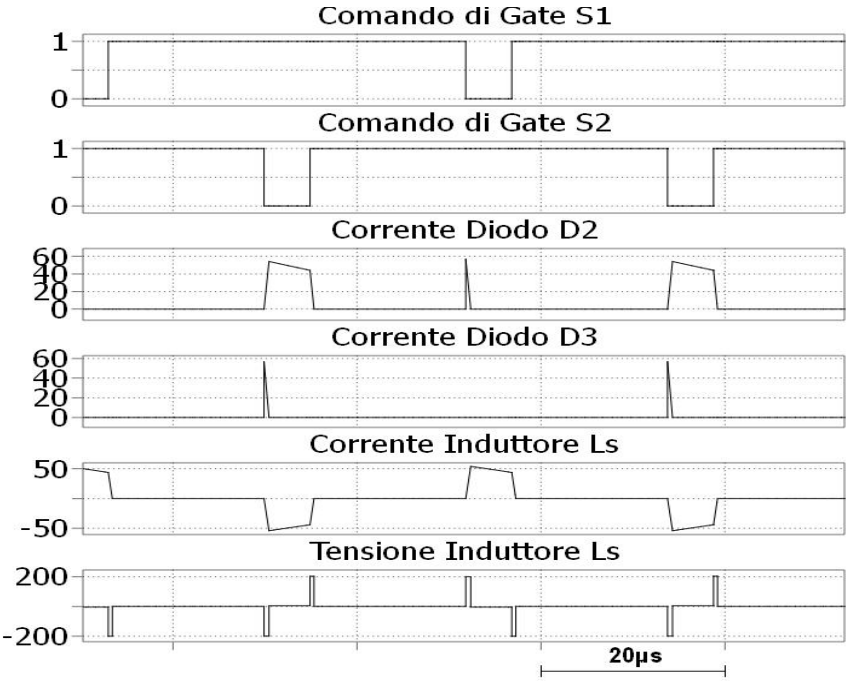


Figura 3.22 – Risultati di simulazione per il funzionamento del convertitore con derivata di corrente sui diodi fissata e frequenza di commutazione variabile.

D_2. Essendo controllata la derivata di corrente allo spegnimento, il picco di sovracorrente all'accensione degli interruttori è ridotto a pochi *Ampere*, e non contribuisce alle perdite di commutazione grazie alla modalità ZCS realizzata.

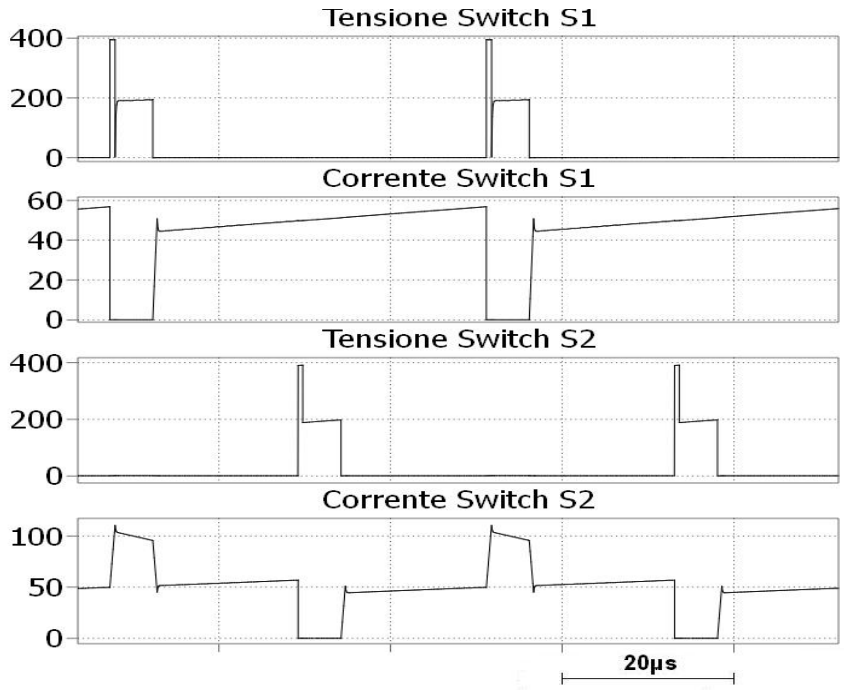


Figura 3.23 – Dettaglio delle grandezze in commutazione sui due interruttori S_1 e S_2.

In Fig. 3.24 a pagina seguente si mostra per confronto il funzionamento a frequenza fissata e derivata di corrente di $440\frac{A}{\mu s}$. In particolare si riporta il dettaglio delle commutazioni dei due interruttori S_1 e S_2. La sovracorrente che compare è in entrambi i casi di circa 20A, molto superiore al risultato precedente. La modalità ZCS garantisce comunque che la tensione ai capi dell'interruttore in corrispondenza di tale picco sia praticamente nulla, riducendo la perdita di commutazione associata.

3.2.5 Estensione al Funzionamento del Convertitore come PFC

Durante il funzionamento con *duty-cycle* inferiore a 0.5 ($D < 0.5$) l'induttanza L_S è sollecitata da una tensione massima pari a $V_{OUT}(1-D)$, che risulta superiore a quella di $\frac{V_{OUT}}{2}$ nei transitori di funzionamento con *duty-cycle* maggiore di 0.5 ($D > 0.5$).

Se si pensa di utilizzare il convertitore come PFC, in cui la tensione di uscita è mantenuta costante, il dimensionamento dell'induttanza L_S deve essere fatto in corrispondenza del *duty-cycle* minimo utilizzato, valore che massimizza la tensione su L_S. Ciò al fine di garantire la massima derivata di corrente desiderata in corrispondenza dello spegnimento dei diodi di raddrizzamento durante il funzionamento (ricordando però che con $D < 0.5$ il diodo D_1 è comunque commutato in *hard-switching*). Il valore dell'induttanza L_S così calcolato garantirà una derivata di corrente inferiore durante il funzionamento con $D > 0.5$

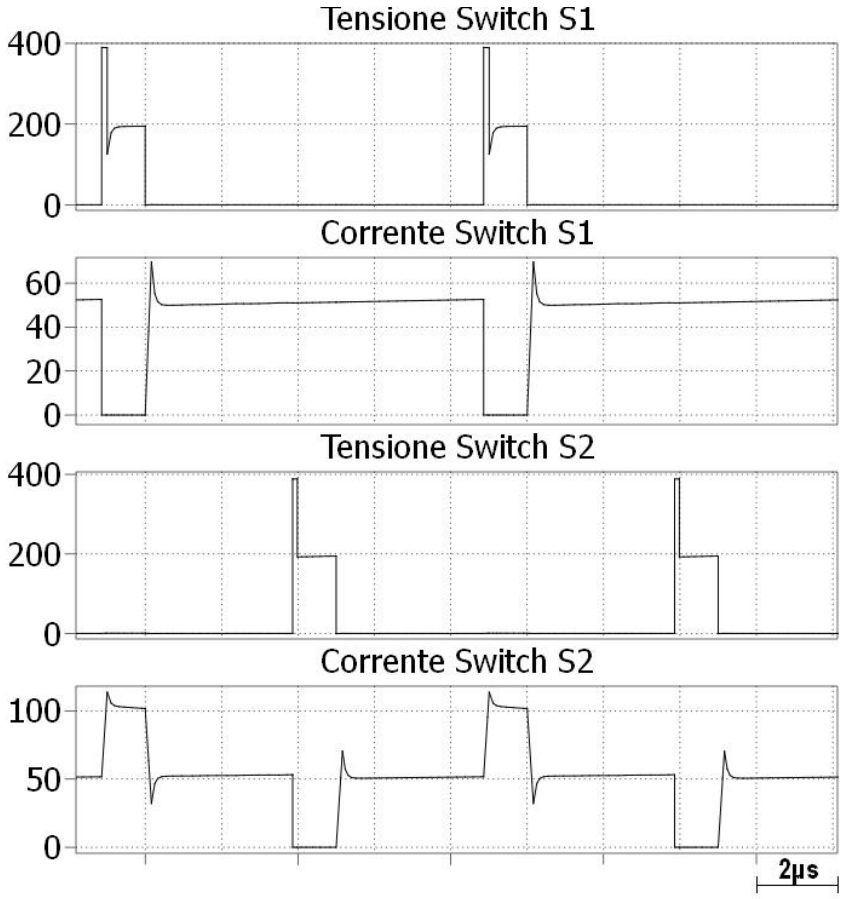


Figura 3.24 – Dettaglio delle commutazioni con maggiore derivata di corrente sui diodi, riportato per confronto con la figura precedente. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

in cui la massima tensione che interessa L_S è sempre pari a $\frac{V_{OUT}}{2}$.

Bisogna però considerare che il valore dell'induttanza risultante da questo dimensionamento sarebbe maggiore di quello ottenuto per il solo funzionamento con $D > 0.5$, quindi il rapporto di conversione in questa regione sarebbe ridotto in misura maggiore (il parametro k aumenterebbe).

Durante il funzionamento, la differenza tra la pendenza delle correnti di carica e scarica dell'induttanza L_S si riduce sempre di più all'aumentare del *duty-cycle* D fino a mantenere la simmetria dal valore $D = 0.5$ in poi.

Risultati di simulazione con *duty-cycle* inferiore a 0.5

Al fine di verificare il rapporto di conversione calcolato e l'andamento delle principali grandezze esaminate, si riduce il *duty-cycle* del convertitore dimensionato per il funzionamento con valori $D > 0.5$ ai valori $D = 0.1$ e $D = 0.4$. In questo secondo caso si aumenta di proposito il valore dell'induttanza L_S al fine di verificare se il rapporto di conversione

subisce modifiche nel caso in cui l'interruttore S_1 sia acceso prima che la corrente su L_S si sia invertita.

La valutazione del funzionamento come PFC richiede un'analisi dedicata, che non viene per il momento approfondita. Pertanto ci si limita ad illustrare i risultati in corrispondenza dei due punti di lavoro specificati.

La Fig. 3.25 mostra l'evoluzione generale delle grandezze con $D = 0.1$. Il comportamento del circuito è quello atteso in quanto la carica e la scarica dell'induttore L_S avvengono con pendenze diverse, il diodo D_3 entra in conduzione durante la fase di scarica di L_S e il diodo D_2 può essere spento con derivata di corrente controllata. Il diodo D_1 è invece commutato in *hard-switching*. La tensione sul condensatore C_B è pari a 1/10 della tensione di uscita, come previsto.

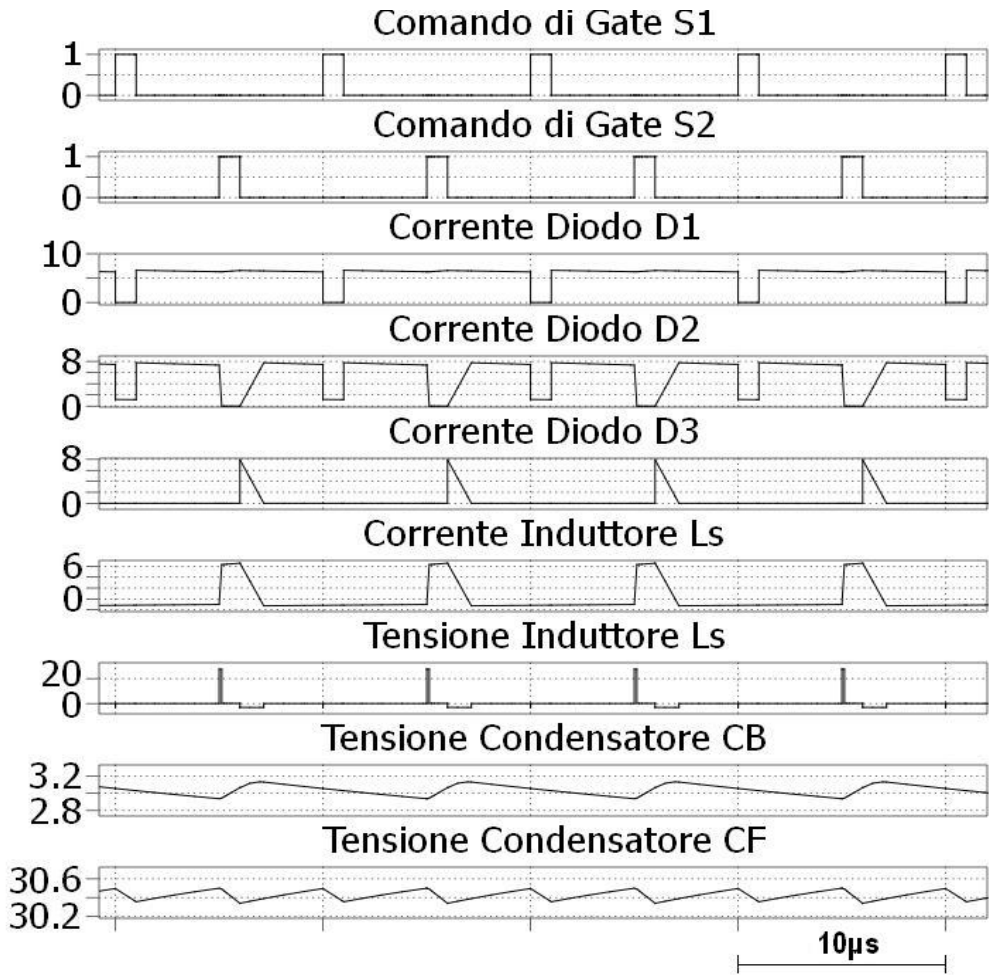


Figura 3.25 – Risultati di simulazione per il convertitore funzionante con $D = 0.1$ e presenza dello *snubber* proposto.

In Fig. 3.26 si osserva il dettaglio della commutazione degli interruttori S_1 e S_2: è visibile la commutazione ZCS sull'interruttore S_2, mentre S_1 è commutato in *hard-switching*

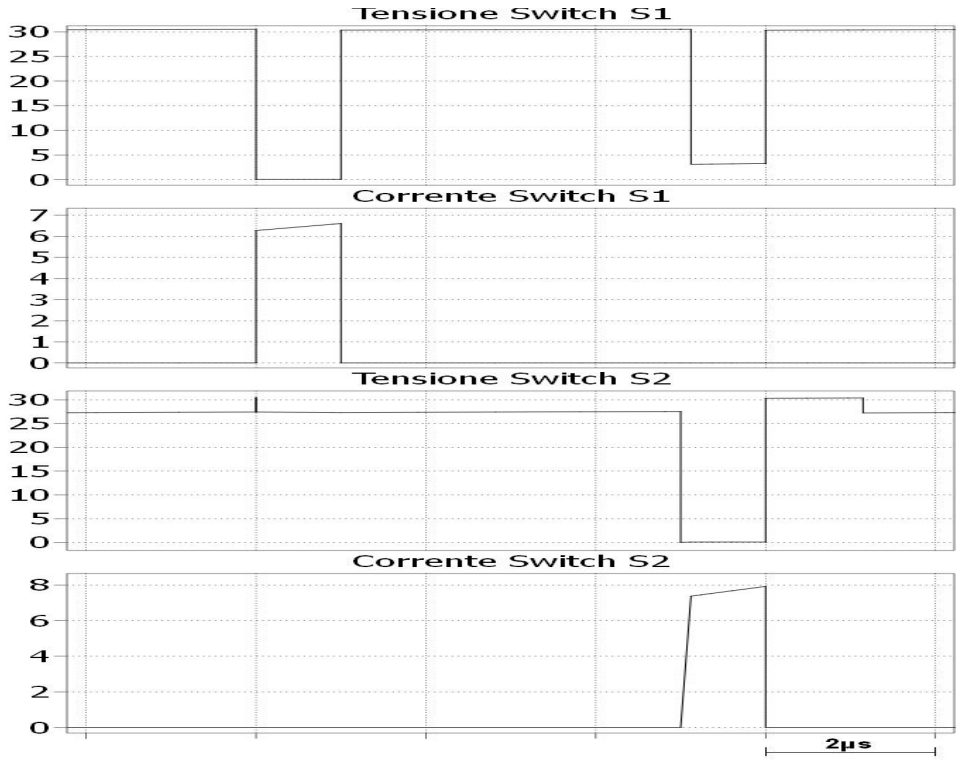


Figura 3.26 – Dettaglio delle grandezze in commutazione sugli interruttori S_1 e S_2. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

La Fig. 3.27 mostra il dettaglio delle commutazioni sull'induttore L_S. La misura degli intervalli di variazione della corrente su L_S porge $g = h = 0.12$. La tensione di uscita (si riveda la tensione sul condensatore C_F nell'immagine 3.25) è esattamente quella attesa dal rapporto di conversione calcolato con tali parametri. E' ben visibile che la corrente sull'induttore L_S si inverte prima della riaccensione dell'interruttore S_1.

La Fig. 3.28 riportata a Pag. 164 illustra il funzionamento con $D = 0.4$. E' stato aumentato di proposito il valore di L_S per verificare se vi siano modifiche al rapporto di conversione a causa dell'azione dell'interruttore S_1. Assumendo $g = 0.427$, risultante dalle misure dei relativi intervalli, il guadagno del convertitore è verificato, anche se l'intervento della fase di ricircolo sul diodo D_1 accorcia il tempo di scarica dell'induttore L_S e porge il valore $h = 0.405$. Con questo valore di h il rapporto di conversione risulta leggermente maggiore, ma la differenza è trascurabile ai fini pratici. I valori di tensione applicati ai due induttori L_1 e L_2 non sono modificati da questa modalità di funzionamento.

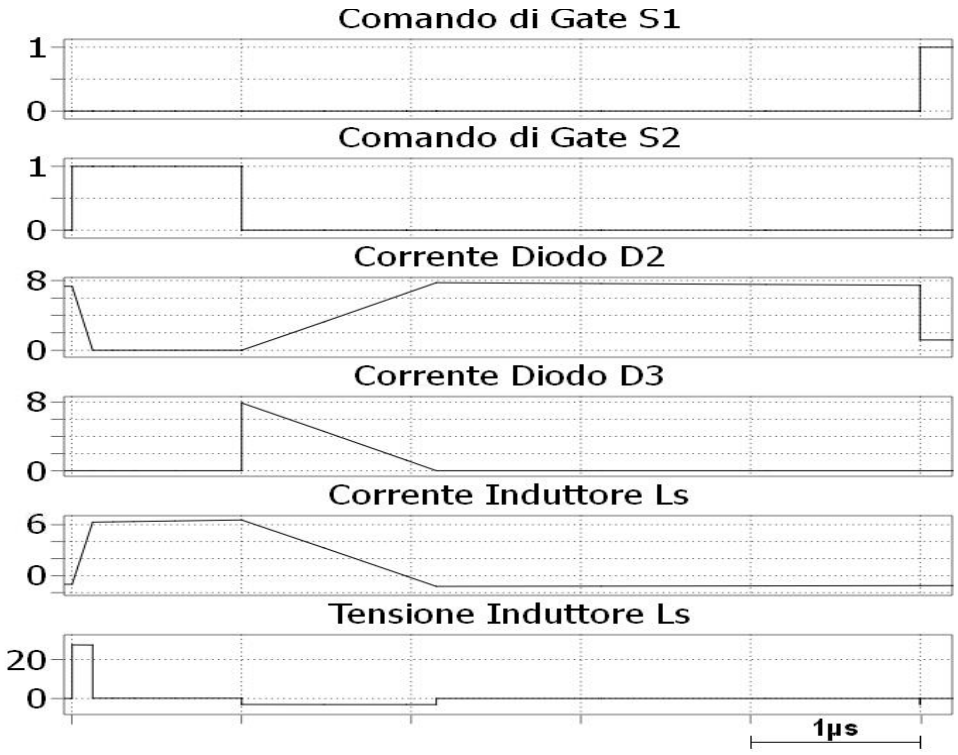


Figura 3.27 – Dettaglio delle grandezze in commutazione sull'induttore L_S. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

3.2.6 Conclusioni

Si elencano i principali vantaggi e svantaggi riscontrati nell'analisi della variazione topologica del circuito *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco*.

Vantaggi

- sono richiesti solo un induttore e un diodo aggiuntivi per la gestione di due interruttori, evitando l'impiego di due circuiti *snubber* dedicati

- la variazione circuitale introdotta permette di governare la derivata di corrente dei diodi di raddrizzamento principali in corrispondenza dello spegnimento, alleviando gli effetti di *reverse-recovery* esistenti nel circuito originario

- la commutazione di accensione dei due interruttori avviene in modalità ZCS

- le risonanze tra gli elementi parassiti del circuito non richiedono il sovradimensionamento dei diodi di raddrizzamento utilizzati, dato che il convertitore effettua intrinsecamente il *clamping* al valore della tensione di uscita

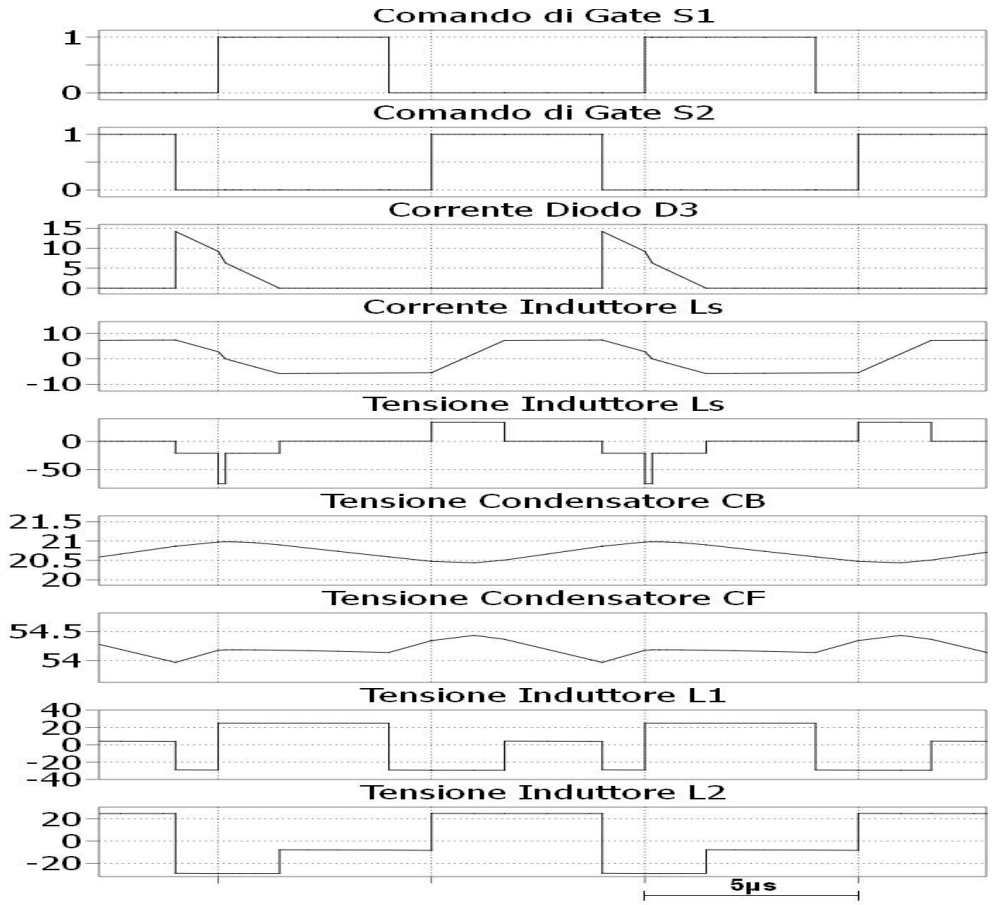


Figura 3.28 – Evoluzione delle grandezze principali del circuito nel caso di funzionamento con $D = 0.4$.

- la ripartizione delle correnti sui due induttori di ingresso è mantenuta simmetrica e automaticamente bilanciata nel funzionamento con *duty-cycle* maggiore di 0.5, come nel convertitore originario

Svantaggi

- l'esigenza di una fase di ricircolo diretto verso il condensatore di uscita comporta un aumento della tensione di sollecitazione degli interruttori (doppia rispetto a prima) e di conseguenza l'aumento delle perdite di commutazione durante lo spegnimento degli stessi. L'aumento della tensione di blocco dei due dispositivi era comunque necessario per far fronte alle sollecitazioni di tensione durante i transitori di funzionamento, quindi non si ha un aumento delle perdite di conduzione. Avendo ridotto il fenomeno di *reverse-recovery* e commutando gli interruttori in modalità ZCS all'accensione, il bilancio complessivo del rendimento dovrebbe però risultare favorevole

- la modifica del circuito originario causa una riduzione del rapporto di conversione e il conseguente impiego di valori leggermente più alti di *duty-cycle*

- nel funzionamento come PFC, quando il *duty-cycle* scende sotto al valore di 0.5 gli effetti di riduzione del *reverse-recovery* e la commutazione ZCS dell'interruttore sono presenti solo sul diodo D_2 e sull'interruttore S_2, che peraltro sono i componenti interessati dalla corrente minore (in tale regione di funzionamento la corrente sui due rami di ingresso non è simmetrica).

Capitolo 4

Realizzazione del Prototipo

In questo capitolo si illustra lo schema elettrico del convertitore, si discute la scelta dei componenti per la realizzazione del prototipo insieme al loro dimensionamento e si descrivono le caratteristiche del prototipo stesso a montaggio ultimato.

4.1 Schema Elettrico

Lo schema elettrico riportato in Fig. 4.1 e in fondo a questo capitolo è descritto seguendo lo sviluppo del circuito dall'ingresso all'uscita.

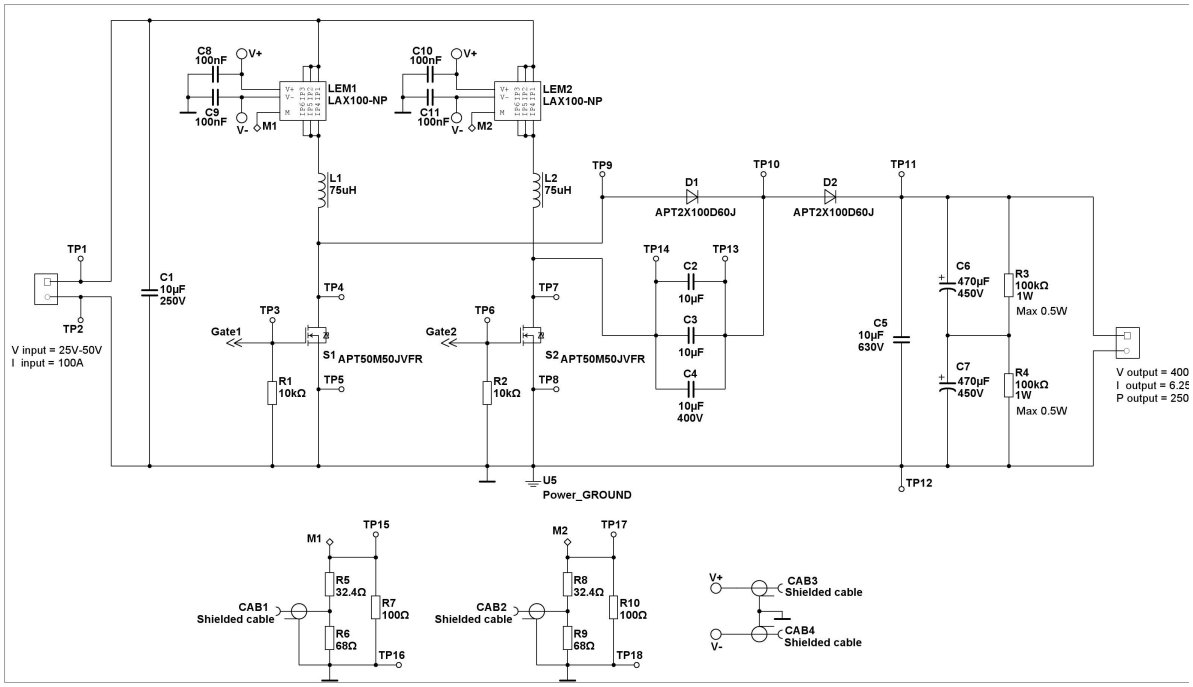


Figura 4.1 – Schema elettrico del convertitore proposto per la realizzazione del prototipo.

Il collegamento dell'alimentazione del circuito avviene tramite il connettore di ingresso. Il condensatore C_1 ha la funzione di filtrare la corrente assorbita dal convertitore fornendone la componente in alta frequenza, in modo che la sorgente di ingresso eroghi solamente corrente continua.

Per quanto discusso sulla continuità della corrente assorbita da un convertitore (si veda quanto esposto nel Par. A.1 dell'Appendice A) è confermata la necessità di un filtraggio capacitivo molto ridotto, costituito da un solo componente.

Dopo il condensatore di filtro in ingresso il circuito si separa in due rami in cui sono collegati gli induttori L_1 e L_2. In serie agli induttori sono collegati i sensori di corrente $LEM1$ e $LEM2$ tramite i terminali del loro circuito primario $P_1, \ldots, P_6$, che consentono la rilevazione della corrente su ciascuna fase del convertitore. I sensori LEM sono alimentati tramite le connessioni V_+ e V_- fornite con i due cavi schermati $CAB3$ e $CAB4$. I condensatori C_8, C_9 e C_{10}, C_{11} servono a filtrare l'alimentazione duale dei sensori di corrente.

Le uscite M_1 e M_2 sono collegate ai partitori di tensione composti rispettivamente dai resistori R_5, R_6,R_7 e R_8, R_9, R_{10}, che hanno la funzione di adattare il livello di tensione ottenuto dal sensore di corrente al livello di intervento del circuito di controllo PWM utilizzato, con funzionalità di protezione dalle sovracorrenti. Il segnale di controllo della protezione è quindi inviato alla scheda di pilotaggio attraverso i cavi schermati $CAB1$ e $CAB2$.

La resistenza complessiva vista dall'uscita del sensore di corrente è comunque pari a 50Ω come richiesto dalle specifiche del costruttore. Attraverso i punti $TP6$, $TP7$ e $TP8$, $TP9$ è possibile misurare il segnale effettivo all'uscita del sensore di corrente.

Gli induttori L_1 e L_2 sono collegati ai due MOSFET S_1 e S_2 nei quali tra i terminali di *gate* e *source* sono collegati i resistori R_1 e R_2 di *pull-down*. Si osservi che i terminali di *source* dei due MOSFET sono collegati alla massa di potenza $Power_GROUND$ che a sua volta è collegata alla massa di segnale, in modo da eguagliare i potenziali di massa del convertitore e della scheda di controllo da cui arrivano i segnali di *gate*.

Al terminale di *drain* del MOSFET S_1 è collegato l'*anodo* del diodo di raddrizzamento D_1, mentre al terminale di *drain* del MOSFET S_2 è collegato il banco di condensatori C_2, C_3, C_4 collegati in parallelo tra loro, che costituisce il condensatore *di blocco* del convertitore.

I terminali dei condensatori e il *catodo* del diodo D_1 sono collegati insieme verso l'*anodo* del diodo di raddrizzamento di uscita D_2.
La maglia di uscita si chiude attraverso i condensatori C_5, C_6, C_7 e i resistori R_3 ed R_4.

Il condensatore C_5 ha la funzione di filtrare la componente in alta frequenza della corrente di uscita, che altrimenti circolerebbe sui condensatori elettrolitici C_6 e C_7, causando distorsioni della tensione di uscita e riscaldamento dei condensatori stessi a causa della presenza dei loro rilevanti elementi resistivi parassiti.

I condensatori elettrolitici sono collegati in serie al fine di sostenere la tensione di uscita con l'ondulazione di tensione desiderata e con un opportuno margine di sicurezza rispetto alla loro tensione di lavoro nominale, mentre i due resistori R_3 ed R_4 assicurano che la tensione di uscita sia ripartita esattamente a metà tra i due condensatori, evitando in questo modo che uno dei due sia sollecitato da tensione eccessivamente elevata.

Ai capi del banco di condensatori di uscita sono collegati i morsetti a cui collegare il carico del convertitore.

La tensione di pilotaggio dei MOSFET S_1 e S_2 è fornita dallo stadio composto dai due *drivers* $DRV1$ e $DRV2$. Lo schema relativo a questa parte di circuito è riportato in Fig. 4.2.

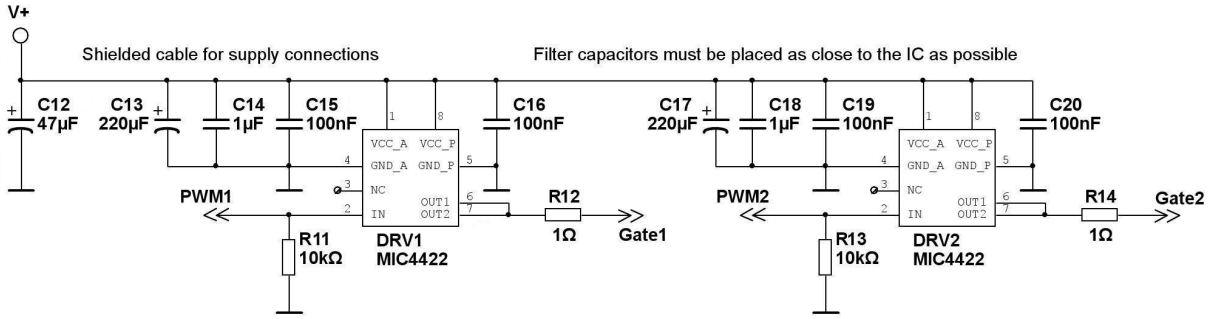


Figura 4.2 – Schema elettrico relativo ai circuiti di pilotaggio dei due interruttori MOSFET.

In questi due *drivers* i segnali di comando PWM1 e PWM2 provengono dalla scheda di controllo e sono replicati nelle uscite $OUT1$ e $OUT2$ del componente. I resistori R_{11} e R_{13} hanno la funzione di garantire un livello logico basso in ingresso al *driver* in caso di assenza del segnale di pilotaggio principale. In serie alle uscite sono collegati i resistori di *gate* R_{12} e R_{14} per la limitazione della corrente erogata ai MOSFET.

L'alimentazione dei due circuiti di pilotaggio avviene tramite il collegamento di tensione positiva V_+, sostenuta dal condensatore elettrolitico di filtro C_{12}, che aiuta a com-

pensare gli effetti di distorsione di tensione dovuti all'induttanza dei collegamenti in corrispondenza dell'assorbimento di corrente impulsiva caratteristico dei *driver* per MOSFET. I condensatori C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{16} e C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20} disaccoppiano l'alimentazione localmente su ogni singolo *driver*, ancora allo scopo di livellare la tensione di alimentazione dello stadio di pilotaggio complessivo e garantire la produzione di segnali di *gate* privi di significative distorsioni.

4.2 Scelta dei Componenti

Con riferimento allo schema elettrico riportato nel paragrafo precedente si illustrano il dimensionamento e la scelta dei componenti da utilizzare.

4.2.1 Scelta degli Interruttori

Come riportato dalle specifiche richieste per il convertitore (Par. 2.4.3, pag. 124), ciascun interruttore deve avere tensione nominale pari ad almeno 480V e corrente nominale d poco superiore ai 50A. Si sceglie di utilizzare interruttori MOSFET date le intrinseche proprietà di velocità di commutazione e versatilità nell'utilizzo.

Si dispone di alcuni MOSFET tipo APT50M50JVFR con tensione nominale di 500V e corrente nominale di 77A che rientrano perfettamente nelle specifiche richieste. Inoltre il *package* di tipo ISOTOP® ne facilita il montaggio.

La resistenza di canale $R_{DS_{on}}$ dichiarata dal costruttore è pari a 0.050Ω, che aumenta del 75% alla temperatura di funzionamento di 100°C [20].

Su ciascun MOSFET è collegato tra i terminali di *gate* e *source* un resistore di *pull-down* del valore di $10k\Omega$, tale da garantire che il potenziale *gate* non rimanga fluttuante in caso di assenza del relativo segnale di comando e che non vi siano quindi accensioni o funzionamenti indesiderati.

4.2.2 Dimensionamento dei Circuiti di Pilotaggio e dei Resistori di *Gate* dei MOSFET

Dimensionamento dei circuiti di pilotaggio senza resistore di *gate* aggiuntivo

Si consideri il *driver* MICREL® MIC4422 in grado di erogare 9A di corrente di picco e alimentato con una tensione di 15V [21].
In corrispondenza della commutazione, ciascun MOSFET è sottoposto alle seguenti condizioni di tensione di blocco e di corrente in conduzione in funzione del *duty-cycle* D:

- nel caso $D > 0.5$ si hanno $V_{DS} = 200V$ e $I_D = 50A$

- nel caso $D < 0.5$ si hanno $V_{DS} = 400V$ e $I_D = 50A$

Nel *datasheet* del MOSFET APT50M50JVFR le informazioni sulla commutazione sono fornite in corrispondenza di commutazioni di accensione e spegnimento pilotate con un segnale di *gate* di ampiezza 10V e con una tensione massima di sollecitazione al *drain* di 250V (si veda [20, Pag. 2, *Dynamic Characteristics*]). Inoltre, la corrente in conduzione è considerata al valore massimo di 77A previsto per il dispositivo.

Questi dati si avvicinano alla prima delle condizioni di commutazione sopra indicate. Per la commutazione a tensione di sollecitazione doppia i tempi saranno allungati ma la differenza dovrebbe essere accettabile per il funzionamento complessivo, quindi i dati forniti si considerano validi per il dimensionamento.

Dalla *caratteristica di trasferimento* del MOSFET (riportata in [20, Pag. 3, Figura 4]) in corrispondenza di una corrente di *drain* pari a 50A è dichiarata una tensione tra *gate* e *source* $V_{GS}(I_D)$ pari a 5V, alla temperatura di giunzione di 125°C.

Considerando che non vi sono cadute di tensione significative sullo stadio di uscita del *driver* durante la commutazione, si fissa la tensione di pilotaggio del MOSFET pari alla tensione di alimentazione prevista per il *driver* pari a 15V, e la si indica nel seguito con V_{GG}. Inoltre si considera che almeno 1Ω sia presente come resistenza di *gate* intrinseca al MOSFET, così come in uscita del *driver* MIC4422 (si veda [21, Pag. 4, *Electrical Characteristics*]). E' possibile quindi calcolare la massima corrente di *gate* erogabile in corrispondenza del *plateau* se si realizza il collegamento diretto dei due componenti:

$$I_{DRV_{plat}} = \frac{V_{GG} - V_{GS}(I_D)}{R_{g_{tot}}} = \frac{10V}{2\Omega} = 5A \tag{4.1}$$

Il picco di corrente in corrispondenza delle capacità di *gate* scariche risulta in questo caso di 7.5A.

Dal valore massimo dichiarato per la quantità di carica *gate-drain* Q_{gd} (in [20, Pag. 2, *Dynamic Characteristics*]) si ricava la durata del *plateau* supponendo che il *driver* eroghi la corrente di 5A:

$$t_{PL} = \frac{Q_{gd}}{I_{DRV_{plat}}} = \frac{480nC}{5A} = 96ns \tag{4.2}$$

Stimando il tempo totale di ciascuna commutazione con la somma della durata del *plateau* e dei due intervalli di carica delle capacità del MOSFET, definiti qui rispettivamente t_1 nella variazione di tensione da 0V a $V_{GS}(I_D)$ e t_2 dopo il *plateau* da $V_{GS}(I_D)$ al 90% della tensione V_{GG} pari a 15V, e considerando $C = C_{iss} = 19.6nF$, dove C_{iss} è la capacità di ingresso del MOSFET dichiarata dal costruttore ([20, Pag. 2, *Dynamic Characteristics*]), si pone:

$$V_{GS}(I_D) = V_{GG}(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) \quad \text{e} \quad 0.9V_{GG} = V_{GS}(I_D) + (V_{GG} - V_{GS}(I_D))(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) \tag{4.3}$$

dove si è posto $\tau = RC = 2\Omega 19.6nF = 39.2ns$, ottenendo

$$t_1 \approx 16ns \quad \text{e} \quad t_2 \approx 74ns \tag{4.4}$$

Il tempo totale stimato t_{SW} per ciascuna commutazione è quindi:

$$t_{SW} = t_1 + t_{PL} + t_2 \approx 186ns \tag{4.5}$$

Un metodo per il calcolo preciso dei tempi di commutazione è presentato in [22].

Frequenza di commutazione

Si valuta la massima frequenza di commutazione possibile in funzione del massimo *duty-cycle* pari a 95% desiderato:

$$f_S = \frac{1 - D_{MAX}}{t_{SW_{on}} + t_{SW_{off}}} = \frac{1 - 0.95}{372ns} = 134.408kHz \tag{4.6}$$

in cui si considerano simmetrici i tempi di commutazione di accensione e spegnimento $t_{SW_{on}}$ e $t_{SW_{off}}$, cioè entrambi pari a t_{SW}.

E' possibile quindi lavorare fino a 100kHz ed eventualmente aggiungere una resistenza di *gate* esterna per rallentare i tempi di commutazione.

Dimensionamento dei circuiti di pilotaggio con resistore di *gate* aggiuntivo

Visti gli ordini di grandezza dei risultati precedenti è plausibile l'utilizzo di un resistore di *gate* R_g aggiuntivo utile a garantire un valore minimo di resistenza del collegamento. Si dispone di un resistore da $1\Omega - 1W$ che modifica i risultati come di seguito:

$$I_{DRV_{plat}} = \frac{V_{GG} - V_{GS}(I_D)}{R_{g_{tot}}} = \frac{10V}{3\Omega} = 3.33A \tag{4.7}$$

e

$$t_{PL} = \frac{Q_{gd}}{I_{DRV_{plat}}} = \frac{480nC}{3.33A} = 144ns \tag{4.8}$$

Il picco di corrente in corrispondenza delle capacità di *gate* scariche risulta in questo caso di 4.5A.

Inoltre, ricalcolando gli intervalli t_1 e t_2, con $\tau = RC = 3\Omega 19.6nF = 58.8ns$ si ottiene

$$t_1 \approx 23.8ns \quad \text{e} \quad t_2 \approx 112ns \tag{4.9}$$

e complessivamente

$$t_{SW} = t_1 + t_{PL} + t_2 \approx 280ns \tag{4.10}$$

Riconsiderando la massima frequenza di commutazione utilizzabile in funzione del *duty-cycle* massimo si ottiene:

$$f_S = \frac{1 - D_{MAX}}{t_{SW_{on}} + t_{SW_{off}}} = \frac{1 - 0.95}{560ns} = 89.285kHz \tag{4.11}$$

risultato che imporrebbe di ridurre il massimo *duty-cycle* utilizzato oppure la frequenza di commutazione. In realtà, lavorando alla frequenza di 100kHz la limitazione risultante sul *duty-cycle* è ininfluente ai fini pratici (il valore di *duty-cycle* ricalcolato invertendo la (4.11) è $D = 0.944$).

L'approssimazione della dissipazione di potenza sul resistore aggiuntivo R_g può essere la seguente:

$$P_{diss} = R_g I^2_{g_{EFF}} = R_g \frac{2I^2_{DRV_{plateau}} t_{SW_{on}}}{T_S} = 0.518W \tag{4.12}$$

che rientra nei limiti del resistore scelto.

Il *driver* MICREL® MIC4422 corrisponde quindi ai requisiti di interesse.

I condensatori di filtro utilizzati per ciascun *driver* sono scelti in base alle specifiche fornite dal costruttore. In generale sono privilegiati condensatori veloci nell'erogazione di corrente, cioè con risposta in frequenza molto elevata. Tipicamente si utilizzano condensatori ceramici multistrato.

4.2.3 Scelta dei Diodi

Come riportato nel Par. 2.4.3, i due diodi richiedono una tensione nominale pari rispettivamente a 600V e 300V ed entrambi una corrente media nominale di 6.25A e massima di 50A.
Allo scopo si utilizzano due diodi tipo APT2X100D60J, in cui in un singolo *package* ISOTOP® sono contenuti due diodi con tensione nominale pari a 600V e corrente media nominale di 100A [23]. Queste specifiche ricoprono abbondantemente quanto richiesto per il convertitore.

4.2.4 Dimensionamento degli Induttori

Per la realizzazione degli induttori si sceglie il nucleo in ferrite tipo U93/76/30 con forma ad U e sezione rettangolare. Il materiale è di tipo N87 per applicazioni in alta frequenza. Il modello in particolare è il B67345B2X87 fabbricato dalla EPCOS®.

La scelta di questo tipo di nucleo deriva dalla necessità di massimizzare la sezione di materiale magnetico a disposizione, in modo da ottenere il valore di induttanza desiderato con il minor numero di spire avvolte, che si traduce in minori perdite resistive negli avvolgimenti.

Un ulteriore accorgimento che sarà adottato nella realizzazione degli induttori è quello di disporre le spire in due avvolgimenti separati lungo il nucleo, in modo da minimizzare il diametro di ciascun avvolgimento di filo e ottenere una minore lunghezza complessiva del conduttore.

Di seguito si riportano i passaggi principali del dimensionamento.

Temperatura massima di lavoro

Si fissa il massimo incremento di temperatura dell'induttore pari a $\Delta T_L = 50°C$.

Induzione massima e di saturazione

Considerando una temperatura ambiente massima $T_A = 50°C$, il nucleo può raggiungere i $100°C$. Si considera in queste condizioni una induzione massima $B_{MAX} = 0.35T$ e una saturazione pari o superiore a $B_{SAT} = 0.4T$.

Numero di spire

Essendo l'induttanza di un solenoide definita come il rapporto tra il flusso concatenato dai suoi N avvolgimenti e la corrente I_L che lo genera, l'induzione massima ottenuta in ogni sezione di area A_S del nucleo può essere ricavata nel seguente modo:

$$B_{MAX} = \frac{LI_{L_{MAX}}}{NA_S} \tag{4.13}$$

in cui $I_{L_{MAX}}$ rappresenta la massima corrente che scorre nell'avvolgimento. In questo caso essa corrisponde al punto di lavoro in cui è massima la corrente media su ciascun induttore ed è la somma di tale valore medio e metà dell'escursione dell'ondulazione di corrente.
Considerando i seguenti valori

$$L = 75\mu H \qquad I_{L_{MAX}} = 51.5A \qquad B_{MAX} = 0.35T \qquad A_S = 8.40cm^2$$

e invertendo la formula (4.13) si ottiene:

$$N = \frac{LI_{L_{MAX}}}{B_{MAX}A_S} = \frac{75\mu H 51.5A}{0.35T 8.40cm^2}10^4 = 13.13 \tag{4.14}$$

Calcolo dello spessore del traferro

Considerando trascurabile la riluttanza del nucleo magnetico rispetto a quella del traferro, si pone

$$L \approx \frac{N^2}{\Re_{traferro}} \tag{4.15}$$

La riluttanza del traferro è data da:

$$\Re_{traferro} = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \tag{4.16}$$

La grandezza l_g indica lo spessore del traferro, mentre A_g rappresenta l'area interessata dalle linee di campo magnetico nel traferro. Tale area è di valore superiore a quella della sezione del nucleo magnetico a causa degli effetti di bordo dovuti all'allargamento delle linee di campo in corrispondenza del traferro.

Una stima del valore di A_g può essere ottenuta aumentando i lati della sezione del nucleo di un valore pari a l_g, nel caso di nucleo a sezione rettangolare.

Sostituendo risulta:

$$\Re_{traferro} = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} = \frac{l_g}{\mu_0[(a+l_g)(b+l_g)]} \tag{4.17}$$

Combinando la precedente formula con la (4.15) si ottiene:

$$\frac{N^2}{L} = \frac{l_g}{\mu_0[(a+l_g)(b+l_g)]} \tag{4.18}$$

Considerando i seguenti valori

$$N = 13 \quad L = 75\mu H \quad \mu_0 = 4\pi 10^{-7}\tfrac{H}{m} \quad a = 30mm \quad b = 28mm$$

e risolvendo in l_g si ottiene:

$$l_g \approx \frac{ab}{\frac{L}{N^2\mu_0} - (a+b)} = \frac{(0.030m)(0.028m)}{\frac{75\mu H}{13^2 4\pi 10^{-7}\frac{H}{m}} - (0.030m + 0.028m)} = 0.00284m = 2.84mm. \tag{4.19}$$

Si utilizza quindi per ciascuna sezione un traferro di lunghezza pari a

$$l_{g1,2} = \frac{l_g}{2} = 1.42mm \tag{4.20}$$

Perdite nel nucleo

Il convertitore massimizza l'ondulazione di corrente in corrispondenza della corrente media minima sull'induttore e viceversa. Esistono quindi due diverse escursioni di flusso possibili. Con i valori

$$I_{L_{MAX}} = 51.5A \qquad B_{MAX} = 0.35T \qquad \Delta I_{L_{MAX}} = 2.9A$$

si ottiene

$$\Delta B_{MAX} = 0.35T\frac{2.9A}{51.5A} \approx 20mT \tag{4.21}$$

mentre con

$$I_{L_{MAX}} = 27.5A \qquad B_{MAX} = 0.18T \qquad \Delta I_{L_{MAX}} = 5A$$

si ottiene

$$\Delta B_{MAX} = 0.18T\frac{5A}{27.5A} \approx 32mT \tag{4.22}$$

ponendo in questo caso

$$B_{MAX} = \frac{LI_{L_{MAX}}}{NA_S} = \frac{75\mu H27.5A}{13\ 8.4010^{-4}m^2} = 0.18T \tag{4.23}$$

Il valore risultante va diviso per due e inserito nel grafico fornito dal costruttore al fine di stimare le perdite nel nucleo.

Considerando la maggiore escursione di flusso del secondo caso e la frequenza di lavoro pari a 100kHz si ottiene:

$$P(\frac{mW}{cm^3}) \approx 10\frac{mW}{cm^3} \quad \text{con} \quad \frac{\Delta B_{MAX}}{2} = 16mT \tag{4.24}$$

Il valore è stato ricavato analizzando il grafico del materiale N87 per alta frequenza riportato in [24, Pag. 90].
Il volume effettivo dichiarato è di $217cm^3$, per cui si stima che le perdite nel nucleo siano pari a $P_{nucleo} = 1W$ in corrispondenza dell'escursione di flusso massima.

Perdite nell'avvolgimento

Scelta del conduttore

Si valuta il massimo diametro d_C di un conduttore circolare che consenta l'avvolgimento all'interno della finestra del nucleo. Tenendo conto dell'area della finestra A_W e di un opportuno coefficiente di riempimento k_W si ottiene:

$$A_W = \frac{NA_C}{k_W} \tag{4.25}$$

in cui il coefficiente k_W tiene conto della disposizione dell'avvolgimento, della presenza di un cartoccio e della presenza dell'isolamento elettrico del conduttore.

Considerando i seguenti valori:

$$N = 13 \qquad A_W = 17.28cm^2 \qquad k_W = 0.4$$

si ottiene la sezione utile del conduttore

$$A_C = \frac{A_C k_W}{N} = \frac{17.28cm^2\ 0.4}{13} = 0.531cm^2 = 53.1mm^2 \tag{4.26}$$

Il diametro del conduttore utile corrisponde quindi a

$$d_{Cu} = 2\sqrt{\frac{A_C}{\pi}} = 2\sqrt{\frac{53.1mm^2}{3.14}} = 8.22mm \tag{4.27}$$

Si noti che la presenza dell'isolamento porta il diametro complessivo del filo ad essere il $5-10\%$ maggiore, considerando che la sezione della parte di rame sia il $90-95\%$ rispetto alla sezione totale del conduttore comprensivo dell'isolamento. Si ottiene complessivamente:

$$d_C = 1.10 d_{Cu} \approx 9mm. \tag{4.28}$$

Il diametro risultante è molto elevato e si prevede una lavorabilità dell'avvolgimento molto complicata.

L'avvolgimento potrebbe quindi essere realizzato con l'intreccio di almeno 80 conduttori da collegare in parallelo tra loro, al fine di consentirne la facilità di lavorazione e di avvolgimento. Tale struttura assomiglierebbe inoltre a quella di un filo tipo Litz e consentirebbe una riduzione delle perdite sul rame dovute alle componenti in alta frequenza della corrente che lo attraversa.

L'area utile del rame risulterebbe:

$$A_{C1} = \frac{A_C}{80} = 0.663mm^2 \tag{4.29}$$

da cui il diametro utile di ciascun conduttore sarebbe

$$d_{C1} = 2\sqrt{\frac{A_C 1}{\pi}} = 0.919mm \tag{4.30}$$

Considerando per ciascun conduttore un rapporto *area del rame/area totale* pari a 95%,

si ottiene che il diametro di ciascun filo è:

$$d_1 = 2\sqrt{\frac{A_C 1}{0.95\pi}} = 0.942mm \tag{4.31}$$

Il conduttore $AWG\#19$ corrisponde alle caratteristiche richieste.

L'avvolgimento può essere realizzato in due strati da 6 avvolgimenti, più un avvolgimento sovrapposto ad uno dei due strati. Questi ultimi saranno poi mantenuti separati, avvolti ciascuno su una gamba diversa del nucleo ad "U" in modo da minimizzare la lunghezza del conduttore complessivo.

Valore della resistenza in continua

Si considera la resistività del rame a 100°C pari a $\rho_{100°C} = 2.3\ 10^{-8}\Omega m$.

La resistenza dell'avvolgimento alla componente continua della corrente che lo attraversa vale

$$R_{DC} = \frac{\rho_{100°C} N l_{mspira}}{A_C} \tag{4.32}$$

dove l_{mspira} rappresenta la lunghezza media per spira. Essa può essere stimata pari alla misura della circonferenza equivalente di diametro pari alla media tra il diametro di ciascuno strato, che qui si definisce d_{S1} e d_{S2}, corrispondente alla diagonale l_{diag} della sezione del nucleo, a cui si sommano per il primo strato due metà dello spessore del conduttore e per l'eventuale secondo strato un ulteriore spessore del conduttore. Nel caso di dodici spire avvolte in due avvolgimenti a singolo strato, più la tredicesima spira avvolta sopra ad uno dei due avvolgimenti, si ottiene una lunghezza totale del conduttore pari a:

$$\begin{aligned} l_{conduttore} &= 12\pi d_{S1} + \pi d_{S2} = 12\pi(l_{diag} + d_C) + \pi(l_{diag} + 2d_C) = \\ &= 12\pi(41mm + 9mm) + \pi(41mm + 18mm) = 2070mm = 2.07m \end{aligned} \tag{4.33}$$

in cui si considera il valore della diagonale della sezione pari a $l_{diag} = 41mm$ (si vedano le caratteristiche tecniche del nucleo in [24, pag.574]) e il diametro del conduttore (comprensivo di isolamento) pari a $d_C = 9mm$.

Si maggiora il risultato con $l_{conduttore} = 2100mm = 2.1m$.

Il calcolo della resistenza in continua porge:

$$R_{DC} = \frac{\rho_{100°C} l_{conduttore}}{A_C} = 2.310^{-8}\Omega m \frac{2.1m}{53.1mm^2} \approx 0.9m\Omega \tag{4.34}$$

Valore della resistenza in alternata

Innanzitutto si calcola lo spessore di penetrazione nei conduttori che risulta pari a:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho_{100°C}}{\pi \mu_0 f_S}} = \sqrt{\frac{2.310^{-8}\Omega m}{\pi 4\pi 10^{-7}\frac{H}{m}100kHz}} = 241\mu m \tag{4.35}$$

Lo spessore normalizzato nel caso di 80 conduttori intrecciati risulta

$$Q \approx 0.83\frac{d_{C1}}{D_{PEN}} = 0.83\frac{0.919mm}{0.241mm} = 3.165 \tag{4.36}$$

in cui si è ipotizzato che l'intreccio di 80 conduttori corrisponda a circa 9 strati di 9 fili ciascuno. La disposizione separata dei due avvolgimenti consente di considerare che l'avvolgimento complessivo sia costituito da 9 strati di larghezza pari a quella del singolo conduttore. Dalle *curve di Dowell* si stima:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} \approx 150 \tag{4.37}$$

da cui risulta che il valore della resistenza alla componente alternata della corrente è pari a

$$R_{AC} = 150R_{DC} = 135m\Omega \tag{4.38}$$

Nota: la riduzione delle perdite AC si potrebbe ottenere aumentando il numero di conduttori del filo intrecciato utilizzato. In questo modo il rapporto tra lo spessore di penetrazione e il diametro del conduttore sarebbe inferiore, portando ad un valore Q inferiore. In tal caso, pur essendo il numero di strati equivalente aumentato, il rapporto tra la resistenza AC e quella DC potrebbe essere ridotto consistentemente.

In questo caso, in realtà, il contributo delle perdite AC sarà basso in quanto il valore efficace dell'ondulazione di corrente è basso.

Perdite nell'avvolgimento in continua

Considerando trascurabile l'ondulazione di corrente, il valore efficace della corrente che scorre nell'induttore è pari a $I_{RMS} = 50A$. Le perdite in continua risultano:

$$P_{DC} = R_{DC}{I_{RMS}}^2 = 0.9m\Omega(50A)^2 = 2.25W \tag{4.39}$$

In corrispondenza del minimo valore di corrente media sull'induttore risulta invece:

$$P_{DC} = R_{DC}{I_{RMS}}^2 = 0.9m\Omega(25A)^2 = 0.563W \tag{4.40}$$

Perdite nell'avvolgimento in alternata

Considerando il valore efficace dell'ondulazione di corrente in corrispondenza della massima corrente media sull'induttore, tale da causare la massima dissipazione di potenza in continua, con la formula

$$I_{AC_{RMS}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{2.9A}{\sqrt{12}} = 0.837A \tag{4.41}$$

risulta:

$$P_{AC} = R_{AC}{I_{AC_{RMS}}}^2 = 135m\Omega(0.837A)^2 = 0.095W \tag{4.42}$$

Nel caso di minima corrente media sull'induttore si ottiene:

$$I_{AC_{RMS}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{5A}{\sqrt{12}} = 1.443A \tag{4.43}$$

da cui:

$$P_{AC} = R_{AC}{I_{ACRMS}}^2 = 135m\Omega(1.443A)^2 = 0.281W \tag{4.44}$$

Perdite complessive nell'induttore

La somma delle perdite nel nucleo e nell'avvolgimento porge in corrispondenza dei due diversi valori di corrente media i seguenti risultati:

- con $I_L = 50A$ si ha $P_L = P_{NUCLEO} + P_{DC} + P_{AC} = 1W + 2.25W + 0.095W \approx 3.35W$

- con $I_L = 25A$ si ha $P_L = P_{NUCLEO} + P_{DC} + P_{AC} = 1W + 0.563W + 0.281W \approx 1.85W$

Considerando per l'induttore complessivo una resistenza termica di $10\frac{^\circ C}{W}$, ridotta dall'eventuale collegamento al dissipatore e dall'aggiunta di una ventola, il salto di temperatura rientra nella specifica iniziale e la soluzione ottenuta può essere presa in considerazione per la realizzazione degli induttori.

4.2.5 Condensatore di Blocco

Il condensatore di blocco necessario al funzionamento del convertitore deve avere le seguenti caratteristiche:

- capacità nominale di $47\mu F$
- tensione nominale pari ad almeno 240V
- corrente efficace tollerabile di almeno 25A

Tale condensatore deve essere realizzato con il parallelo di condensatori più piccoli in modo da ripartire la corrente che lo attraversa e ridurre le perdite associate alla ESR (oppure, in maniera equivalente, ridurre il valore di ESR complessivo grazie al collegamento in parallelo).

Con questo presupposto si scelgono condensatori a *film plastico* di tipo MKP, materiale ottimizzato per le applicazioni *switching* che mira a ridurre l'entità degli elementi parassiti del condensatore. Si dispone di condensatori da $10\mu F - 400V$ e se ne collegano cinque in parallelo.

Ipotizzando che la ESR di tali condensatori sia pari a $10m\Omega$, la differenza nella dissipazione di potenza tra la realizzazione del condensatore di blocco con un unico dispositivo o con cinque collegati in parallelo risulta:

$$P_{C_B} = R_{ESR} I^2_{C_{B_{eff}}} = 10m\Omega(25A)^2 = 6.25W \tag{4.45}$$

contro gli $1.25W$ del collegamento in parallelo. Il valore considerato per $I_{C_{B_{eff}}}$ è quello ottenuto dalla simulazione del circuito a Pag. 116.

In realtà saranno sufficienti tre di questi condensatori collegati in parallelo per ottenere un risultato soddisfacente, come riportato nello schema elettrico.

4.2.6 Condensatore di Filtro

Il condensatore di filtro in uscita è in realtà costituito da più condensatori di diverso tipo. Si usano due condensatori elettrolitici (C_6 e C_7 nello schema elettrico di Fig. 4.1) da $470\mu F - 450V$ collegati in serie, sfruttando un valore di capacità complessivo maggiore di quello richiesto dalle specifiche. Ai fini dell'applicazione potrebbe bastare un componente

solo, ma a livello di prototipo non si è certi dell'evoluzione delle tensioni in gioco, quindi si preferisce sovradimensionare i componenti e in questo caso realizzare un collegamento in serie.

Al fine di ripartire esattamente la tensione di uscita tra i due condensatori, evitando che le correnti di fuga possano sbilanciare la tensione su uno solo dei condensatori che non la potrebbe sostenere con un margine di sicurezza adeguato, si collega in parallelo a ciascun condensatore un resistore da $100k\Omega - 1W$, dimensionato per non dissipare più di 0.5W alla piena tensione di uscita.

Il condensatore per la componente in alta frequenza (C_5 nello schema elettrico) è scelto da $1.5\mu F$ realizzato con *film plastico* di materiale MKP. In realtà tale valore di capacità si dimostrerà insufficiente al fine di ottenere una tensione di uscita sufficientemente livellata, e quindi verrà aumentato aggiungendo un condensatore dello stesso tipo del valore di 5.6uF (si veda il risultato delle prove in Cap. 5, Par. 5.3.3, Pag. 221).

4.2.7 Condensatore di Ingresso

Il condensatore di ingresso (C_1 nello schema elettrico) è scelto del valore $10\mu F - 250V$ di tipo a *film plastico* MKP.

4.2.8 Sensori di Corrente LEM

La corrente di ingresso si divide tra i due rami di ingresso del circuito. Il suo valore nominale è previsto essere di almeno 100A, ripartiti equamente tra le due fasi.
Si dispone di trasduttori di corrente LEM® tipo LAX 100-NP, capaci di gestire fino a 100A di corrente in ingresso, e quindi idonei all'impiego previsto.
Questo tipo di sensore prevede il collegamento in uscita di un resistore da 50Ω.
L'alimentazione è duale e deve essere filtrata da due condensatori da 100nF per alta frequenza.

4.2.9 Calcolo delle Perdite nei Collegamenti Realizzati in Rame

Si vuole stimare il contributo delle perdite dato dai collegamenti in rame tra i componenti al fine di capire se le bandelle utilizzate siano di dimensioni adeguate a sostenere le correnti in circolazione.

Tutte le bandelle di rame utilizzate per la costruzione del circuito hanno sezione rettangolare, di cui si considera la larghezza con a e l'altezza con b, mentre la lunghezza della bandella è indicata con l. Nei calcoli che seguono si indicheranno con $R_{DC_{1cm}}$ ed $R_{AC_{1cm}}$ la resistenza DC e AC per centimetro della bandella considerata.

Si considera la resistività del rame pari a $\rho_{Cu} = 2.010^{-6}\Omega cm$, valutata ad una temperatura inferiore ai 100°C che si suppone possano raggiungere i collegamenti durante il funzionamento.
Lo spessore di penetrazione a 100kHz risulta:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi\mu_0 f_S}} = \sqrt{\frac{2.010^{-8}\Omega m}{\pi 4\pi 10^{-7}\frac{H}{m}100kHz}} = 225\mu m \tag{4.46}$$

Detta A_{Cu} la sezione della bandella di rame considerata, la resistenza DC per centimetro viene calcolata come:

$$R_{DC_{1cm}} = \frac{\rho_{Cu}}{A_{Cu}} \tag{4.47}$$

La resistenza AC a 100kHz è calcolata considerando la sezione di rame effettiva dovuta allo spessore di penetrazione come segue:

$$R_{AC_{1cm}} = \frac{\rho_{Cu}}{A_{Cu100kHz}} = \frac{\rho_{Cu}}{(2aD_{PEN}) + 2[(b - (2D_{PEN})D_{PEN}]} \tag{4.48}$$

Di seguito si elencano i tratti di collegamento in rame considerati e per ciascuno il dettaglio delle relative resistenze e dissipazioni di potenza.

Collegamento tra i due sensori di corrente LEM

Caratteristiche della bandella di rame utilizzata:

$$a = 20mm \qquad b = 3mm \quad l = 6cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 3.33\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 20\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.49}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 50A \qquad I_{AC_{eff}} \approx 0A \tag{4.50}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC} I_{DC}^2 = 20\mu\Omega(50A)^2 = 50mW \tag{4.51}$$

$$P_{AC} = R_{AC} I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \tag{4.52}$$

da cui $P_{TOT} = 50mW$.

Collegamento del terminale positivo di ingresso

Caratteristiche della bandella di rame utilizzata:

$$a = 20mm \qquad b = 3mm \qquad l = 5cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 3.33\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 20\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.53}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 100A \qquad I_{AC_{eff}} \approx 0A \tag{4.54}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC} I_{DC}^2 = 16.65\mu\Omega(100A)^2 = 167mW \tag{4.55}$$

$$P_{AC} = R_{AC} I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \tag{4.56}$$

da cui $P_{TOT} = 167mW$.

Collegamento di massa tra ingresso e uscita

Caratteristiche della bandella di rame utilizzata:
la bandella è attraversata da correnti diverse in tratti diversi

- il tratto tra il morsetto negativo dell'alimentazione di ingresso e il collegamento dei due terminali di *source* dei MOSFET è attraversato dalla piena corrente di ingresso, $l = 7cm$

- il tratto tra il collegamento dei due terminali di *source* e il collegamento del condensatore di uscita in alta frequenza è interessato dalla corrente del diodo $D2$, $l = 8cm$

- il tratto finale di uscita è attraversato dalla corrente media di uscita, $l = 9cm$

Complessivamente si ha:

$$a = 20mm \qquad b = 3mm \qquad l = 24cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 3.33\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 20\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.57}$$

Valore efficace della corrente che attraversa i collegamenti (componenti DC e AC): riferendosi ai tre casi citati sopra si ottengono

$$I_{DC} = 100A \qquad I_{AC_{eff}} \approx 0A \tag{4.58}$$

$$I_{DC} = 6.25A \qquad I_{AC_{eff}} = 16.53A \tag{4.59}$$

$$I_{DC} = 6.25A \qquad I_{AC_{eff}} \approx 0A \tag{4.60}$$

in cui nel secondo caso si è riportato il valore efficace calcolato nel Paragrafo 2.4.1 tramite simulazione del circuito.

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC}I_{DC}^2 = 23.3\mu\Omega(100A)^2 = 233mW$$
$$P_{AC} = R_{AC}I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \qquad P_{TOT} = 233mW \tag{4.61}$$

$$P_{DC} = R_{DC}I_{DC}^2 = 26.6\mu\Omega(6.25A)^2 = 1mW$$
$$P_{AC} = R_{AC}I_{AC_{eff}}^2 = 160\mu\Omega(16.53A)^2 = 44mW \qquad P_{TOT} = 45mW \tag{4.62}$$

$$P_{DC} = R_{DC}I_{DC}^2 = 30\mu\Omega(6.25A)^2 = 1.2mW$$
$$P_{AC} = R_{AC}I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \qquad P_{TOT} = 1.2mW \tag{4.63}$$

Collegamento dei terminali dei due sensori di corrente LEM

Caratteristiche di ciascuna bandella di rame utilizzata: (le bandelle sono quattro in tutto)

$$a = 27mm \qquad b = 0.81mm \quad l = 4cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 9.15\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 16.2\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.64}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 50A \qquad I_{AC_{eff}} \approx 0A \tag{4.65}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC}I_{DC}^2 = 4x36.6\mu\Omega(50A)^2 = 366mW \tag{4.66}$$

$$P_{AC} = R_{AC}I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \tag{4.67}$$

da cui $P_{TOT} = 366mW$.

Collegamento dei terminali di *source* dei MOSFET

Caratteristiche della bandella di rame utilizzata:

$$a = 20mm \qquad b = 0.5mm \quad l = 9cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 20\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 22.2\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.68}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 0A \qquad I_{AC_{eff}} = 0.72A \tag{4.69}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC}I_{DC}^2 = 0W \tag{4.70}$$

$$P_{AC} = R_{AC} I^2_{AC_{eff}} = 180\mu\Omega(0.72A)^2 \approx 0.1mW \tag{4.71}$$

da cui $P_{TOT} = 0.1mW$.

Collegamento del condensatore di blocco

Caratteristiche di ciascuna bandella di rame utilizzata: (le bandelle sono due in tutto)

$$a = 20mm \quad b = 3mm \quad l = 13cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 8\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 25.5\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.72}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 0A \qquad I_{AC_{eff}} = 25A \tag{4.73}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC} I^2_{DC} = 0W \tag{4.74}$$

$$P_{AC} = R_{AC} I^2_{AC_{eff}} = 2x331\mu\Omega(25A)^2 \approx 415mW \tag{4.75}$$

da cui $P_{TOT} = 415mW$.

Collegamento del terminale positivo di uscita

Caratteristiche della bandella di rame utilizzata:

$$a = 20mm \quad b = 3mm \quad l = 12cm$$

Valore per centimetro delle resistenze DC e AC:

$$R_{DC_{1cm}} = 6.66\frac{\mu\Omega}{cm} \qquad R_{AC_{1cm}} = 22.2\frac{\mu\Omega}{cm} \tag{4.76}$$

Valore efficace della corrente che attraversa il collegamento (componenti DC e AC):

$$I_{DC} = 6.25A \qquad I_{AC_{eff}} = 0A \tag{4.77}$$

Perdite DC e AC associate al collegamento di rame:

$$P_{DC} = R_{DC} I_{DC}^2 = 80\mu\Omega(6.25A)^2 = 3.1mW \tag{4.78}$$

$$P_{AC} = R_{AC} I_{AC_{eff}}^2 \approx 0W \tag{4.79}$$

da cui $P_{TOT} = 3.1mW$.

Perdite complessive nel rame

Le perdite complessive nei collegamenti in rame risultano pari a $1.28W$.

Nei calcoli non si è tenuto conto della presenza dell'effetto prossimità essendo questo difficilmente prevedibile nel circuito considerato. L'ordine di grandezza delle perdite è comunque tale da non compromettere il rendimento del convertitore.

4.3 Descrizione del Prototipo Realizzato

In questo paragrafo si descrivono le fasi di montaggio del prototipo e si mostra il posizionamento dei componenti al fine di ottenere il *layout* desiderato. La Fig. 4.3 illustra la realizzazione del circuito.

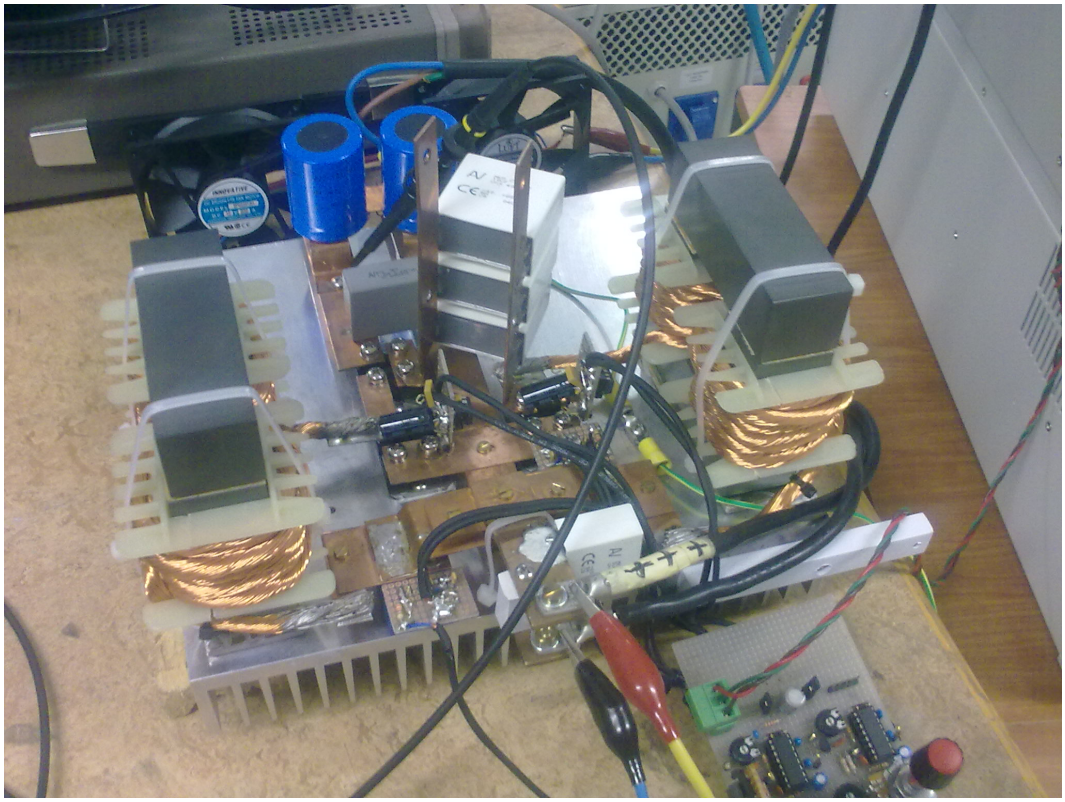


Figura 4.3 – Immagine del prototipo realizzato. Sono visibili ai lati gli induttori di ingresso e al centro i tre condensatori di blocco montati in verticale. A contatto con il dissipatore ci sono i MOSFET e i diodi con *package* di tipo ISOTOP®. In basso a destra si può vedere la scheda di controllo del circuito.

Il circuito è montato tutto sopra al dissipatore in alluminio senza l'uso di una scheda *PCB* dedicata. Questo consente di gestire con versatilità la disposizione e il collegamento dei componenti.

Si inizia col fissaggio dei moduli ISOTOP® S_1, S_2, D_1, D_2 spalmati con pasta termoconduttiva nell'area di contatto per favorire lo scambio termico verso il dissipatore.

Si avvita la bandella di rame che costituisce il collegamento di massa di potenza, comune a tutto il circuito dall'ingresso all'uscita. Si collega trasversalmente la bandella di collegamento di massa dei due MOSFET ISOTOP®.

Si fissa il collegamento tra il *drain* del MOSFET S_1 e l'anodo del diodo D_1. Si fissano poi il collegamento tra il catodo del diodo D_1 e l'anodo del diodo D_2 e la bandella del

collegamento del terminale positivo di uscita.

Si osservi che i collegamenti di massa di potenza e di tensione positiva di uscita poggiano su dei supporti realizzati in PVC che li isolano dal dissipatore. Il collegamento della massa al dissipatore e conseguentemente ad un punto di messa a terra viene effettuato tramite un conduttore dedicato.

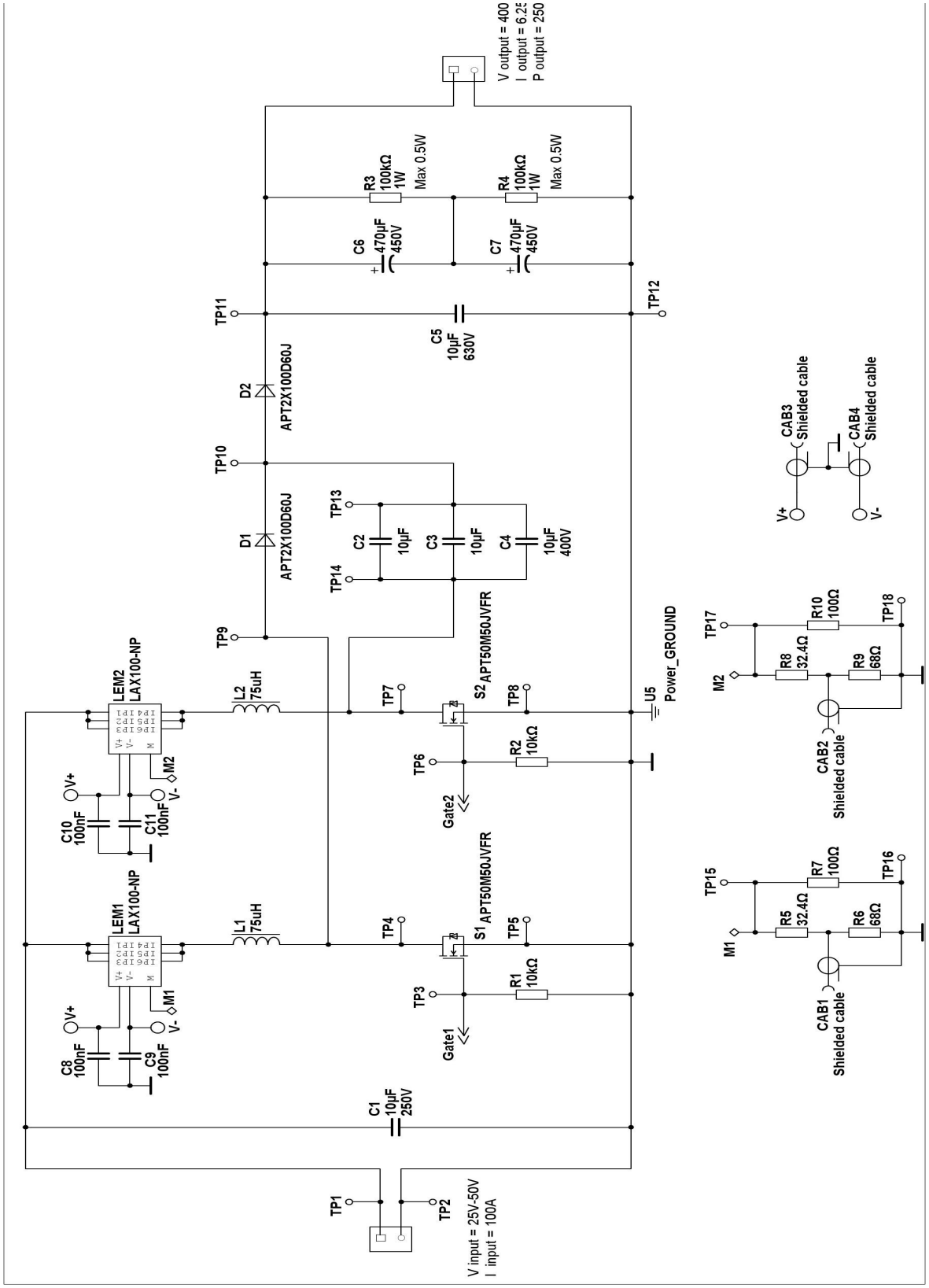
Si fissa il collegamento in comune tra i due sensori di corrente $LEM1$ e $LEM2$, che sono a loro volta collegati ad un capo degli induttori L_1 e L_2. I sensori sono appoggiati al dissipatore, con la piedinatura rivolta verso l'alto e la schedina con la circuiteria di controllo già montata.

Nel punto centrale del collegamento tra i due sensori di corrente si fissa la bandella del terminale positivo della tensione di ingresso. Questo è separato dal terminale di massa tramite un supporto in PVC e in parallelo all'ingresso è posto il condensatore di filtro C_1. L'altro capo dell'avvolgimento degli induttori L_1 e L_2 è avvitato al *drain* dei MOSFET S_1 e S_2.

Sul terminale di *drain* del secondo MOSFET e sull'anodo del diodo D_2 è fissato il banco di condensatori C_2, C_3, C_4, in cui i condensatori sono saldati sulle due bandelle verticali. Tra i due terminali di uscita è saldato il condensatore per alta frequenza C_5 e sono avvitati i due condensatori elettrolitici, i quali sono dapprima collegati in serie tra loro con le resistenze di partizione R_3 e R_4 saldate in parallelo.

Tra i terminali di *gate* e *source* di ciascun MOSFET S_1 e S_2 è infine avvitata la schedina di pilotaggio contenente il *driver* e i relativi condensatori di filtraggio.

I cavi schermati di alimentazione e segnale dei circuiti di pilotaggio e dei sensori di corrente sono quindi collegati alla scheda di controllo.


V output = 400
I output = 6.25
P output = 250
R3 100kΩ 1W Max 0.5W
R4 100kΩ 1W Max 0.5W
C6 470µF 450V
C7 470µF 450V
TP11
TP12
C5 10µF 630V
D2 APT2X100D60J
TP10
D1 APT2X100D60J
TP13
TP14
C2 10µF
C3 10µF
C4 10µF 400V
TP9
LEM2 LAX100-NP
L2 75uH
TP7
S2 APT50M50JVFR
TP8
U5 Power_GROUND
TP6
R2 10kΩ
Gate2
V+
V-
M2
C10 100nF
C11 100nF
LEM1 LAX100-NP
L1 75uH
TP4
S1 APT50M50JVFR
TP5
TP3
R1 10kΩ
Gate1
M1
C8 100nF
C9 100nF
C1 10µF 250V
TP1
TP2
V input = 25V-50V
I input = 100A
CAB3 Shielded cable
CAB4 Shielded cable
V+
V-
TP17
R10 100Ω
TP18
M2
R8 32.4Ω
R9 68Ω
CAB2 Shielded cable
TP15
R7 100Ω
TP16
M1
R5 32.4Ω
R6 68Ω
CAB1 Shielded cable

Capitolo 5

Risultati Sperimentali

In questo capitolo si presentano i risultati ottenuti dalle misure sul convertitore.
Il collaudo è stato organizzato nel seguente modo: si inizia la verifica del funzionamento con un livello di potenza di uscita dell'ordine di cento Watt, mantenendo basse sia le tensioni che le correnti nel circuito. Una volta verificato che il convertitore funziona correttamente, si procede con l'analisi all'aumentare della potenza di uscita, monitorando le sollecitazioni di tensione sui componenti principali e la loro temperatura. Con i dati raccolti dalle misure è infine possibile calcolare il rapporto di conversione effettivo del convertitore, il suo rendimento e la distribuzione delle perdite nei componenti.

La Fig. 5.1 mostra la disposizione degli strumenti utilizzati per il collaudo del circuito.

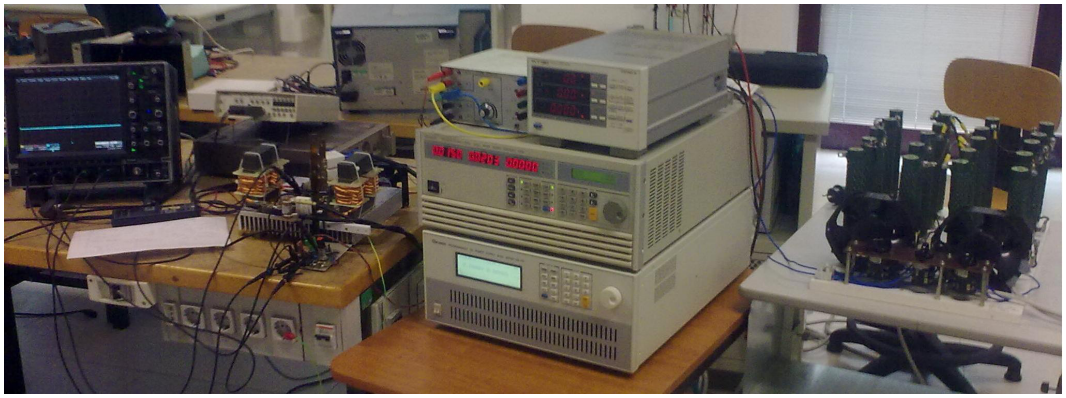


Figura 5.1 – Disposizione degli strumenti di misura intorno al convertitore collaudato. Da sinistra, in senso orario, si inividuano l'oscilloscopio, l'amplificatore per la sonda differenziale appoggiato sopra al generatore di funzioni, e il convertitore. A destra, l'alimentatore per la scheda di controllo con a fianco il wattmetro, appoggiati al carico attivo posto sopra all'alimentatore del convertitore. Più a destra ancora il gruppo di resistori di potenza dotato di ventole di raffreddamento.

La strumentazione utilizzata per le prove è la seguente:

- Oscilloscopio LeCroy® WaveRunner 44Xi 400MHz 10GS/s
- Amplificatore Differenziale LeCroy® DA1855A
- Sonda Differenziale LeCroy® DXC100A
- Sonda di Corrente LeCroy® PB030 30A
- Generatore di Funzioni HAMEG® HM8030-2
- Alimentatore Duale 15V - 1A
- Wattmetro Digitale Yokogawa® WT130
- Carico Attivo DC Chroma® 63202 5A/50A 125V/500V 2kW
- Alimentatore DC Programmabile Chroma® 62050P 100V-100A 5kW
- Multimetro Digitale Agilent® U1241A
- Termocamera FLIR® ThermaCAM
- Termocoppia FLUKE®
- Banco di resistori di potenza a ventilazione forzata

Nelle descrizioni che seguono si farà riferimento ai componenti rappresentati dallo schema elettrico riportato a Pag. 192.

5.1 Verifica Iniziale del Funzionamento del Convertitore

Si effettua una prima analisi delle grandezze elettriche del circuito per capire se il funzionamento del convertitore è quello atteso rispetto all'analisi teorica. La potenza gestita è limitata a 100W, tranne per alcune prove in cui si rende necessario aumentare tale potenza al fine di approfondire il comportamento analizzato. Tale limitazione consente l'esecuzione della prima fase di verifica circuitale senza sollecitare il convertitore con elevate tensioni e correnti, pena la possibile rottura di alcune parti di esso. Si verificano tutte le principali grandezze del circuito, nell'ordine i segnali di comando e di alimentazione dei circuiti di

pilotaggio dei MOSFET, la tensione *drain-source* dei MOSFET, la tensione di blocco dei diodi, la tensione sui condensatori *di blocco* e la corrente sui componenti principali.

In questa prima fase di misure è già possibile osservare i problemi relativi alle sollecitazioni dei componenti utilizzati, in particolar modo le sovratensioni che compaiono sugli interruttori e sui diodi. Di queste si analizza in particolar modo la dipendenza dalla tensione e dalla corrente, in modo da capire con quali accorgimenti salire in potenza nelle prove successive. Nel caso degli interruttori il legame è forte con la corrente che li attraversa, mentre i diodi sono più sensibili alle differenze di tensione, come ci si aspetta, e saranno la causa principale dell'impossibilità di aumentare la tensione di uscita del convertitore fino al valore nominale.

In questa prima fase si verificano anche eventuali problemi di autocompatibilità del circuito, risolvendo le interferenze di funzionamento tra il circuito e la strumentazione.

Questi primi risultati ottenuti non sono illustrati in questo capitolo per non appesantirne il contenuto. Si preferisce concentrare l'attenzione sulle prove a potenza di uscita maggiore che rivelano in misura maggiore l'essenza del progetto. Perciò i dettagli sul funzionamento del convertitore saranno presentati dalla prossima sezione in poi.

5.2 Prove a Potenza di Uscita Intermedia 1kW

In questa sezione si illustrano i risultati ottenuti nelle prove con potenza di uscita del convertitore pari a 1kW. Si analizza dapprima la sollecitazione in tensione di interruttori e diodi, poi si osservano le correnti che scorrono nei componenti principali e infine si verifica che i circuiti di pilotaggio degli interruttori funzionino correttamente.

Il punto di lavoro del convertitore nell'ambito di queste prove è riassunto nelle seguenti specifiche:

- Tensione di uscita: 250V Corrente di uscita: 4.26A Potenza di uscita: 1065W

- Tensione di ingresso: 25V Corrente di ingresso: 50A

- Tensione di alimentazione dei circuiti di pilotaggio: 15V

5.2.1 Analisi delle Sollecitazioni di Tensione sui Diodi e sugli Interruttori

La Fig. 5.2 illustra nell'ordine la tensione di sollecitazione degli interruttori S_1 e S_2 e del diodo D_1. Con riferimento allo schema elettrico riportato a Pag. 192, le tensioni sono misurate collegando le sonde dell'oscilloscopio ai punti TP4, TP5 e TP7, TP8 per gli interruttori e ai punti TP9, TP10 per il collegamento della sonda differenziale ai capi del diodo D_1.

Si osserva che sia sugli interruttori che sul diodo compaiono oscillazioni di risonanza causate dagli elementi parassiti dei componenti, oscillazioni che si sovrappongono al valore di tensione di blocco raggiunto a regime. In particolare si nota che l'oscillazione che si instaura sull'interruttore S_2 è di ampiezza maggiore di quella su S_1, ed è anche meno smorzata.

Il valore di assestamento della tensione di blocco degli interruttori corrisponde a quello atteso e pari a $\frac{V_{OUT}}{2} = 125V$. Nel caso dell'interruttore S_1 questo conferma anche il valore della tensione prevista ai capi della capacità di blocco formata dai condensatori C_2, C_3, C_4, a meno di piccole differenze causate dalla presenza di elementi parassiti resistivi nel circuito che ne modificano il valore di regime atteso.

La tensione di blocco del diodo D_1 assume due diversi livelli di tensione durante il funzionamento e presenta oscillazioni di risonanza in corrispondenza di ogni gradino di tensione. I valori di assestamento dei due livelli di tensione sono quelli attesi e corrispondono a $\frac{V_{OUT}}{2} = 125V$ e $V_{OUT} = 250V$.

Per confrontare l'evoluzione temporale della tensione di blocco del diodo D_2 rispetto alle commutazioni degli interruttori si faccia riferimento alla Fig. 5.4 riportata in seguito.

La Fig. 5.3 mostra il dettaglio della sollecitazione di tensione sugli interruttori S_1 e S_2. Come detto in precedenza, la risonanza sul secondo interruttore raggiunge un valore di picco maggiore rispetto al primo. Il picco di tensione misurato nei due casi è rispettivamente di 200V e 225V, valori che sono comunque ben tollerabili dagli interruttori utilizzati nel circuito. Approfondendo la misura effettuata è possibile inoltre caratterizzare le due risonanze come oscillazioni a singola armonica con la stessa frequenza di oscillazione, perciò l'interazione della capacità parassita del MOSFET con l'induttanza parassita equivalente del circuito è simile nei due casi.

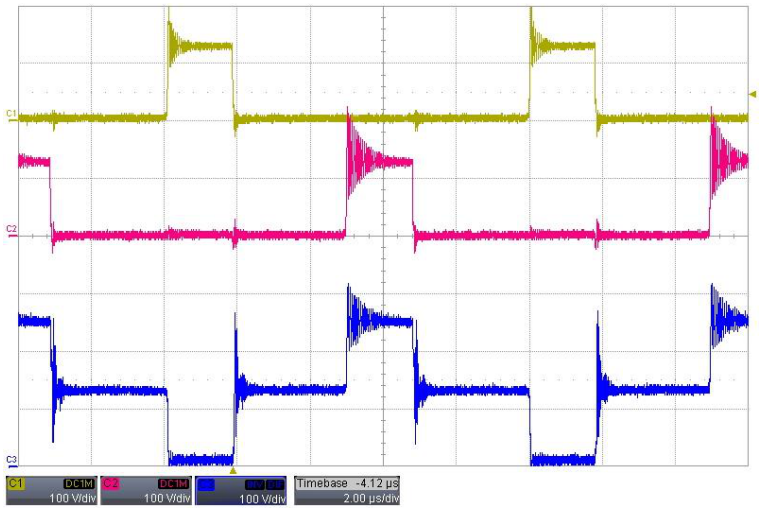


Figura 5.2 – Sollecitazione di tensione degli interruttori S_1 e S_2 e del diodo D_1. Canale 1: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 100V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 100V/div. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

Se si osserva nello schema elettrico del convertitore il possibile percorso individuato dagli elementi risonanti, è possibile associare all'oscillazione nell'interruttore S_1 la maglia composta dall'interruttore S_1 stesso, dal diodo D_1, dai condensatori di blocco $C_2, \ldots, C_4$, e dall'interruttore S_2 acceso, mentre nel caso del secondo interruttore si individua la maglia composta dall'interruttore S_2, dai condensatori di blocco $C_2, \ldots, C_4$, dal diodo D_2 e dai condensatori di uscita $C_5, \ldots, C_7$. Da questa analisi risulta che il fattore di smorzamento è maggiore nel primo caso, dato che la presenza dell'interruttore S_2 in stato di conduzione introduce un significativo incremento del valore di resistenza complessiva nella maglia, a parità di contributo resistivo introdotto dagli altri componenti coinvolti sia uguale nei due casi. Questo rende differente l'evoluzione dell'oscillazione di risonanza nei due interruttori e può giustificare il motivo per cui quella sull'interruttore S_2 è più evidente. Inoltre, la presenza dei condensatori di blocco $C_2, \ldots, C_4$ collegati al terminale di *drain* del MOSFET introduce un rilevante contributo di induttanza parassita (la ESL dei condensatori) che accentua l'ampiezza dell'oscillazione rispetto al caso del MOSFET S_1.

La Fig. 5.4 mostra contemporaneamente la sollecitazione di tensione sui diodi D_1 e D_2. Le due sonde differenziali utilizzate per la misura sono collegate nei punti TP9,TP10 e TP10,TP11.

E' possibile osservare che la tensione di blocco sul diodo D_2 si assesta al valore atteso $\frac{V_{OUT}}{2} = 125V$. In corrispondenza dello spegnimento del diodo è inoltre presente un'oscillazione di risonanza dovuta all'interazione tra la capacità parassita del diodo e l'induttanza

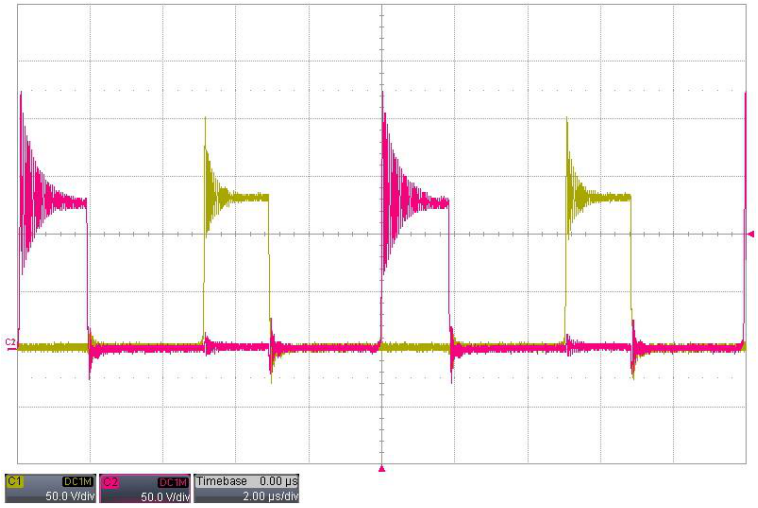


Figura 5.3 – Dettaglio della sollecitazione in tensione degli interruttori S_1 e S_2. Canale 1: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 50V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 50V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

parassita del circuito. E' rilevante però che ai capi del diodo D_2 compaia un'oscillazione anche in corrispondenza dello spegnimento del diodo D_1, cioè che la commutazione del diodo D_1 influenzi anche la tensione di blocco del diodo D_2 che in quel momento non sta commutando. Quanto accade può essere giustificato dal fatto che la risonanza sul diodo D_1 muove il potenziale del diodo D_2, nonostante questo sia inserito tra due condensatori carichi che lo tengono in polarizzazione inversa.

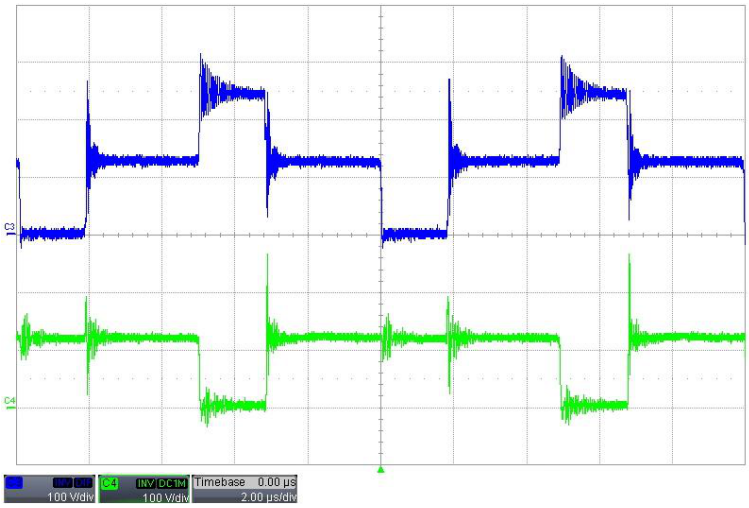


Figura 5.4 – Tensione di sollecitazione dei diodi D_1 e D_2. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 100V/div. Canale 4: tensione *catodo-anodo* del diodo D_2, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

Le Figg. 5.5 e 5.6 mostrano i picchi raggiunti dalle oscillazioni di risonanza nei due diodi. Osservando in dettaglio tali oscillazioni (immagini non riportate) è possibile indi-

viduare per il diodo D_1 oscillazioni a più armoniche in corrispondenza dello spegnimento (prima oscillazione nel periodo) e del passaggio dalla tensione di blocco massima a quella pari a metà della tensione di uscita (seconda oscillazione). L'esistenza di un sistema multirisonante giustifica il picco molto elevato dell'oscillazione rispetto a quello atteso per il caso a singola armonica. Inoltre, lo smorzamento di queste due oscillazioni è molto pronunciato in quanto sono presenti entrambi gli interruttori accesi nel percorso principale della corrente di risonanza. L'oscillazione centrale nel diodo D_1 è invece a singola armonica e poco smorzata. Nel diodo D_2 (Fig. 5.6) l'oscillazione in corrispondenza dello spegnimento è multiarmonica e molto smorzata.

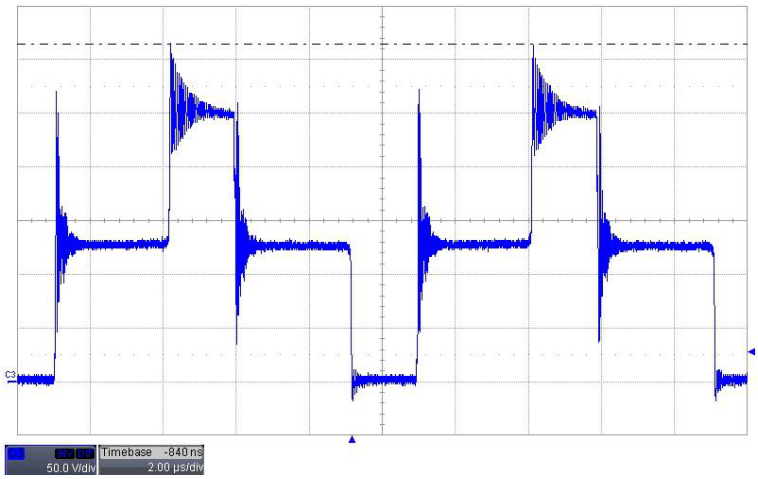


Figura 5.5 – Dettaglio della tensione di sollecitazione del diodo D_1. Sono evidenti importanti oscillazioni di risonanza sovrapposte alla tensione di blocco attesa che raggiungono il valore di 315V. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 50V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

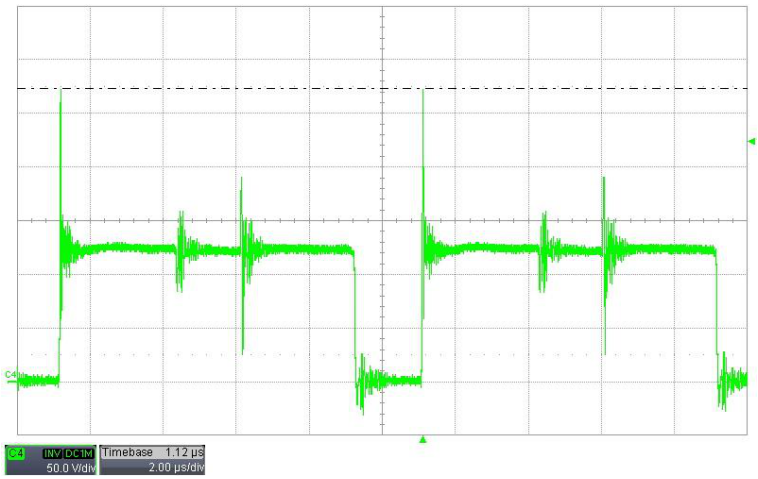


Figura 5.6 – Dettaglio della tensione di sollecitazione del diodo D_2. In corrispondenza dello spegnimento compare un picco di risonanza che raggiunge i 273V. Canale 4: tensione *catodo-anodo* del diodo D_2, 50V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

La sovraelongazione di tensione introdotta dalle risonanze supera l'ordine di grandezza di 100V, per cui, come si vedrà in seguito, sarà necessario l'utilizzo di un circuito di *clamp* per poter elevare la tensione di uscita del convertitore fino al valore nominale previsto.

Nota: la sonda differenziale utilizzata per la misura della tensione di blocco del diodo D_2 ha banda passante inferiore rispetto a quella usata per il diodo D_1, per cui l'ampiezza dei picchi di risonanza è inferiore a quella reale. Misure più accurate saranno eseguite nel corso delle altre prove.

5.2.2 Analisi delle Correnti nel Circuito

Il punto di lavoro del convertitore nell'ambito di queste prove è riassunto nelle seguenti specifiche:

- Tensione di uscita: 200V Corrente di uscita: 5A Potenza di uscita: 1000W

- Tensione di ingresso: 24.73V Corrente di ingresso: 45.30A

Queste condizioni sono diverse da quelle del paragrafo precedente a causa del limite di corrente massima misurabile dalla sonda di cui si dispone, utilizzando una tensione di uscita più bassa al fine di ridurre l'assorbimento di corrente di ingresso a parità di potenza di uscita del convertitore. L'obiettivo di questa sezione è però quello di verificare la corretta evoluzione delle principali correnti nel circuito e misurarne l'ordine di grandezza, quindi la variazione del punto di lavoro rispetto alle altre prove effettuate non compromette la validità dell'analisi.

Le misure riportate in seguito sono realizzate interrompendo il collegamento del circuito nel punto di interesse ed inserendo una spira di conduttore per effettuare la misura, ovvero inserendo una avvolgimento di filo di sezione opportuna a cui agganciare la sonda di corrente e capace di sostenere la corrente che lo attraversa. Tale spira consente di concatenare bene il campo magnetico da misurare e contemporaneamente di non introdurre un contributo considerevole di induttanza parassita nel circuito.

Corrente negli interruttori S_1 e S_2

In Fig. 5.7 si mostra l'andamento della corrente sull'interruttore S_1 e la tensione *drain-source* corrispondente. La corrente segue l'evoluzione attesa (si noti la bassa ondulazione

sovrapposta) e manifesta un picco pronunciato in corrispondenza dell'accensione del dispositivo: è l'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_1. Si può notare inoltre la corrente di risonanza della capacità parassita del MOSFET in corrispondenza dello spegnimento.

Nota: l'interruttore S_2 non è stato analizzato a causa della difficoltà di accesso al circuito nel punto di misura necessario. Si considera comunque il comportamento di tale interruttore equivalente a quello appena illustrato.

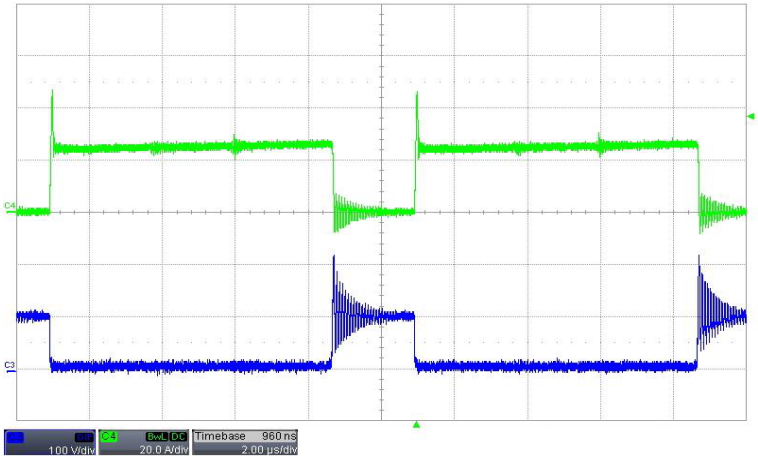


Figura 5.7 – Evoluzione della corrente sull'interruttore S_1 e della sua corrispondente tensione *drain-source*. E' già visibile la sovraelongazione di corrente dovuta all'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_1. Canale 4: corrente *drain-source* del MOSFET S_1, 20A/div. Canale 3: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

La Fig. 5.8 mostra il dettaglio del picco di corrente sull'interruttore dovuto all'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_1.

Figura 5.8 – Dettaglio della sovraelongazione di corrente sull'interruttore S_1 dovuta all'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_1. L'ampiezza del picco di corrente è dello stesso ordine di grandezza della corrente di conduzione. Canale 4: corrente *drain-source* del MOSFET S_1, 10A/div. Base dei tempi: 2μs/div.

Il cursore inferiore indica una corrente di 23.7A mentre quello superiore indica 45.2A. L'ampiezza effettiva del picco è quindi di 21.5A, cioè dello stesso ordine di grandezza della corrente di conduzione. Questo si traduce in un grosso svantaggio per le perdite di commutazione nell'interruttore, che in accensione possono praticamente raddoppiare. Ulteriori dettagli saranno illustrati in seguito nell'analisi della corrente del diodo D_1.

Corrente negli induttori L_1 e L_2

La Fig. 5.9 illustra l'ondulazione di corrente sull'induttore L_1. E' possibile verificarne il valore dell'ampiezza picco-picco pari a 2.52A, molto contenuta, e di frequenza pari a 100kHz. Risultati identici si ottengono nel caso dell'induttore L_2, data la forte simmetria del circuito. Misurando tramite l'oscilloscopio la corrente media degli induttori L_1 e L_2 si conferma inoltre l'esatta ripartizione della corrente in ingresso.

Nota: dalla Fig. 5.9 è possibile stimare il valore di induttanza effettivo dell'induttore L_1. L'escursione della corrente pari a 2.52A avviene in circa 8μs con la tensione di ingresso pari a 24.73V applicata all'induttore in corrispondenza della pendenza positiva della sua corrente. Risulta quindi:

$$L_1 = \frac{V_{IN}}{\frac{\Delta I}{\Delta t}} = \frac{24.73V}{\frac{2.52A}{8\mu s}} = 78.5\mu H$$

in linea con la specifica di progettazione.

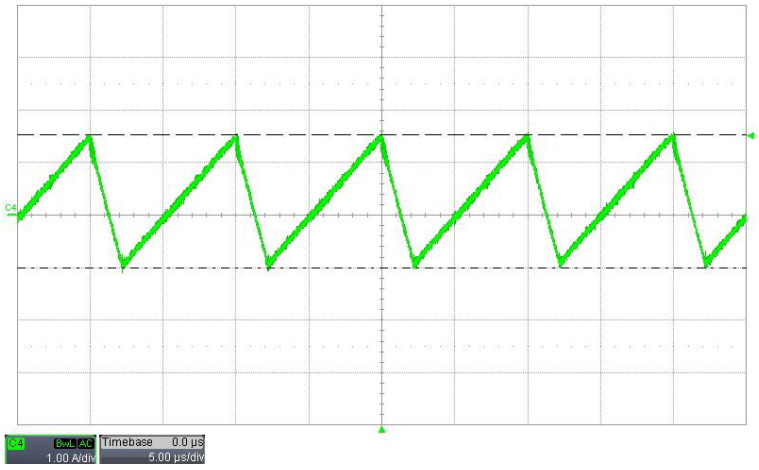


Figura 5.9 – Corrente sull'induttore L_1. L'evoluzione dell'ondulazione è quella attesa e il suo valore picco-picco è pari a 2.52A, molto ridotto. Canale 4: 1A/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 5μs/div.

Corrente sui diodi D_1 e D_2

La Fig. 5.10 mostra la corrente nel diodo D_1 e l'evoluzione della sua tensione di blocco. La forma d'onda misurata presenta oscillazioni di risonanza coincidenti con quelle di tensione sull'interruttore S_1, che si spegne corrispondentemente (si veda quanto illustrato nella sezione precedente).

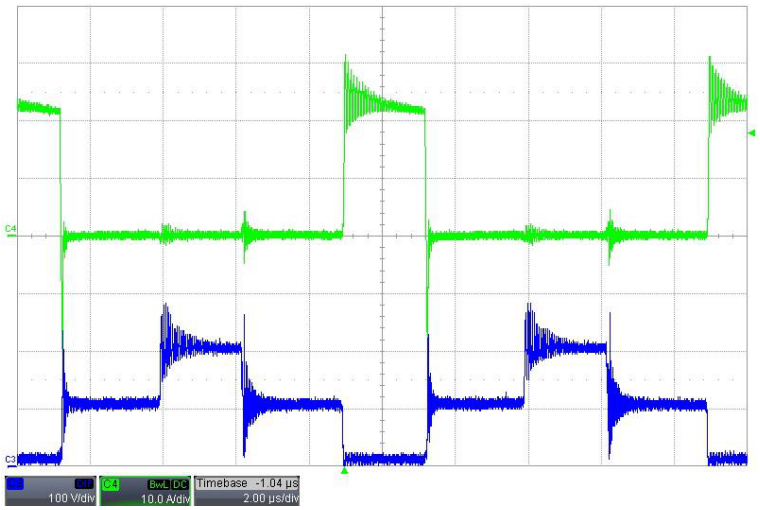


Figura 5.10 – Evoluzione della corrente sul diodo D_1 in corrispondenza della sua tensione *catodo-anodo*. E' evidente la sovrapposizione della corrente di risonanza causata dalle oscillazioni di tensione nell'interruttore S_1 allo spegnimento. Canale 4: corrente nel diodo D_1, 10A/div, banda limitata. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

La Fig. 5.11 a pagina seguente illustra l'effetto di *reverse-recovery* nel diodo D_1. Si verifica subito che il picco di corrente è dello stesso ordine di grandezza della corrente di conduzione, come già osservato nell'analisi della corrente sull'interruttore S_1. La durata del picco di corrente inversa è pari a poco più di 60ns.

Si osservi come la tensione inversa ai capi del diodo inizi ad instaurarsi solo verso il raggiungimento del picco di corrente inversa, consentendo il recupero della capacità di blocco del componente solo con un certo ritardo.

Dal risultato della misura è possibile anche stimare la derivata di corrente sul diodo che risulta pari a circa $630\frac{A}{\mu s}$.

La Fig. 5.12 mostra la corrente del diodo D_2 in corrispondenza della sua tensione di blocco. Si osserva in particolare l'ampiezza dell'oscillazione di corrente di risonanza corrispondente alle oscillazioni di tensione sull'interruttore S_2 in spegnimento, più accentuata rispetto al caso del diodo D_1.

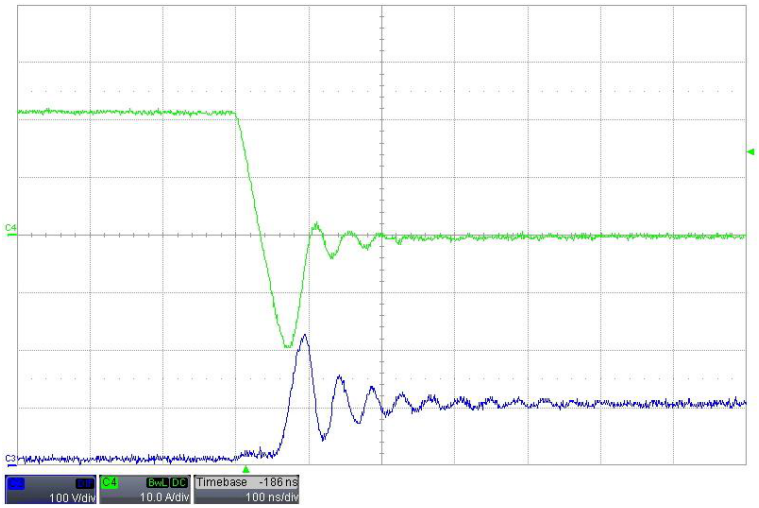


Figura 5.11 – Dettaglio dell'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_1 in corrispondenza della sua tensione di blocco. Il picco di corrente inversa raggiunto è dello stesso ordine della corrente di conduzione. Canale 4: corrente nel diodo D_1, 10A/div, banda limitata. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 100V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

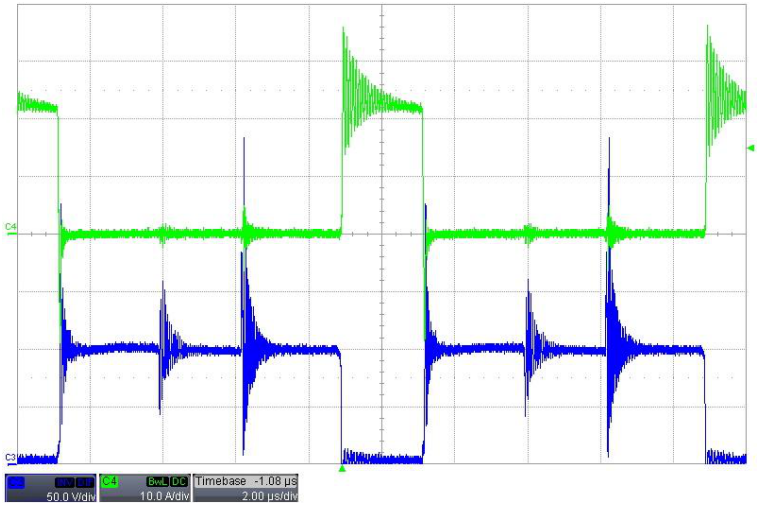


Figura 5.12 – Evoluzione della corrente sul diodo D_2 in corrispondenza della sua tensione *catodo-anodo*. E' evidente la sovrapposizione della corrente di risonanza causata dalle oscillazioni di tensione nell'interruttore S_2 allo spegnimento. Compaiono inoltre notevoli oscillazioni di risonanza sovrapposte alla tensione di blocco. Canale 4: corrente nel diodo D_2, 10A/div, banda limitata. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_2, 50V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

Si noti che l'uso della sonda differenziale con larghezza di banda maggiore, utilizzata per misurare la tensione di blocco del diodo, rivela dei picchi di tensione di risonanza molto maggiori di quelli osservati precedentemente, in particolare in corrispondenza dello spegnimento del diodo D_1 che si ripercuote sul diodo in esame (terza oscillazione visibile nella tensione di blocco). Come sarà discusso nella sezione successiva, la soluzione del problema della risonanza ai capi del diodo D_1 dovrebbe attenuare anche l'effetto sul

diodo D_2.

Anche nel caso del diodo D_2 il picco di corrente dovuto al *reverse-recovery* ha ampiezza dello stesso ordine della corrente di conduzione del diodo stesso, come visibile in Fig. 5.13. La piena tensione di blocco del diodo è raggiunta in prossimità del picco di corrente inversa del diodo. La durata del picco è complessivamente di circa 60ns, la sua ampiezza è misurata pari a 18.8A e la derivata di corrente allo spegnimento del diodo è anche in questo caso dell'ordine di $600\frac{A}{\mu s}$. L'effetto di *reverse-recovery* si ripercuote sull'interruttore S_2 con un aumento delle perdite di commutazione in accensione, analogamente a quanto visto per l'interruttore S_1.

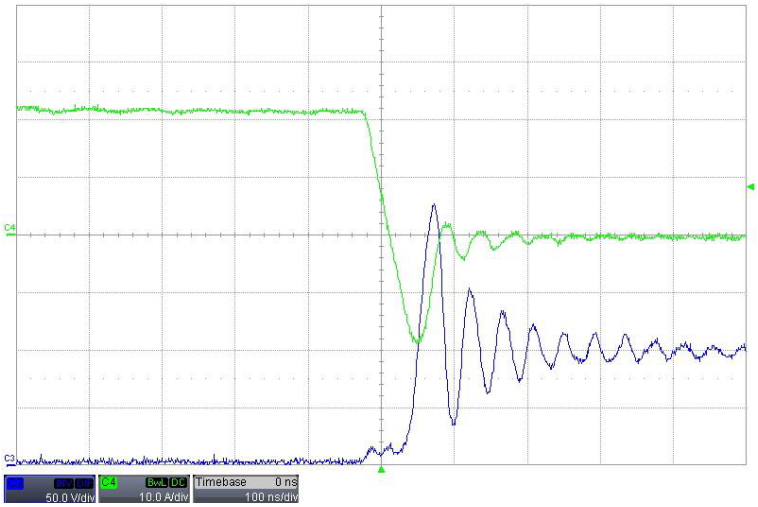


Figura 5.13 – Dettaglio dell'effetto di *reverse-recovery* del diodo D_2 in corrispondenza della sua tensione di blocco. Il picco di corrente inversa raggiunto è anche in questo caso dello stesso ordine della corrente di conduzione. Canale 4: corrente nel diodo D_2, 10A/div, banda limitata. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_2, 50V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

Ondulazione della corrente di ingresso

La Fig. 5.14 a pagina seguente illustra l'evoluzione della corrente di ingresso del convertitore. E' ben visibile come la corrente abbia perso le componenti in alta frequenza ed abbia un'ondulazione arrotondata e di ampiezza molto contenuta, a dimostrazione della ridotta necessità di filtraggio di ingresso del convertitore in analisi.

5.2.3 Analisi dei Circuiti di Pilotaggio

Si ritorna alle condizioni di prova del Par. 5.2.1. Con riferimento allo schema elettrico riportato a Pag. 192 si collegano le sonde ai punti TP3, TP5 e TP6, TP8 per la misura

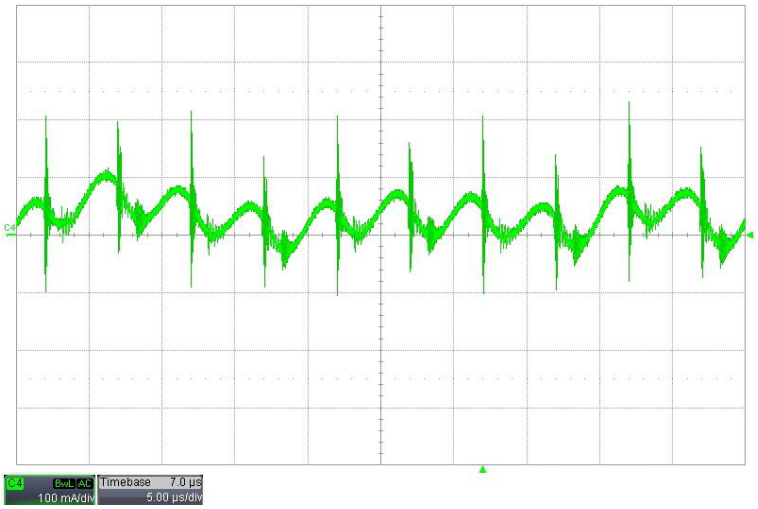


Figura 5.14 – Ondulazione della corrente di ingresso del convertitore. L'ampiezza dell'ondulazione è molto contenuta pur utilizzando un ridotto filtraggio capacitivo in ingresso. Canale 4: 100mA/div, banda limitata. Base dei tempi: 5μs/div.

delle tensioni *gate-source* dei MOSFET e ai terminali di alimentazione dei circuiti di pilotaggio (si veda lo schema riportato a Pag. 169) per osservarne il comportamento in commutazione.

La Fig. 5.15 mostra la tensione *gate-source* dei due MOSFET S_1 e S_2 e i segnali di comando in ingresso al corrispondente *driver* di pilotaggio. L'evoluzione delle grandezze segue l'andamento atteso.

E' evidente la comparsa di risonanze nei segnali di *gate* dei MOSFET causate dalle commutazioni del circuito. In particolare le oscillazioni in un interruttore compaiono in corrispondenza dei fronti di commutazione dell'altro. E' necessario fare attenzione a non superare la massima tensione *gate-source* sopportabile dal MOSFET al fine di non danneggiarne l'ossido interno e comprometterne irreparabilmente il funzionamento.

E' possibile osservare già da questa immagine i tempi di commutazione in accensione e spegnimento dei MOSFET corrispondenti ai transitori di carica e scarica delle capacità di *gate*. La verifica dei tempi di commutazione degli interruttori e del dettaglio delle transizioni è fatta in corrispondenza delle prove a potenza intermedia descritte nel Par. 5.3.2.

La Fig. 5.16 mostra la tensione di alimentazione dei due circuiti di pilotaggio insieme alla tensione *gate-source* dei MOSFET. Ciò che interessa analizzare è la distorsione della tensione di alimentazione in corrispondenza delle commutazioni della tensione di comando dei MOSFET, per valutare se il filtraggio utilizzato sia sufficiente a garantire buone

prestazioni di pilotaggio degli interruttori.

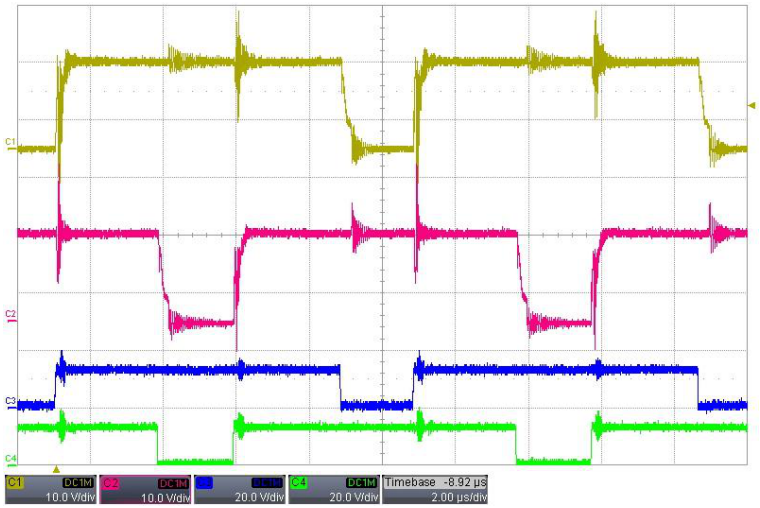


Figura 5.15 – Evoluzione generale della tensione *gate-source* dei MOSFET S_1 e S_2 rispetto ai segnali di comando dei rispettivi circuiti di pilotaggio. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 10V/div. Canale 2: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 10V/div. Canale 3: tensione di ingresso del *driver* $DRV1$, 20V/div. Canale 4: tensione di ingresso del *driver* $DRV2$, 20V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

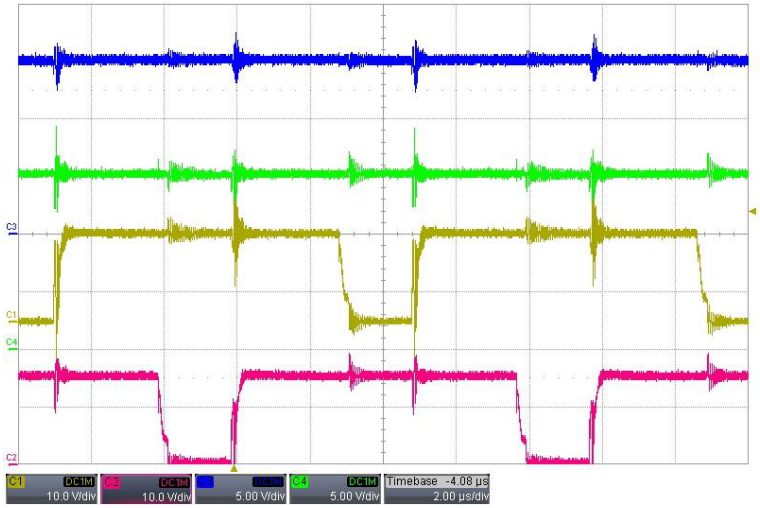


Figura 5.16 – Tensione di alimentazione dei due *drivers* $DRV1$ e $DRV2$ rispetto alla tensione *gate-source* dei MOSFET S_1 e S_2. Canale 3: tensione di alimentazione del *driver* $DRV1$, 5V/div. Canale 4: tensione di alimentazione del *driver* $DRV2$, 5V/div. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 10V/div. Canale 2: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 10V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

La Fig. 5.17 riporta il dettaglio dei segnali di pilotaggio del MOSFET S_1. Si osserva che in corrispondenza dell'accensione si ha una sottoelongazione della tensione di alimentazione pari a 2V, ben tollerabile per il funzionamento rispetto al valore di 15V dell'alimentazione utilizzata. La forma d'onda vede sovrapposte numerose oscillazioni di risonanza dovute alle varie interazioni tra gli elementi parassiti del circuito.

Si nota inoltre che l'alimentazione è disturbata anche in corrispondenza delle commutazioni dell'altro interruttore, il MOSFET S_2, nonostante l'alimentazione dei due circuiti di pilotaggio sia fisicamente separata.

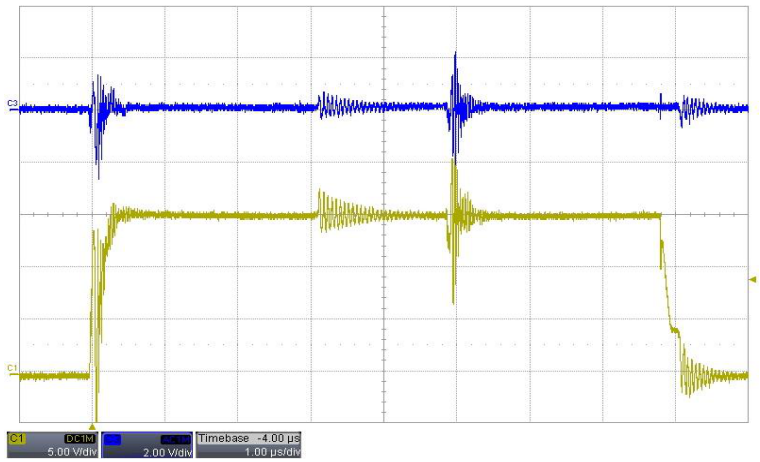


Figura 5.17 – Dettaglio della tensione di alimentazione del *driver* $DRV1$ rispetto alla tensione *gate-source* del MOSFET S_1. Si possono osservare le variazioni di tensione di alimentazione in corrispondenza delle commutazioni del MOSFET, in particolare in quella di accensione. Canale 3: tensione di alimentazione del *driver* $DRV1$, 2V/div. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Base dei tempi: 1μs/div.

Con l'aiuto della limitazione di banda e del filtraggio numerico del segnale acquisito presenti nell'oscilloscopio, in Fig. 5.18 si riescono ad evidenziare meglio i particolari appena descritti.

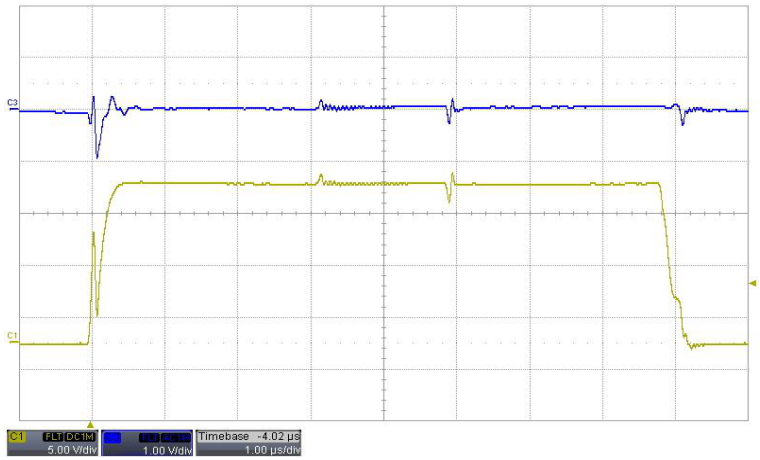


Figura 5.18 – Dettaglio della tensione di alimentazione del *driver* $DRV1$ rispetto alla tensione *gate-source* del MOSFET S_1 visualizzato con l'ausilio del filtraggio numerico dell'oscilloscopio. L'immagine più nitida consente di osservare la sottoelongazione di tensione in corrispondenza dell'accensione del MOSFET. Canale 3: tensione di alimentazione del *driver* $DRV1$, 1V/div, accoppiamento AC. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Base dei tempi: 1μs/div.

E' ben visibile la sottoelongazione di tensione nell'alimentazione e l'intervento dei condensatori di filtraggio utilizzati. Si riesce ad osservare anche la risonanza che compare nel fronte di salita della tensione *gate-source* del MOSFET, causata probabilmente dall'interazione tra l'induttanza parassita del collegamento di *gate* e la capacità *gate-source* equivalente del MOSFET. Altre oscillazioni di rilevanza inferiore compaiono nell'alimentazione durante il funzionamento.

Le Figg. 5.19 e 5.20 mostrano rispettivamente la tensione di alimentazione del *driver* del MOSFET S_1 rispetto alla tensione *gate-source* dello stesso e il dettaglio della sottoelongazione dell'alimentazione in corrispondenza della commutazione di accensione dell'interruttore. Le considerazioni sono le stesse viste per il *driver* $DRV1$.

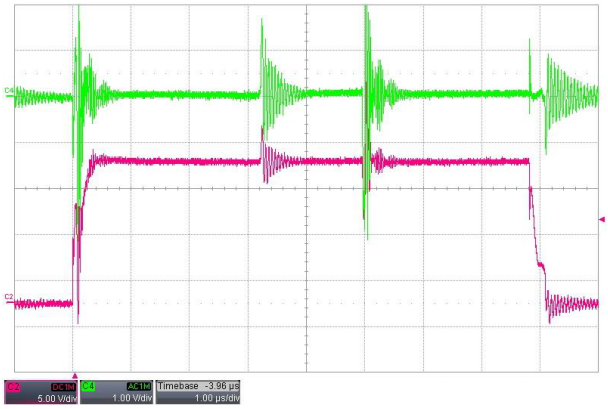


Figura 5.19 – Tensione di alimentazione del *driver* $DRV2$ rispetto alla tensione *gate-source* del MOSFET S_2. L'evoluzione delle grandezze è simile a quella vista per il *driver* $DRV1$. Canale 4: tensione di alimentazione del *driver* $DRV2$, 1V/div, accoppiamento AC. Canale 2: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Base dei tempi: 1μs/div.

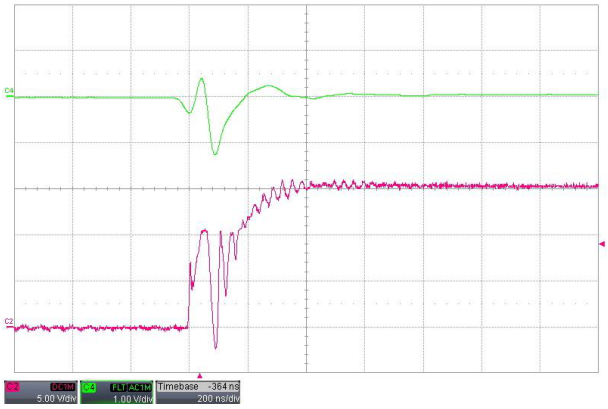


Figura 5.20 – Dettaglio della tensione di alimentazione del *driver* $DRV2$ in corrispondenza dell'accensione del MOSFET S_2. La prima traccia è visualizzata con l'ausilio del filtraggio numerico dell'oscilloscopio e mostra chiaramente la sottoelongazione di tensione attesa. Canale 4: tensione di alimentazione del *driver* $DRV2$, 1V/div, accoppiamento AC. Canale 2: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Base dei tempi: 200ns/div.

5.3 Prove a Potenza di Uscita Intermedia 1.5kW

In questo paragrafo si illustrano i risultati ottenuti nelle prove con potenza di uscita del convertitore pari a 1.5kW. Si analizza dapprima la sollecitazione in tensione di interruttori e diodi, poi si misurano i tempi di commutazione degli interruttori e si osservano le caratteristiche della tensione di uscita del convertitore.

Sfruttando i dati raccolti dalla misure si valuta il rapporto di conversione effettivo del convertitore ed il suo rendimento. Si propone poi una stima della distribuzione delle perdite nei componenti.

Il capitolo si conclude con l'analisi termica del circuito e con un esempio di circuito di *clamp* applicato al convertitore.

Il punto di lavoro del convertitore nell'ambito di queste prove è riassunto nelle seguenti specifiche:

- Tensione di uscita: 246.1V Corrente di uscita: 6.03A Potenza di uscita: 1483W
- Tensione di ingresso: 24.48V Corrente di ingresso: 81.29A
- Tensione di alimentazione dei circuiti di pilotaggio: 15V

5.3.1 Analisi delle Sollecitazioni in Tensione

La Fig. 5.21 mostra la sollecitazione di tensione degli interruttori S_1 e S_2 e del diodo D_1. Il valore raggiunto dai livelli di tensione misurati è quello atteso. Si osservano ancora le oscillazioni di risonanza che questa volta appaiono molto smorzate nel caso dell'interruttore S_1.

La Fig. 5.22 mostra la tensione di blocco del diodo D_2 insieme a quella dei due interruttori. I valori misurati sono quelli attesi. Oscillazioni di risonanza compaiono in corrispondenza dello spegnimento del diodo in esame ma anche del diodo D_1 (seconda oscillazione).

La Fig. 5.23 mostra il dettaglio della tensione *drain-source* dei due MOSFET S_1 e S_2. E' ben visibile lo smorzamento molto accentuato della risonanza sul primo interruttore rispetto al secondo. Se si confronta questa immagine con la Fig. 5.3 si può vedere che il picco delle due risonanze è sostanzialmente lo stesso, ma lo smorzamento è notevolmente diverso. Ciò può essere riconducibile al fatto che in queste condizioni di prova la maggiore

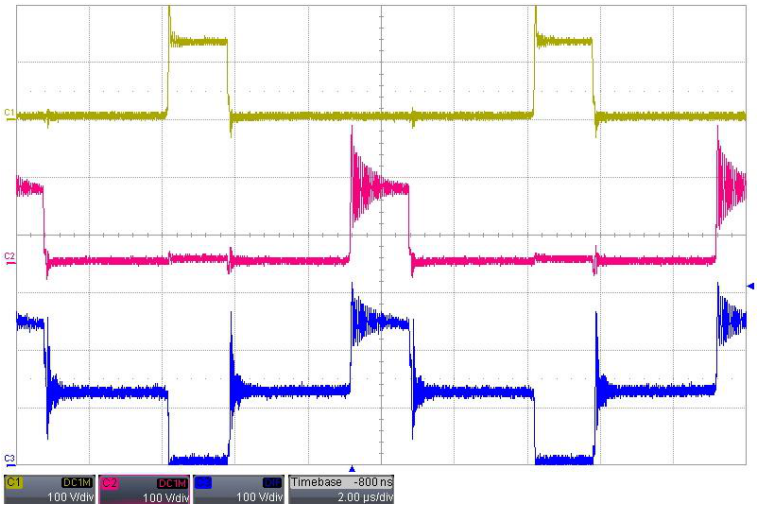


Figura 5.21 – Sollecitazione di tensione degli interruttori S_1 e S_2 e del diodo D_1. Canale 1: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 100V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 100V/div. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

corrente che scorre sui MOSFET ne aumenta la temperatura e quindi la resistenza di canale, incrementando quindi il fattore di smorzamento nelle oscillazioni sull'interruttore S_1 ad opera dell'interruttore S_2 (si riveda eventualmente il ragionamento proposto nel Par. 5.2.1).

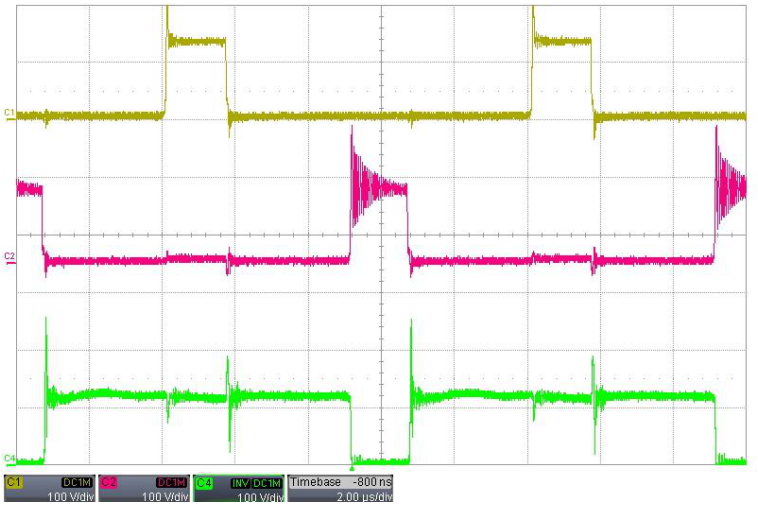


Figura 5.22 – Sollecitazione di tensione degli interruttori S_1 e S_2 e del diodo D_2. Canale 1: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 100V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 100V/div. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_2, 100V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

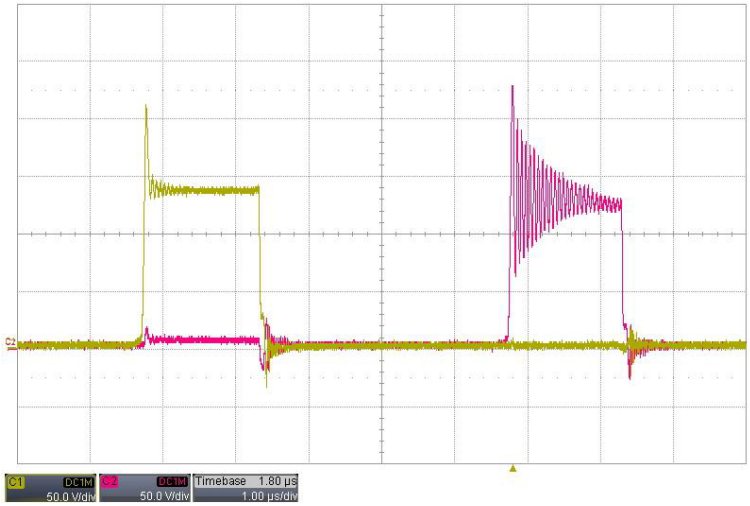


Figura 5.23 – Dettaglio della sollecitazione in tensione degli interruttori S_1 e S_2. E' possibile confrontare le due diverse evoluzioni. Canale 1: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 50V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 50V/div. Base dei tempi: 1μs/div.

5.3.2 Analisi delle Commutazioni negli Interruttori

Interruttore S_1

La Fig. 5.24 mostra il dettaglio della commutazione di accensione del MOSFET S_1, riportando nella prima traccia la tensione *drain-source* e nella seconda la tensione *gate-source*. Il Canale 1 è stato filtrato al fine di distinguere meglio l'evoluzione della tensione.

E' ben visibile un'oscillazione di risonanza in corrispondenza del *plateau* della tensione di *gate*. Si riescono a distinguere le fasi della commutazione di accensione: la tensione sale in seguito al comando ricevuto dal *driver*, supera la tensione di soglia del MOSFET e quindi la corrente (non visualizzata) può crescere. Inizia poi la discesa del potenziale di *drain* in corrispondenza del *plateau*, nascosto dalla risonanza sovrapposta. Anche la tensione di *drain* non decresce linearmente, probabilmente a causa dell'interazione della capacità di uscita del MOSFET con gli elementi parassiti induttivi del circuito.

Quando la tensione di *drain* si assesta al valore di conduzione, la tensione di *gate* continua a salire verso il valore di tensione di alimentazione del *driver* pari a 15V, portando il MOSFET in sovrapilotaggio.

Si misura in Fig. 5.25 tramite cursori il tempo di commutazione necessario al MOSFET per l'accensione. L'intervallo è considerato dal punto in cui la tensione di *gate* inizia a salire all'istante in cui la tensione di *drain* si azzera, cioè in corrispondenza della fine del *plateau* (si noti che al fine di distinguere meglio gli istanti considerati, anche la traccia

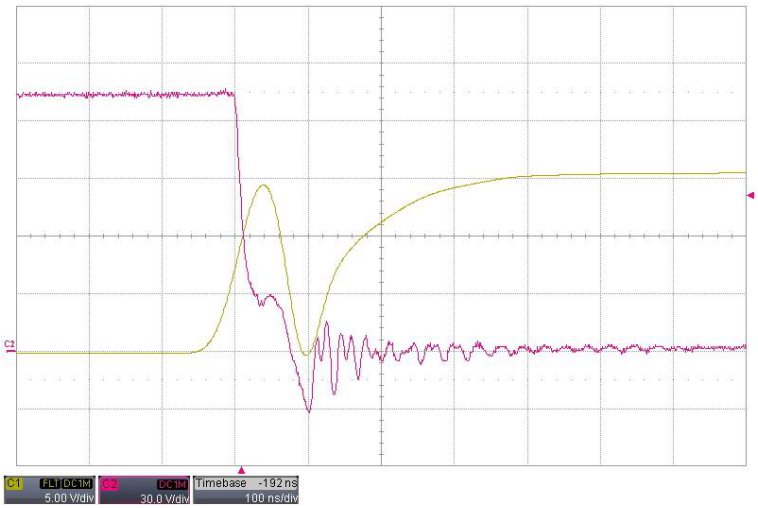


Figura 5.24 – Dettaglio della commutazione di accensione dell'interruttore S_1. L'acquisizione della tensione *gate-source* del MOSFET è filtrata numericamente attraverso l'oscilloscopio al fine di identificarne i dettagli più significativi. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

corrispondente alla tensione di *drain* è stata filtrata numericamente. Nonostante questo possa introdurre un errore di misura, lo scopo di questa analisi è quello di valutare l'ordine di grandezza dei risultati a scapito della precisione).

Per valutare il tempo di accensione complessivo di accensione fino al sovrapilotaggio deve essere sommato il tempo necessario a raggiungere il 90% della tensione di alimentazione del *driver*.

Il tempo necessario all'accensione senza sovrapilotaggio corrisponde a 177ns. A questi possono essere aggiunti 125ns necessari a raggiungere il sovrapilotaggio. La somma dei due intervalli è pari a 295ns, in linea con quanto riportato nel calcolo dei tempi di commutazione nel Par. 4.2.2, Pag. 173. Anche la durata del solo *plateau*, pari a circa 135ns, corrisponde con quanto calcolato in precedenza.

La Fig. 5.26 mostra il dettaglio della commutazione di spegnimento del MOSFET S_2. Il Canale 1 misura la tensione *gate-source* del dispositivo mentre il Canale 2 la tensione *drain-source*. In questo caso entrambe le forme d'onda non richiedono filtraggio.

L'istante in cui inizia lo spegnimento è visibile dall'inizio della discesa della tensione di *gate* del MOSFET. Tale discesa non è lineare e si intravede un principio di risonanza causato dagli elementi parassiti del circuito. La tensione di *gate* raggiunge quindi il valore del *plateau* uscendo dal sovrapilotaggio del MOSFET. Nel frattempo, la tensione di *drain* è rimasta pressoché costante al valore di conduzione. In corrispondenza dell'inizio

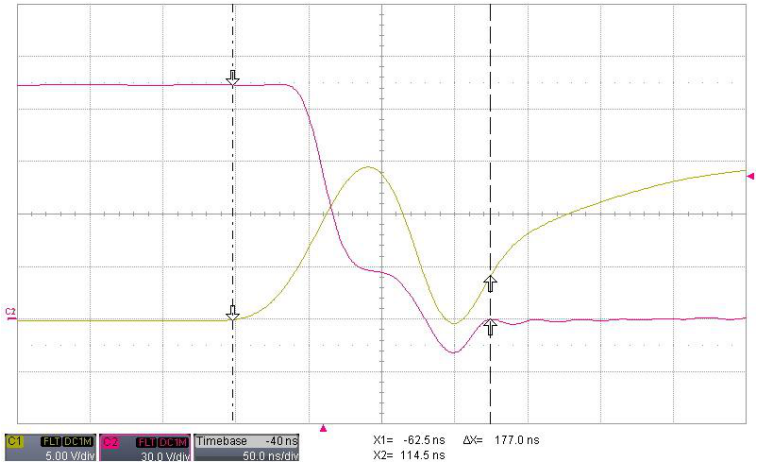


Figura 5.25 – Misurazione del tempo di accensione del MOSFET S_1. L'acquisizione di entrambi i canali è filtrata numericamente attraverso l'oscilloscopio al fine di identificare i livelli di tensione necessari alla misura. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 50ns/div.

del *plateau* della tensione di *gate*, la corrente sul MOSFET (non visualizzata) inizia a decrescere e quindi la tensione di *drain* può salire, dapprima con pendenza molto bassa e poi molto ripidamente verso il valore di regime della tensione di blocco, una volta esaurita l'oscillazione di risonanza. Al termine del *plateau* la corrente sul MOSFET decresce fino a quando la tensione di *gate* si azzera.

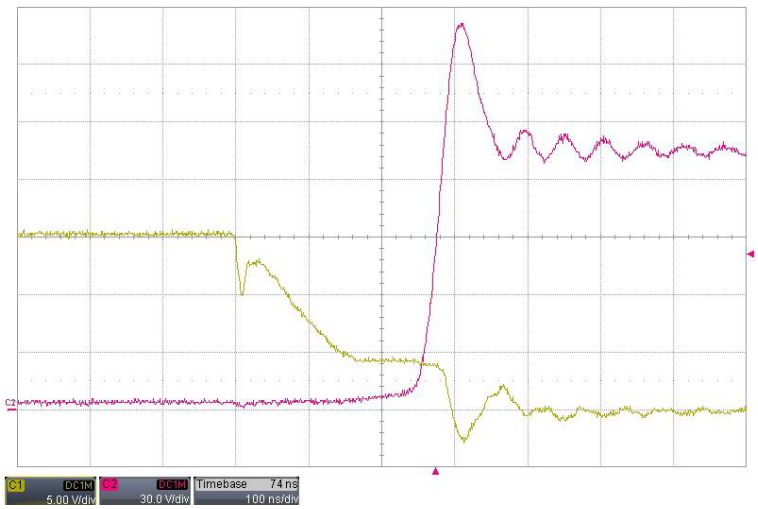


Figura 5.26 – Dettaglio della commutazione di spegnimento dell'interruttore S_1. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

Nelle due seguenti figure si valuta il tempo complessivo necessario allo spegnimento del MOSFET S_1.

Nella Fig. 5.27 si misura il tempo di ritardo tra l'inizio della riduzione della tensione di *gate* del MOSFET e l'inizio dell'incremento della tensione di *drain* che dovrebbe avvenire in corrispondenza del *plateau*. Si ottengono circa 150ns (in figura il cursore è posizionato più avanti del necessario, essendo il *plateau* già iniziato da circa 50ns).

Nella Fig. 5.28 si considera come tempo di spegnimento del MOSFET l'intervallo che parte dall'incremento del potenziale di *drain* fino all'azzeramento della tensione di *gate* in corrispondenza del quale la corrente che scorre sul MOSFET dovrebbe essersi azzerata. La misura indica 202ns. Il tempo di spegnimento totale del MOSFET considerando anche il sovrapilotaggio è quindi di circa 350ns.

La causa del rallentamento rispetto al valore atteso calcolato si individua nella prima fase di crescita lenta della tensione di *drain*, che dura quasi 100ns. Ciò potrebbe corrispondere alla necessità del MOSFET di uscire dalla saturazione, richiedendo almeno inizialmente un tempo maggiore del previsto. Considerato questo dettaglio, il tempo di commutazione complessivo torna ad essere in linea con quanto valutato nel dimensionamento del *driver* di pilotaggio. Il tempo effettivo di commutazione sul quale ci si baserà per valutare le perdite di commutazione è quindi valutato in 150ns.

Si osservi infine che per velocizzare il tempo di spegnimento, riducendo il ritardo introdotto dal sovrapilotaggio, si potrebbe inserire un diodo in parallelo al resistore di *gate*, in modo da ridurre la resistenza complessiva durante la scarica delle capacità del MOSFET.

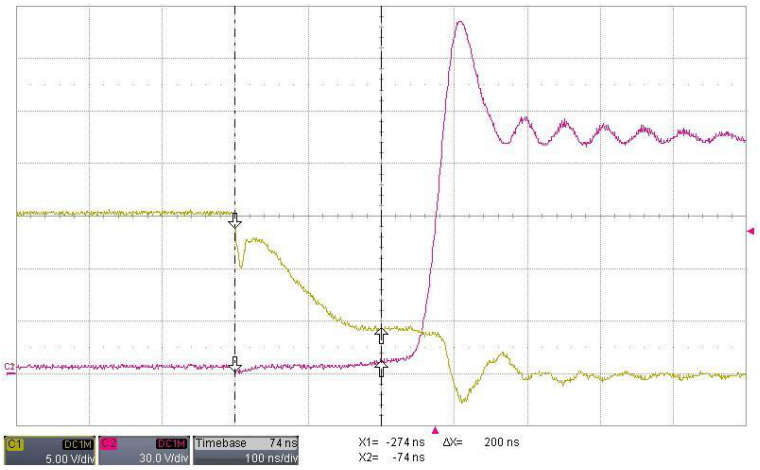


Figura 5.27 – Misurazione del tempo di ritardo dello spegnimento del MOSFET S_1. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

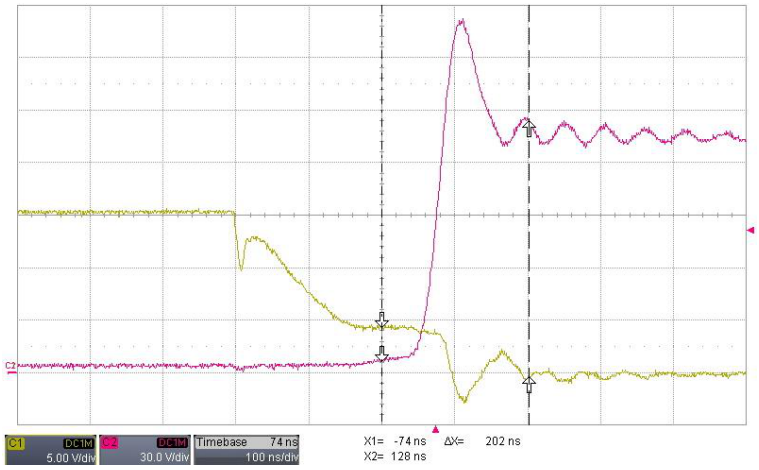


Figura 5.28 – Misurazione del tempo di spegnimento del MOSFET S_1. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

Interruttore S_2

La Fig. 5.29 mostra il dettaglio della commutazione di accensione del MOSFET S_2. Il Canale 3 è stato filtrato al fine di distinguere meglio l'evoluzione della tensione.

La tensione *gate-source* sale fino al *plateau* nascosto dalla risonanza sovrapposta. La corrente di *drain* (non visualizzata) sale da quando la tensione di *gate* supera la soglia di conduzione del MOSFET. Dopo l'intervallo di salita della corrente, la tensione di *drain* decresce in corrispondenza del *plateau*. Quando tale tensione si azzera, la tensione *gate-source* del MOSFET continua a salire fino al valore di regime, garantendo il sovrapilotaggio del dispositivo.

La Fig. 5.30 mostra il dettaglio della misura del tempo di commutazione. Il tempo di accensione è misurato da quando la tensione *gate-source* inizia a salire a quando la tensione *drain-source* si azzera. Questa misura non tiene conto dell'intervallo necessario a raggiungere il sovrapilotaggio del MOSFET.

Il Canale 4 è stato filtrato per visualizzare meglio gli istanti necessari alla misura temporale. Il tempo rilevato è di 157ns, in linea con i calcoli teorici. Dalla Fig. 5.30 si può anche stimare in 100ns il tempo necessario a raggiungere il 90% della tensione di alimentazione del *driver* partendo dalla fine del *plateau*, ottenendo un tempo complessivo di commutazione pari a circa 260ns, come atteso dalla stima teorica.

La Fig. 5.31 mostra la commutazione di spegnimento del MOSFET S_2. L'inizio dello spegnimento si ha quando la tensione di *gate* inizia a scendere verso il *plateau*. In corrispondenza dell'inizio del *plateau* la tensione di *drain* sale, inzialmente con pendenza

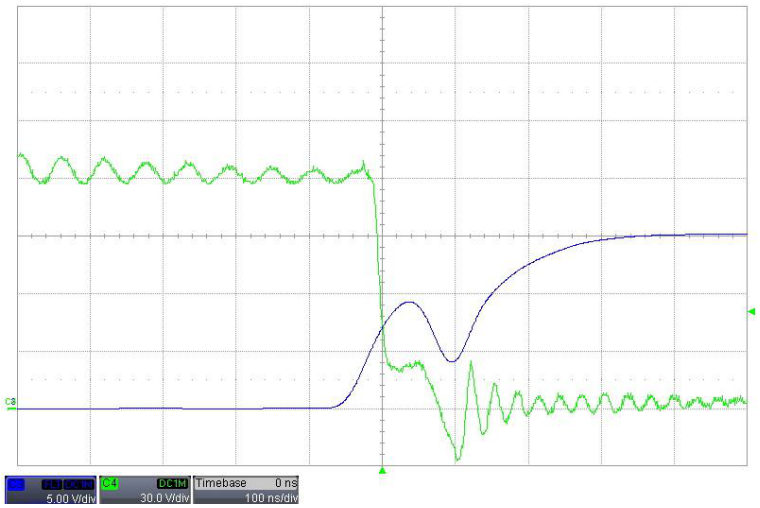


Figura 5.29 – Dettaglio della commutazione di accensione dell'interruttore S_2. L'acquisizione della tensione *gate-source* del MOSFET è filtrata numericamente attraverso l'oscilloscopio al fine di identificarne i dettagli più significativi. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

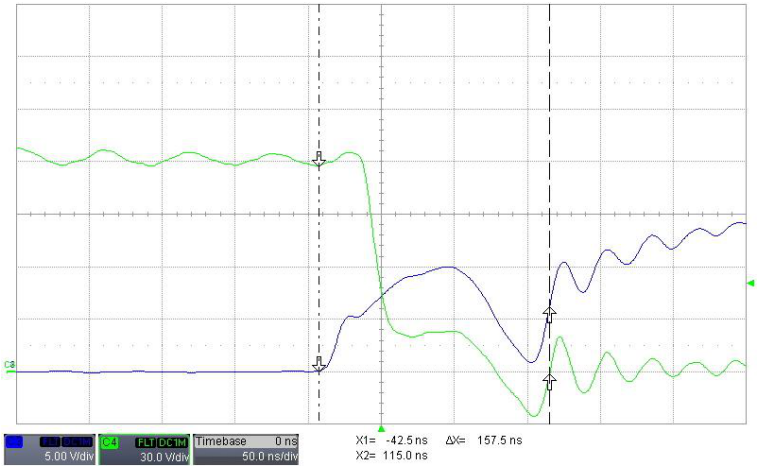


Figura 5.30 – Misurazione del tempo di accensione del MOSFET S_2. L'acquisizione di entrambi i canali è filtrata numericamente attraverso l'oscilloscopio al fine di identificare i livelli di tensione necessari alla misura. Canale 3: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Canale 4: tensione *drain-source* del MOSFET S_1, 30V/div. Base dei tempi: 50ns/div.

molto bassa per poi incrementare velocemente verso la tensione di blocco del dispositivo, una volta esaurita l'oscillazione di risonanza. Al termine del *plateau* la corrente di *drain* (non visualizzata) può decrescere totalmente durante l'azzeramento della tensione di *gate*.

La Fig. 5.32 mostra il tempo di spegnimento complessivo valutato dall'inizio della riduzione della tensione di *gate* fino al suo azzeramento. Il risultato è di 328ns. Il tempo di ritardo introdotto dal sovrapilotaggio è stimabile anche in questo caso in 150ns.

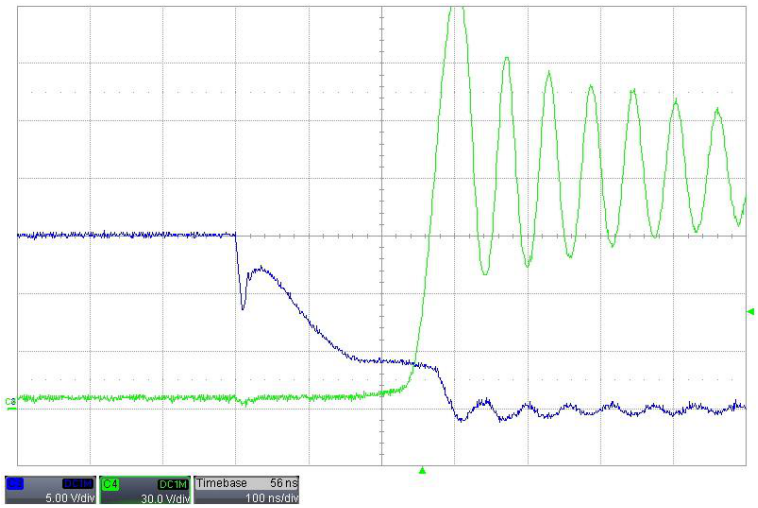


Figura 5.31 – Dettaglio della commutazione di spegnimento dell'interruttore S_2. Canale 3: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Canale 4: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

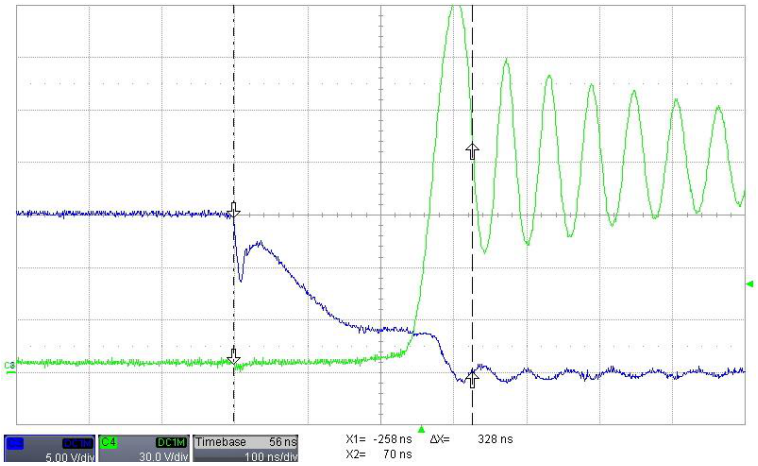


Figura 5.32 – Misurazione del tempo complessivo di spegnimento del MOSFET S_2. Canale 3: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Canale 4: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

La commutazione vera e propria del MOSFET ha una durata di circa 126ns, come illustra la Fig. 5.33. Il valore ottenuto è leggermente inferiore rispetto al caso del MOSFET S_1, in cui però compariva una risonanza sulla tensione di *gate* che poteva rallentarne lo spegnimento. Si può quindi confermare la simmetria del funzionamento dei due dispositivi in commutazione. Nel calcolo delle perdite di commutazione si considererà anche per questo caso un tempo di commutazione pari a 150ns.

Il rallentamento nello spegnimento di questo interruttore, dovuto all'uscita dallo stato di saturazione, è leggermente inferiore rispetto al caso dell'interruttore S_1 e può essere stimato in 50ns. Il risultato di 328ns di tempo di commutazione complessivo, ottenuto

sottraendo il valore di 50ns al valore misurato nella Fig. 5.32, si allinea quindi al calcolo teorico visto nel capitolo precedente.

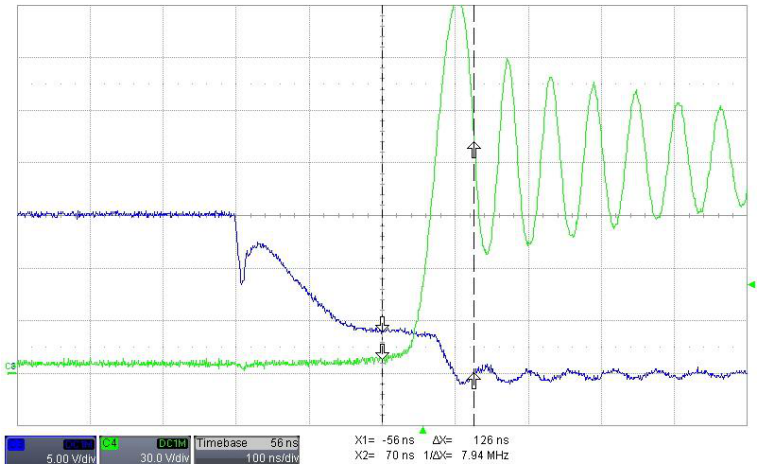


Figura 5.33 – Misurazione del tempo di commutazione in spegnimento del MOSFET S_2. Canale 3: tensione *gate-source* del MOSFET S_2, 5V/div. Canale 4: tensione *drain-source* del MOSFET S_2, 30V/div. Base dei tempi: 100ns/div.

5.3.3 Analisi della Tensione di Uscita

La Fig. 5.34 mostra l'andamento dell'ondulazione di tensione di uscita del convertitore. In figura sono visualizzati due periodi di commutazione.

La fase di carica dei condensatori di uscita è nascosta dalla prima oscillazione di risonanza, al cui picco è posizionato il cursore dell'oscilloscopio. Tale risonanza è scaturita a causa degli elementi reattivi parassiti sui condensatori stessi, in particolare a causa della ESL del condensatore C_5 impiegato per filtrare la componente in alta frequenza della corrente.

La seconda risonanza visibile nella forma d'onda misurata avviene in corrispondenza del termine della fase di carica del blocco di condensatori di uscita. L'intervallo rimanente corrisponde alla scarica dei condensatori.

Un contributo significativo alle risonanze appena descritte è dato dal rumore captato dalla sonda utilizzata. Il condensatore di filtro per alta frequenza dovrebbe infatti avere impedenza sufficientemente bassa per attenuare questo tipo di oscillazione, dato che le risonanze sono a frequenza superiore ai 10MHz. A riprova di questo si illustra la Fig. 5.35, che mostra contemporaneamente una misurazione dell'ondulazione di uscita e il rumore captato dalla sonda, misurato collegando il puntale di misura nello stesso punto del suo

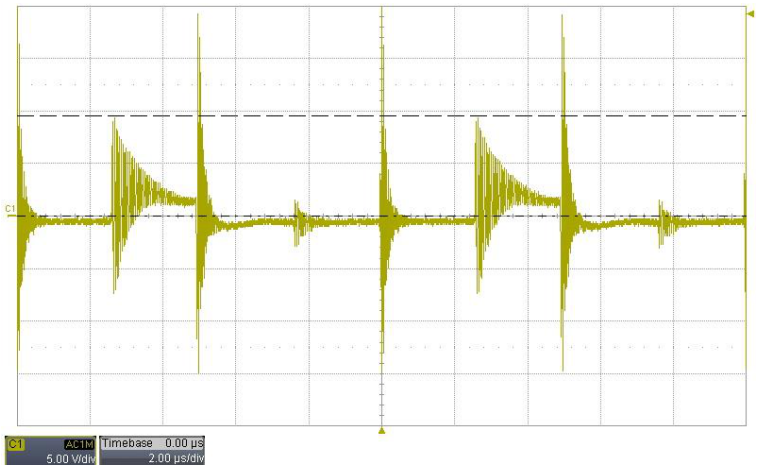


Figura 5.34 – Ondulazione della tensione di uscita del convertitore. Sono evidenti le risonanze causate dagli elementi parassiti dei condensatori utilizzati. Canale 1: 5V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 2μs/div.

collegamento di massa. E' ben evidente che l'unica oscillazione che non risente dei disturbi è la prima, mentre le altre due ne sono influenzate. (Nota: le condizioni operative del convertitore utilizzate nella Fig. 5.35 sono diverse da quelle della figura precedente, l'immagine è inserita solo per una valutazione qualitativa del problema)

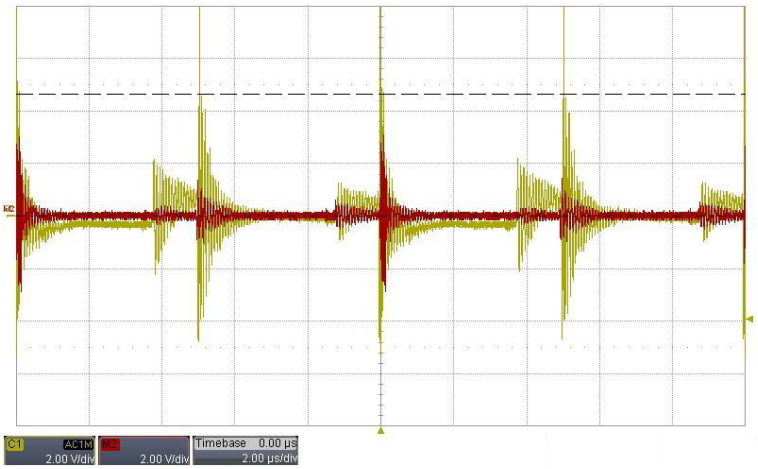


Figura 5.35 – Confronto tra l'ondulazione di tensione di uscita del convertitore misurata e il rumore captato dalla sonda dell'oscilloscopio. Il contributo del rumore è significativo in alcuni tratti e può falsare la misura effettiva dell'ondulazione di tensione. Canale 1: ondulazione di tensione in uscita, 2V/div, accoppiamento AC. Canale M2: memorizzazione della traccia rappresentante il rumore captato dalla sonda, 2V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 2μs/div.

La Fig. 5.36 riporta il dettaglio delle risonanze sovrapposte all'ondulazione della tensione di uscita. Si osserva che in corrispondenza della carica dei condensatori, e quindi di un fronte di corrente positivo, l'oscillazione inizia con una sovratensione, mentre in corrispondenza del fronte di discesa si ha una iniziale sottoelongazione. Ciò conferma quanto

discusso sopra riguardo all'effetto degli elementi parassiti e al contributo del rumore nella misura.

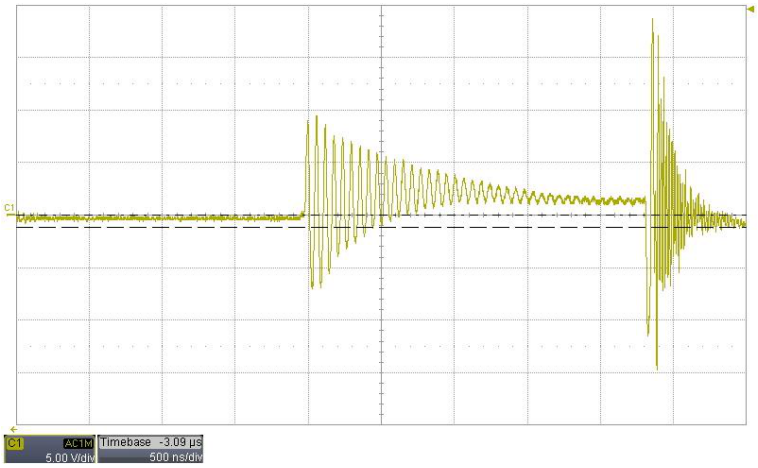


Figura 5.36 – Dettaglio delle oscillazioni di risonanza sovrapposte alla tensione di uscita in corrispondenza delle fasi di carica e scarica dei condensatori. Canale 1: 5V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 500ns/div.

Inserimento di un ulteriore condensatore di uscita per alta frequenza

Alla luce di quanto appena visto si decide di aumentare il filtraggio in alta frequenza all'uscita del convertitore e ci si aspetta una riduzione della distorsione della tensione di uscita.

La Fig. 5.37 mostra una buona riduzione dell'ampiezza della prima oscillazione di risonanza misurata. Si identifica meglio la fase di carica corrispondente all'aumento di tensione sul blocco di condensatori di uscita. La seconda risonanza, considerando la presenza di rumore nella sonda, è limitata a valori pari a quelli della prima.

Il picco massimo di risonanza raggiunge i 7.75V, mentre il picco dell'ondulazione effettiva è misurato pari a 4.15V. Entrambi i valori rientrano nelle specifiche progettuali viste nel Par. 2.4.1. La forma d'onda è inoltre molto più regolare e vicina a quella attesa. La Fig. 5.38 mostra il risultato ottenuto applicando il filtraggio numerico dell'oscilloscopio alla traccia acquisita.

Si osservi anche che, dopo l'inserimento del condensatore per alta frequenza aggiuntivo, la temperatura dei condensatori elettrolitici C_6 e C_7 è scesa sensibilmente, raggiungendo il valore di circa 40°C, ben tollerabile dal tipo di componente utilizzato. Questo dimostra l'efficacia e la necessità di un maggiore filtraggio in alta frequenza quando si utilizzano condensatori elettrolitici, sensibili alle armoniche in alta frequenza sia dal punto di vista

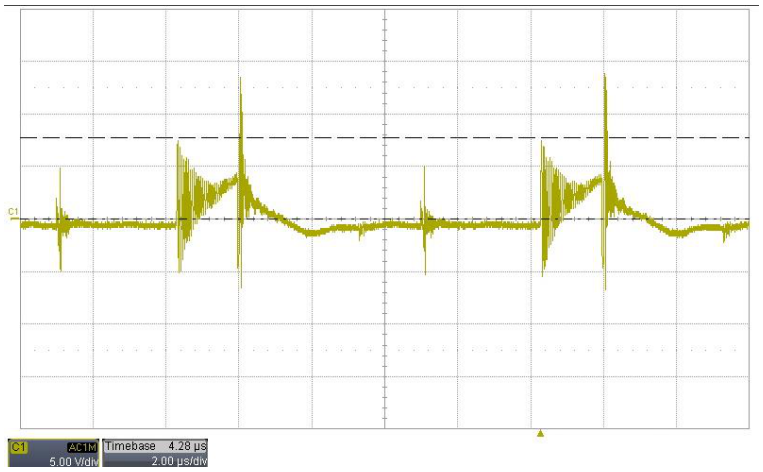


Figura 5.37 – Ondulazione della tensione di uscita del convertitore in presenza del condensatore di filtro aggiuntivo. L'evoluzione della tensione è più regolare. Canale 1: 5V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 2μs/div.

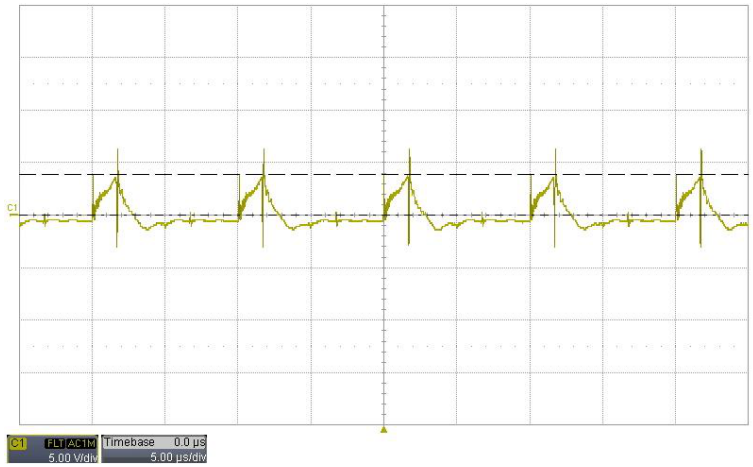


Figura 5.38 – Dettaglio dell'ondulazione di tensione in uscita ottenuto tramite il filtraggio numerico del segnale acquisito. E' possibile distinguere bene le fasi di carica e scarica dei condensatori di uscita. Canale 1: 5V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: 2μs/div.

della distorsione di tensione ai loro capi, a causa alla presenza di una considerevole induttanza parassita (ESL), che per il riscaldamento del componente dovuto alla rilevante resistenza serie intrinseca (ESR).

Ulteriori dettagli sulla temperatura rilevata nei componenti durante le prove saranno illustrati al Par. 5.3.7 di questo capitolo.

Ondulazione della tensione di ingresso

Si vuole misurare l'ondulazione della tensione di ingresso del convertitore. La Fig. 5.39 mostra che l'ondulazione è molto contenuta e pari a circa 345mV, misurata da picco a picco. Il risultato è molto buono ed è dovuto alla continuità della corrente di ingresso

garantita da questa tipologia di convertitore.

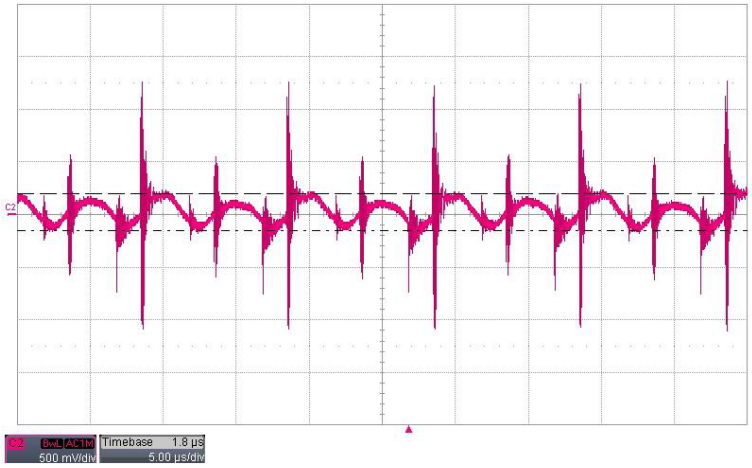


Figura 5.39 – Ondulazione della tensione di ingresso del convertitore. L'assorbimento da parte del convertitore di una corrente con bassa ondulazione garantisce una ridotta distorsione della tensione di ingresso. Canale 2: 500mV/div, accoppiamento AC, banda limitata. Base dei tempi: 5μs/div.

Stima dell'induttanza serie del condensatore di blocco

Si analizza il dettaglio dell'oscillazione di tensione sul MOSFET S_2 scaturita dall'interazione tra la capacità parassita di *drain* e l'induttanza parassita equivalente del circuito coinvolta. Il contributo di induttanza dato da tutto il circuito può essere ben approssimato con quello preponderante della ESL del blocco di condensatori $C_2, \ldots, C_4$.

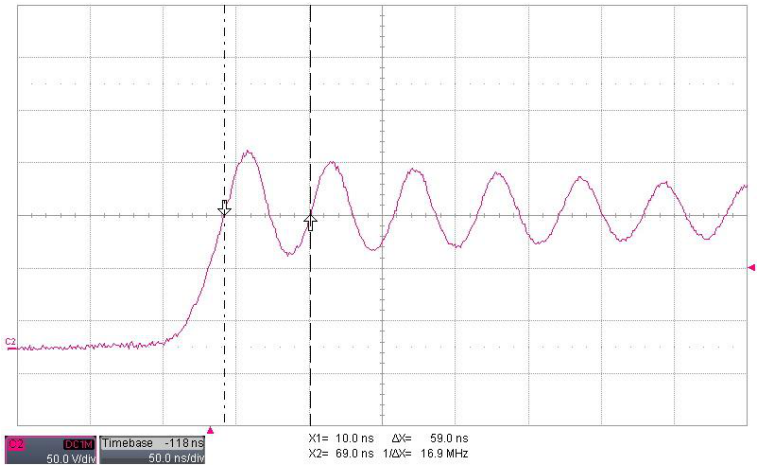


Figura 5.40 – Dettaglio dell'oscillazione di tensione ai capi dell'interruttore S_2. Dalla frequenza di risonanza si può risalire all'induttanza parassita equivalente che la scaturisce. Frequenza misurata pari a 16.9MHz. Canale 2: 50V/div. Base dei tempi: 50ns/div.

Dal *datasheet* del MOSFET si ricava il valore della capacità parassita, che nelle condizioni di prova vale circa 500pF (si veda la curva della capacità C_{OSS} in [20, Pag. 4, Figura 11]).

Misurando una frequenza di risonanza pari a 16.9MHz si ottiene che l'induttanza equivalente che interagisce con la capacità parassita è pari a circa 18nH. La presenza di tre condensatori collegati in parallelo mantiene ridotto il valore di ESL complessiva, ma bisogna considerare che il risultato ottenuto include anche il contrbuto di induttanza mutua esistente tra i condensatori così collegati.

5.3.4 Verifica del Rapporto di Conversione

In questo paragrafo si riporta il grafico del rapporto di conversione ricavato dalle misure fatte sul convertitore, in funzione del *duty-cycle* effettivamente misurato e parametrizzato in funzione della potenza di uscita erogata.

Il grafico di Fig. 5.41 corriponde con quanto atteso, dato che il guadagno del convertitore aumenta al crescere del valore del *duty-cycle*, ma si può subito osservare che all'aumentare della potenza in uscita la curva ricavata dai valori misurati è collocata sempre più in basso rispetto alla prima, che rappresenta il caso ideale, dato che le cadute di tensione sui componenti e sugli elementi resistivi parassiti sono via via maggiori all'aumentare delle correnti che scorrono nel circuito.

In dettaglio, la prima curva rilevata alla potenza di uscita di 100W è praticamente sovrapposta a quella ideale, così come per quella misurata a 500W. La curva delle prove a 1kW inizia a marcare la differenza sul guadagno di tensione del convertitore, mentre le prove a 1.5kW mostrano una riduzione di guadagno fino a più di due unità rispetto al caso ideale.

Si noti che i grafici riportati sono solo parziali, in quanto per mantenere la potenza di uscita costante nel convertitore è necessario in uscita aumentare la corrente in corrispondenza della diminuzione della tensione. Ciò porta il convertitore a funzionare superando i limiti di sollecitazione per cui è progettato. Inoltre, l'aumento della corrente di uscita potrebbe falsare il comportamento del convertitore rispetto a quello entro i limiti di interesse, sbilanciando le cadute di tensione verso lo stadio di uscita e mancando l'obiettivo di questa analisi.

Contemporaneamente, la possibilità di aumentare la tensione di uscita è limitata dalla presenza delle oscillazioni di risonanza sui componenti, in particolare sulla tensione inversa dei diodi di raddrizzamento, descritta nei paragrafi precedenti. L'ampiezza di queste oscillazioni è proporzionale sia alle correnti che alle tensioni nel convertitore, e perciò non

è possibile spingere oltre certi limiti il prototipo del convertitore. Non è di fatto possibile superare il livello di tensione di uscita di 250V-300V, perlomeno in assenza di un circuito di *clamp* opportuno. Il grafico riportato in seguito può quindi illustrare solo un risultato parziale della misura.

La misurazione dei valori utilizzati nel grafico è stata fatta collocando un multimetro all'ingresso del convertitore, a valle dei cavi di alimentazione in modo da non comprendere nella misura le cadute di tensione sugli stessi. La tensione di uscita è stata letta nel wattmetro utilizzato mentre il valore del *duty-cycle* è stato ottenuto misurando l'effettivo tempo di conduzione di uno dei due MOSFET (S_1 in particolare, ipotizzando che il funzionamento dell'altro interruttore fosse identico) rispetto al periodo di commutazione che si verificava essere esattamente pari a 10μs.

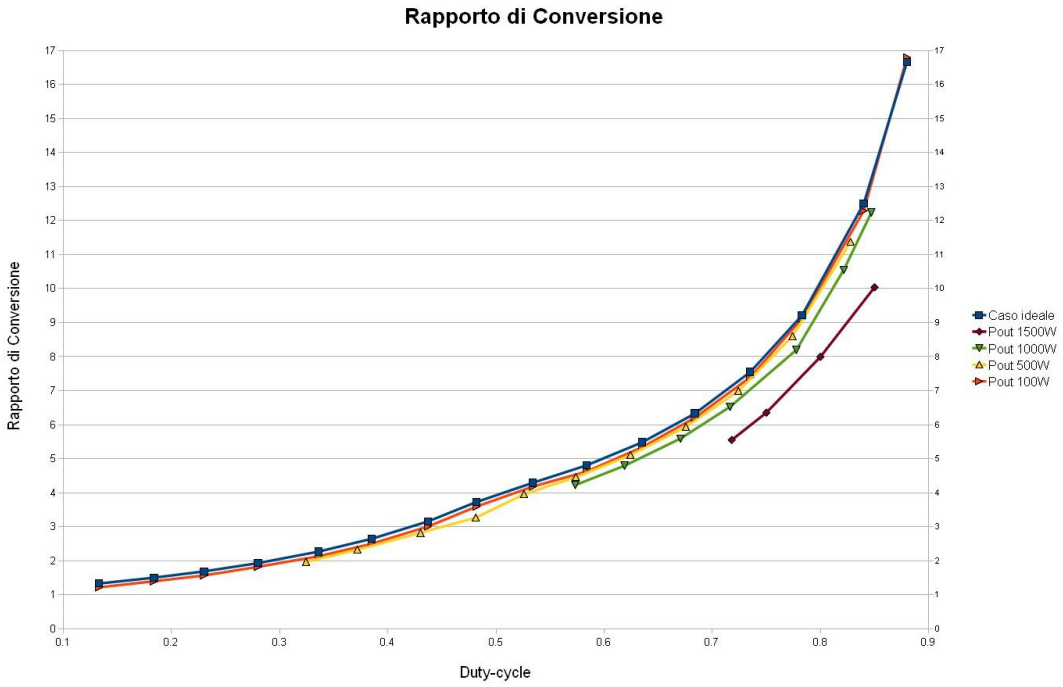


Figura 5.41 – Grafico del rapporto di conversione misurato in funzione del *duty-cycle* e parametrizzato in funzione della potenza di uscita. Il guadagno del convertitore segue l'andamento atteso rispetto al valore di *duty-cycle* ma diminuisce all'aumentare della potenza erogata in uscita.

5.3.5 Calcolo del Rendimento di Conversione

Raggiunto il funzionamento alla potenza di uscita pari a 1.5kW è possibile rappresentare il grafico del rendimento del convertitore al variare della potenza erogata. Il grafico di Fig. 5.42 è ottenuto sulla base dei valori riportati in Tab. 5.1, ricavati misurando la poten-

za di uscita del convertitore tramite il wattmetro, la tensione di ingresso a valle dei cavi di alimentazione, ricavando il valore della corrente di ingresso direttamente dall'indicazione fornita dall'alimentatore e calcolando così la potenza di ingresso. Si è fatta poi variare la potenza di uscita del convertitore mantenendo pressoché costante la tensione sul carico.

Nel grafico di Fig. 5.42 si osserva che per valori fino a un terzo della potenza di uscita nominale il rendimento è superiore al 90%. All'aumentare della potenza assorbita il rendimento cala vistosamente fino al 74.5% in corrispondenza della massima potenza erogata durante le prove, pari a 1483W.

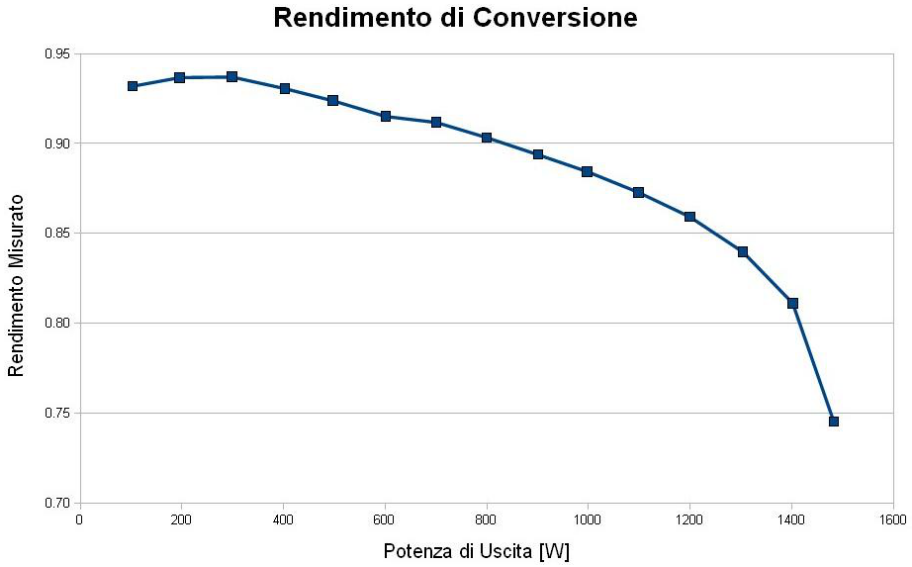


Figura 5.42 – Grafico del rendimento di conversione in funzione della potenza di uscita del convertitore. E' evidente l'aumento delle perdite in corrispondenza dell'incremento della potenza assorbita dal carico.

Come dimostrerà la stima delle perdite presentata nel paragrafo successivo, la notevole riduzione del rendimento di conversione è attribuita alle perdite di conduzione e di commutazione nei due interruttori MOSFET. Tra le ragioni principali ci sono l'alto valore di *duty-cycle* utilizzato, che implica un elevato valore efficace della corrente su ogni interruttore, il valore considerevole della resistenza di canale, caratteristico di dispositivi con tensione di blocco elevata, e la modalità *hard-switching* del convertitore, che significa perdite di commutazione notevoli e pesanti effetti di *reverse-recovery* nei diodi.

Nota: si osservi che la caduta di tensione sui cavi di alimentazione, in corrispondenza della massima potenza di uscita, è di circa 0.5V. Ciò corrisponde ad una dissipazione di potenza di 40W sul collegamento di ingresso. Misurando la tensione di ingresso a valle di questi cavi la valutazione del rendimento non ne è inficiata.

V_{OUT} [V]	I_{OUT} [A]	P_{OUT} [W]	V_{IN} [V]	I_{IN} [A]	P_{IN} [W]	Rendimento	Perdite [W]
249.90	0.41	103	24.95	4.43	110.53	0.932	7.53
250.10	0.79	196	24.94	8.39	209.25	0.937	13.25
249.90	1.20	299	24.91	12.81	319.10	0.937	20.1
250.10	1.61	403	24.89	17.40	433.09	0.931	30.09
249.90	1.99	497	24.86	21.64	537.97	0.924	40.97
250.00	2.41	601	24.84	26.44	656.77	0.915	55.77
250.40	2.80	701	24.81	30.99	768.86	0.912	67.86
250.10	3.20	800	24.78	35.74	885.64	0.903	85.64
250.60	3.60	901	24.75	40.73	1008.07	0.894	107.07
250.90	3.98	998	24.72	45.65	1128.47	0.884	130.47
249.60	4.40	1099	24.69	51.00	1259.19	0.873	160.19
250.40	4.79	1200	24.65	56.66	1396.67	0.859	196.67
250.80	5.19	1304	24.61	63.1	1552.89	0.840	248.89
250.60	5.59	1402	24.55	70.4	1728.32	0.811	326.32
246.10	6.03	1483	24.48	81.29	1989.98	0.745	506.98

Tabella 5.1 – Valori misurati per il calcolo del rendimento di conversione.

5.3.6 Stima delle Perdite nel Convertitore

In questo paragrafo si stima la distribuzione delle perdite nel convertitore al fine di individuare le cause del deterioramento del rendimento di conversione e proporre soluzioni per migliorarlo.

Le ipotesi fatte per questa analisi sono le seguenti: i valori di tensione e di corrente di ingresso e di uscita utilizzati nei calcoli sono quelli misurati nel circuito, così come il valore di *duty-cycle*, il valore dei tempi di commutazione degli interruttori, la frequenza di commutazione, il tempo di *reverse-recovery* e il rapporto tra il picco di corrente di *reverse-recovery* e la corrente di conduzione nei diodi, e la temperatura del dissipatore.

La caduta di tensione in conduzione e la resistenza interna dei diodi sono stimate dai dati riportati nei rispettivi *datasheets*, così come il valore della resistenza di canale del MOSFET e i valori della resistenza termica tra contenitore e giunzione dei MOSFET e dei diodi.

Per la stima delle perdite di conduzione di ciascun MOSFET si valuta il valore efficace della corrente di conduzione. Per le perdite di commutazione si considera l'energia dissipata nel MOSFET in ogni transizione moltiplicata per il valore della frequenza di commutazione.

Per valutare il contributo dell'effetto di *reverse-recovery* sulle perdite di accensione degli interruttori si utilizza il metodo descritto in [25, *Perdite nei Convertitori a PWM e Circuiti Snubber*], dove si calcola l'incremento di potenza dissipata all'accensione in funzione del picco della corrente di *reverse-recovery* e del suo tempo di evoluzione.
Con queste ipotesi, i risultati ottenuti tramite elaborazione su foglio di calcolo sono illustrati tramite grafici nel seguito e raccolti in una tabella alla fine del paragrafo.
La somma delle perdite nel convertitore è pari a 506W, in corrispondenza della potenza di uscita di 1500W.

Il grafico illustrato in Fig. 5.43 mostra la distribuzione delle perdite tra i componenti del circuito, stimata in base ai dati raccolti: è ben evidente che la dissipazione di potenza avviene principalmente a causa degli interruttori, mentre i diodi e gli altri componenti danno un contributo minimo. Quanto appena detto sarà confermato dall'immagine termica che rileva la distribuzione del calore sviluppato nel circuito, presentata nel successivo paragrafo.

Figura 5.43 – Grafico della distribuzione delle perdite tra i componenti del convertitore. Le perdite sugli interruttori sono preponderanti rispetto alle altre.

In Fig. 5.44 è illustrata la stima della ripartizione delle perdite su ciascun MOSFET utilizzato. Le perdite di conduzione e quelle di commutazione sono ripartite all'incirca a metà, evidenziando che un dispositivo MOSFET con elevata tensione di blocco massima, sinonimo di elevata resistenza di canale in conduzione, è causa di una forte penalizzazione del rendimento del convertitore.

Per quanto riguarda le perdite di commutazione, più di un terzo è causato dall'effetto di *reverse-recovery* del diodo in corrispondenza dell'accensione dell'interruttore. L'impiego di diodi veloci in commutazione implica peraltro che il contributo prevalente della

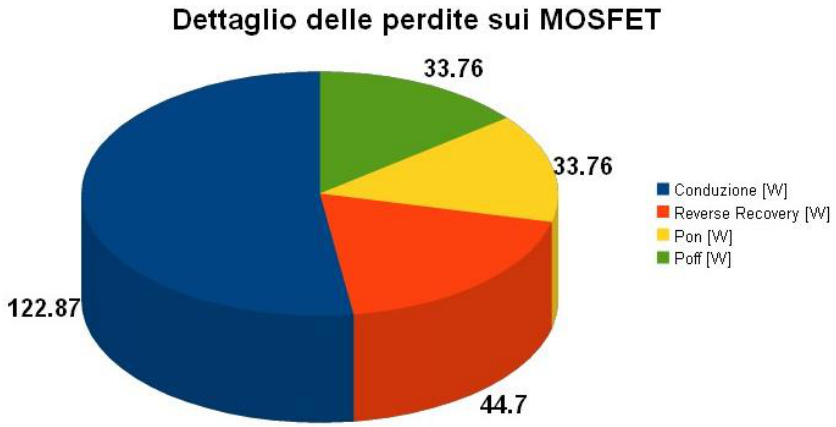


Figura 5.44 – Grafico della ripartizione dei contributi di dissipazione all'interno di ciascun interruttore. Le perdite di conduzione e quelle di commutazione hanno circa lo stesso peso. Un contributo rilevante è dato dall'effetto di *reverse-recovery* dei diodi.

dissipazione dovuta al *reverse-recovery* sia proprio nell'interruttore (si veda [25, Perdite nei Convertitori a PWM e Circuiti Snubber]).

Le perdite di commutazione in accensione (escluso l'effetto di *reverse-recovery*) e spegnimento sono considerate uguali tra loro, ed hanno un peso considerevole a causa della elevata frequenza di commutazione utilizzata.

E' evidente che per migliorare le prestazioni del convertitore dal punto di vista del rendimento si devono migliorare, con ugual peso, le perdite di conduzione e le perdite di commutazione.

Nel primo caso potrebbero essere scelti interruttori con minore resistenza di canale e realizzati con più dispositivi collegati in parallelo tra loro.

Nel secondo caso, sicuramente la frequenza di commutazione potrebbe essere ridotta dato il livello di potenza in gioco. I tempi di commutazione sono molto adeguati, ma al fine di ridurre gli effetti di *reverse-recovery* dei diodi potrebbero essere rallentati, se si è ridotta la frequenza di commutazione. Questo garantirebbe anche la riduzione dell'ampiezza delle sovraelongazioni di tensione sui componenti causate dalla risonanza tra elementi parassiti, data la minore ripidità dei fronti di commutazione di tensione e corrente in generale. D'altra parte, l'aumento dei tempi di commutazione causerebbe l'incremento delle perdite di commutazione, quindi la soluzione più idonea ai problemi di *reverse-recovery* e di sovratensioni sui componenti dovrebbe essere l'utilizzo di circuiti *snubber* dedicati.

La soluzione proposta nel Cap. 3, Par. 3.2, garantirebbe la commutazione ZCS all'accensione degli interruttori. Se si mantenessero uguali i tempi di commutazione degli

interruttori e si utilizzassero MOSFET a più bassa resistenza di canale, con due dispositivi collegati in parallelo per la realizzazione di ogni interruttore, e se si riducesse la frequenza di commutazione ad un quarto di quella utilizzata nelle prove, cioè si lavorasse a 25kHz, si eliminerebbe il contributo delle perdite associate al *reverse-recovery*, si eliminerebbe la perdita di commutazione all'accensione degli interruttori, si dimezzerebbero le perdite di conduzione e si ridurrebbero ad un quarto le perdite di spegnimento, rispetto ai valori calcolati in questo paragrafo. Anche considerando che l'inserimento dell'induttore ausiliario introduce delle perdite aggiuntive, il bilancio complessivo appare in prima analisi vantaggioso e potrà essere preso in considerazione per il miglioramento del rendimento di questo convertitore.

Perdite su ciascun interruttore S_1 e S_2	
Conduzione	122.87W
Commutazione:	
Accensione	33.76W
Spegnimento	33.76W
Reverse-recovery	44.70W
Perdite totali in commutazione	112.22W
Perdite totali su ciascun interruttore S_1 e S_2	235.09W
Perdite su ciascun diodo D_1 e D_2	
Conduzione	8.16W
Commutazione	2.81W
Altre	
Induttori, condensatori e rame	13.88W
Perdite totali nel convertitore	506W

Tabella 5.2 – Valori ottenuti dalla stima delle perdite nel convertitore.

5.3.7 Distribuzione delle Temperature nel Convertitore

In questo paragrafo si riporta l'immagine termica del convertitore catturata con la termocamera. Lo scopo è quello di individuare se la distribuzione della temperatura nel circuito

è quella attesa oppure esistono aree surriscaldate che possono provocare la rottura del circuito. La determinazione delle temperature esatte nelle varie parti del circuito sulla base dell'immagine acquisita è legata all'*emissività* di ciascuna superficie analizzata, informazione di cui non si dispone dettagliatamente, per cui la termocamera è usata solo per avere una visione di insieme della distribuzione delle temperature nel circuito durante il funzionamento. Per misurare le temperature esatte si utilizza la termocoppia di cui si dispone, ottenendo una misura precisa tramite il contatto con il componente di interesse.

Figura 5.45 – Immagine termica del convertitore in funzionamento con potenza di uscita di 1.5kW. I componenti con temperatura maggiore sono gli interruttori, visibili nella parte centrale del convertitore dove l'intensità luminosa dell'immagine catturata è maggiore. Gli altri componenti mantengono una temperatura molto accettabile per il funzionamento.

Osservando l'immagine di Fig. 5.45 si può vedere come la massima temperature raggiunta nel convertitore sia distribuita nei cavi di alimentazione di ingresso, percorsi da una corrente molto elevata, nella parte centrale del convertitore, in corrispondenza dei due MOSFET appoggiati al dissipatore, e sui due condensatori elettrolitici di uscita. Gli induttori mantengono una temperatura di lavoro molto accettabile, sia nel nucleo che negli avvolgimenti, così come i condensatori di blocco montati verticalmente.

La temperatura del dissipatore misurata con la termocoppia è pari a 60°C. La stessa temperatura è rilevata sull'involucro dei due MOSFET, grazie al buon contatto termico garantito dal modulo ISOTOP® e dalla pasta termoconduttiva utilizzata. In base ai dati raccolti ed elaborati nel Par. 5.3.6, la temperatura di giunzione dei due MOSFET è stimata pari a circa 102°C, ben tollerabile dal tipo di componenti utilizzati. I diodi, notevolmente sovradimensionati rispetto alla corrente che conducono, raggiungono appena qualche grado sopra la temperatura del dissipatore. La temperatura dei condensatori elettrolitici è misurata pari a 55°C, prima dell'inserimento del condensatore di filtro per alta frequenza aggiuntivo. La soluzione proposta nel Par. 5.3.3 consente di abbassare la temperatura fino a 40°C, più tollerabile dal tipo di condensatore utilizzato.

5.3.8 Inserimento di un circuito di *clamp* nel convertitore

In questo paragrafo si illustra un primo tentativo di applicazione di un circuito di *clamp Resistenza-Condensatore-Diodo* (RCD) al convertitore in esame al fine di risolvere il problema delle sovratensioni ai capi dei diodi di raddrizzamento D_1 e D_2 discussi nei precedenti paragrafi.

La soluzione proposta prevede l'utilizzo di un condensatore a *film plastico* da 100nF, un resistore da 4.7kΩ e un diodo di raddrizzamento con tensione di blocco pari a 600V.

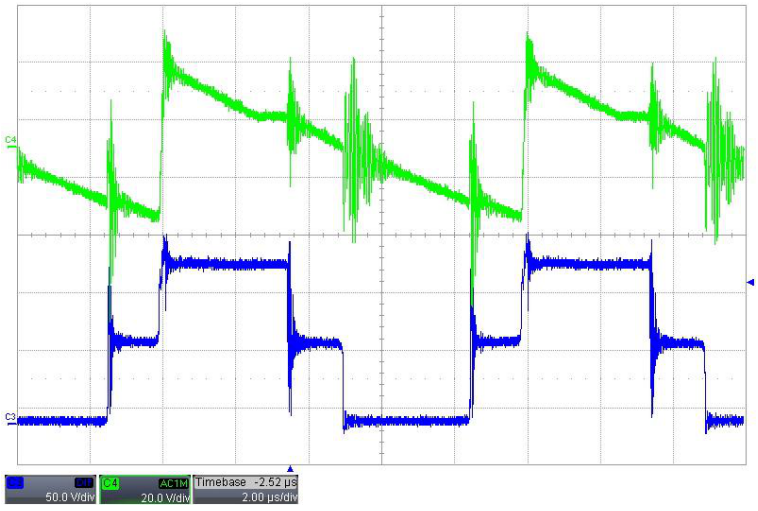


Figura 5.46 – Inserimento di un circuito di *clamp* RCD ai capi del diodo D_1. La prima traccia illustra l'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di *clamp*, la seconda traccia mostra la tensione *catodo-anodo* del diodo D_1. E' ben visibile la limitazione del valore massimo raggiunto dalla tensione di blocco del diodo. Canale 4: 20V/div, accoppiamento AC. Canale 3: 50V/div. Base dei tempi: 2μs/div.

La Fig. 5.46 mostra l'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di *clamp* e la tensione di blocco del diodo, che risulta opportunamente cimata.

I risultati illustrati sono stati ricavati dal convertitore in funzionamento con tensione di uscita pari a circa 150V e potenza di uscita pari a 1kW.

La Fig. 5.47 mostra invece il risultato per il funzionamento del convertitore con tensione di uscita pari a 250V, e lo confronta con il caso senza circuito di *clamp*. La cimatura della sovraelongazione di tensione è dell'ordine dei 50V. La dissipazione del resistore di *clamp* in queste condizioni è di circa 15W. Il circuito proposto andrà ottimizzato per funzionare a potenza e tensione di uscita maggiori.

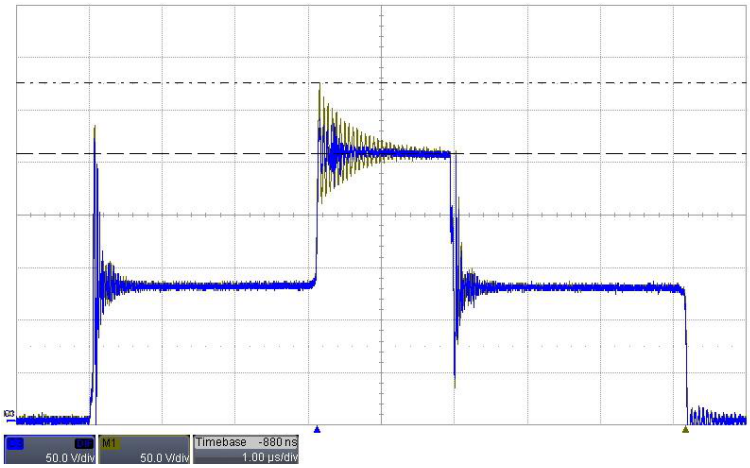


Figura 5.47 – Dettaglio della tensione *catodo-anodo* del diodo D_1 a cui è applicato il circuito di *clamp*, sovrapposta al caso senza circuito inserito, nel caso di funzionamento con tensione di uscita pari a 250V e potenza di uscita 1kW. E' ben visibile la riduzione dell'ampiezza delle oscillazioni di risonanza esistenti. Canale 3: tensione *catodo-anodo* del diodo D_1 in presenza del circuito di *clamp*, 50V/div. Canale M1: memorizzazione della traccia corrispondente al funzionamento in assenza di circuito di *clamp*, 50V/div. Base dei tempi: 1μs/div.

Conclusioni

La topologia scelta per lo sviluppo di questo lavoro si è dimostrata idonea al raggiungimento dell'obiettivo preposto sotto molti punti di vista. Il funzionamento del convertitore realizzato corrisponde con quello atteso dall'analisi teorica.

In questo lavoro la simulazione del circuito ha avuto un parte rilevante e ha consentito di prevedere alcuni aspetti del funzionamento che non emergevano da una prima analisi della topologia in esame, oltre a consentire la verifica del dimensionamento dei componenti da utilizzare nella realizzazione del circuito.

La realizzazione del convertitore ha consentito di individuare i principali svantaggi nell'applicazione della topologia considerata alle soluzioni di conversione di energia con alto guadagno di tensione, in cui la corrente assorbita dall'ingresso del circuito raggiunge livelli molto elevati a causa della bassa tensione fornita da sorgenti di energia quali le celle a combustibile. In particolare questo può tradursi in una notevole riduzione del rendimento di conversione.

Il prototipo realizzato è stato collaudato fino ad un valore di potenza di uscita inferiore a quello nominale previsto, a causa degli effetti degli elementi parassiti del circuito e dell'aumento delle perdite di potenza negli interruttori.

Nel corso del progetto si è analizzata una variazione circuitale del convertitore che punta a risolvere alcuni dei problemi riscontrati nel funzionamento attraverso il miglioramento delle commutazioni degli interruttori con effetto sul rendimento di conversione.

La variazione topologica proposta dovrebbe consentire di raggiungere la tensione nominale prevista e, grazie al miglioramento del rendimento introdotto, la potenza nominale per cui il convertitore è stato progettato.

L'attività futura dovrà verificare il funzionamento del convertitore con le modifiche circuitali analizzate in questo lavoro, e valutare se le similitudini tra questa topologia e alcune altre possano suggerire ulteriori miglioramenti per il funzionamento del convertitore.

Appendice A

Analisi della Corrente di Ingresso nei Convertitori Multifase

A.1 Caratteristiche dell'Ondulazione di Corrente di Ingresso in un Convertitore Multifase

Si consideri il caso di un convertitore con corrente di ingresso discontinua (tipo *flyback*) realizzato in configurazione multifase con tre fasi. In ciascuna fase si indichi con L l'induttore utilizzato per l'accumulo dell'energia e con S l'interruttore principale. Inoltre, l'ampiezza dell'ondulazione di corrente sovrapposto alla corrente media nell'induttore considerato sia trascurabile, tanto da poter approssimare la forma d'onda trapezoidale della corrente che scorre su ogni interruttore con un rettangolo di altezza I_S e base t_{ON}, come mostrato in Fig. A.1. Il periodo e la frequenza di commutazione per ciascuna fase siano rispettivamente T_S e f_S.

Nel funzionamento con tre fasi gli istanti di accensione dei tre interruttori sono ritardati reciprocamente di $\frac{T_S}{3}$. Sommando istante per istante i contributi della corrente su ogni fase si ottiene l'andamento della corrente di ingresso del convertitore complessivo, rappresentata nell'ultimo dei quattro grafici illustrati in Fig. A.1.

Si evince immediatamente che sovrapposto al valore medio della corrente di ingresso vi è una ondulazione di ampiezza pari a I_S e frequenza pari a $3f_S$. In questo caso si è considerato un valore di *duty-cycle* inferiore a 0.66. Se il *duty-cycle* fosse maggiore, l'ondulazione di corrente avrebbe ampiezza pari a $3I_S$, che corrisponde al caso peggiore

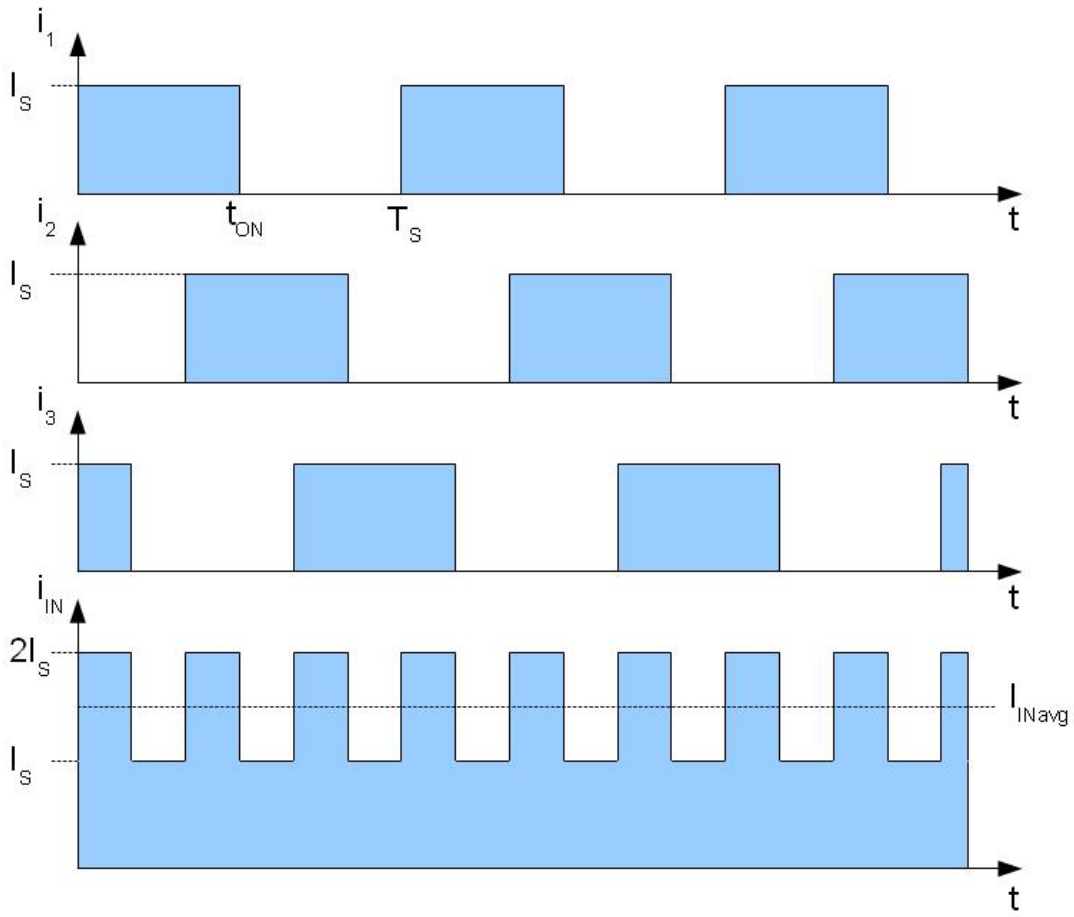


Figura A.1 – Evoluzione della corrente di ingresso su ciascuna fase del convertitore e della corrente di ingresso complessiva. E' evidente la marcata discontinuità dell'ondulazione di corrente in ingresso.

di quanto esposto in questa appendice.

In tutta generalità, in una configurazione multifase orientata ad applicazioni di elevata potenza, l'ampiezza dell'ondulazione in ingresso, che coincide in questo caso con quella della corrente massima che scorre su ciascun interruttore, può diventare molto considerevole e imporre un pesante ricorso al filtraggio capacitivo in ingresso al convertitore oltre che alla generazione di disturbi elettromagnetici.

A.2 Confronto tra Corrente di Ingresso Continua e Discontinua nei Convertitori a Singola Fase

La presente sezione intende dimostrare che, se si considerano due diversi convertitori in configurazione a singola fase che assorbono la medesima corrente *media* di ingresso ma

aventi l'uno corrente di ingresso continua mentre l'altro corrente discontinua, l'interruttore del primo convertitore è sollecitato da un valore efficace di corrente inferiore rispetto a quello del secondo. Quindi, nel caso di utilizzo di interruttori tipo MOSFET, la dissipazione di potenza associata alle perdite in conduzione è maggiore nel secondo caso, e a parità anche di potenza media di ingresso, la perdita del secondo convertitore è percentualmente maggiore e costituisce uno svantaggio[1].

A titolo di esempio si considerino il convertitore *boost* per il primo caso e il convertitore *flyback* per il secondo. Si consideri inoltre l'ipotesi di bassa ondulazione di corrente negli induttori, cioè si ipotizzi che l'ampiezza del ondulazione di corrente sull'induttore considerato sia molto minore del valore medio della corrente sull'induttore stesso.

Caso con corrente di ingresso continua

Si consideri il convertitore in funzionamento tale da assorbire la corrente media I_{IN}. Nel caso di corrente di ingresso continua e secondo l'ipotesi fatta in precedenza, il valore della corrente media corrisponde con il valore massimo di corrente che scorre sull'interruttore.

Il valore efficace della corrente nell'interruttore risulta pari a:

$$I_{RMS_{cont}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} i_S^2(t)\,dt} \tag{A.1}$$

dove si sono indicati con T_S il periodo di commutazione del convertitore e con $i_S(t)$ il valore della corrente istantanea sull'interruttore.

Sostituendo al posto della corrente $i_S(t)$ il valore costante I_{IN} che persiste per un intervallo di accensione t_{ON} si ottiene:

$$I_{RMS_{cont}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{t_{ON}} I_{IN}^2\,dt} = I_{IN}\sqrt{\delta} \tag{A.2}$$

avendo posto $\delta = \frac{t_{ON}}{T_S}$.

[1]Si osservi che, nel caso di interruttori tipo IGBT, se la corrente media di ingresso coincide con la corrente media sull'interruttore allora non c'è differenza sulle perdite di conduzione del dispositivo, in quanto queste non dipendono dal valore efficace della corrente che lo attraversa ma solo da quello medio.

Caso con corrente di ingresso discontinua

Si consideri il convertitore in funzionamento tale da assorbire la corrente media I_{IN} con andamento discontinuo della corrente di ingresso. Con questa e l'ipotesi di ondulazione trascurabile fatta in precedenza, il valore massimo della corrente che scorre nell'interruttore non corrisponde con il valore medio della corrente di ingresso ma ne è sempre maggiore, dato che la corrente è assorbita dall'ingresso solo in corrispondenza dell'intervallo di accensione dell'interruttore e per ottenere un certo valore medio di corrente è necessario che il valore massimo assorbito sia sufficientemente elevato.

La relazione tra la corrente media di ingresso e quella che scorre nell'interruttore risulta dalla seguente equazione:

$$I_{IN} = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} i_S(t)\,dt = \frac{1}{T_S}\int_0^{t_{ON}} I_S\,dt = I_S\delta \tag{A.3}$$

da cui si ottiene

$$I_S = \frac{I_{IN}}{\delta} \tag{A.4}$$

che, per valori di δ compresi tra 0 e 1, mostra chiaramente quanto esposto sopra.

Il valore efficace della corrente che scorre nell'interruttore risulta pari a:

$$I_{RMS_{disc}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} I_S^2\,dt} \tag{A.5}$$

Sostituendo al posto della corrente $I_S(t)$ il valore ottenuto in funzione di I_{IN} si ottiene

$$I_{RMS_{disc}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{t_{ON}} \frac{I_{IN}^2}{\delta^2}\,dt} = \frac{I_{IN}}{\sqrt{\delta}} \tag{A.6}$$

avendo posto $\delta = \frac{t_{ON}}{T_S}$.

Confronto tra i due casi

Confrontando i risultati ottenuti in (A.2) e in (A.6) è immediato verificare che vale sempre la disuguaglianza

$$I_{IN}\sqrt{\delta} < \frac{I_{IN}}{\sqrt{\delta}} \tag{A.7}$$

in quanto è sempre vero che

$$\sqrt{\delta} < \frac{1}{\sqrt{\delta}} \tag{A.8}$$

se il valore di δ è compreso tra 0 e 1. In questo caso infatti il primo membro della disequazione (A.8) è sempre minore di 1 mentre il secondo è sempre maggiore di 1.
Dalla (A.7) si conclude quindi che

$$I_{RMS_{cont}} < I_{RMS_{disc}} \tag{A.9}$$

come si voleva dimostrare. Si osservi che essendo la disuguaglianza verificata per ogni valore di *duty-cycle*, essa è valida anche se i due convertitori lavorano con valori di *duty-cycle* diversi, come è probabile che accada in due topologie diverse con diversi rapporti di conversione. Quindi si può concludere che, a parità di potenza di ingresso, un convertitore che assorbe corrente discontinua è sempre svantaggioso rispetto ad uno con corrente di ingresso continua.

Appendice B

Approfondimento sul Convertitore Boost con Moltiplicatore di Tensione

Si analizza in dettaglio il convertitore presentato nel Par. 1.5.1 al fine di comprendere se questa topologia si presti all'implementazione con le specifiche desiderate.

B.1 Simulazione del Circuito

Si realizza il modello del circuito con PLECS®. La configurazione scelta è quella con due fasi e due moltiplicatori di tensione, con le seguenti caratteristiche:

$$V_{IN} = 25V - 50V,\ V_{OUT} = 400V,\ I_{IN} = 100A \text{ con } 50\text{A/fase},\ I_{OUT} = 6.25A,$$
$$P_{OUT} = 2500W$$

Il modello di simulazione è riportato in Fig. B.1 a pagina seguente.

In prima analisi si collega il *duty-cycle* di riferimento con variazione a gradino. Per limitare eventuali sovratensioni si potrà adoperare un riferimento variabile a rampa.
Il rapporto di conversione in funzionamento CCM risulta essere

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{M+1}{1-D} \tag{B.1}$$

con M numero di celle moltiplicatrici e D il valore del *duty-cycle*. Nel caso considerato, con $M = 2$ risulta

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{3}{1-D} \tag{B.2}$$

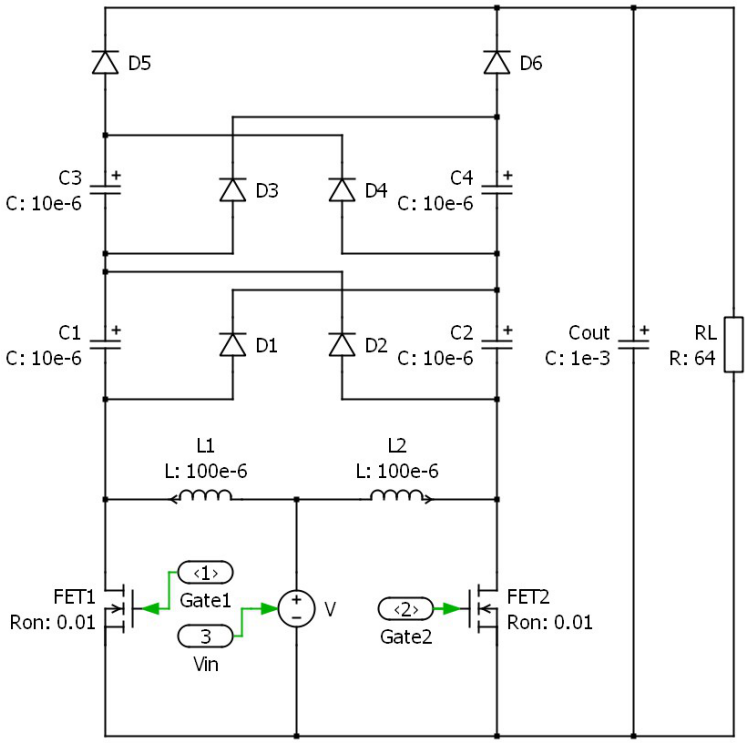


Figura B.1 – Modello PLECS® del convertitore *Boost con Moltiplicatore di Tensione*.

per cui il *duty-cycle* varia tra 0.737 e 0.8125.

Nota: in (B.2) si è ottenuto lo stesso rapporto di conversione che avrebbe il circuito *Boost con Duplicatore di Tensione Intrinseco* in configurazione a tre fasi e $D > 0.66$.

B.1.1 Interruttori e Induttori

In Fig. B.2 si riporta l'andamento delle grandezze principali sui due interruttori e sui due induttori.

La tensione massima misurata sui due interruttori S_1 e S_2 risulta di 135V, pari a circa un terzo della tensione di uscita (390V in simulazione a causa di alcune non idealità inserite nei componenti) e corrisponde alla tensione che si instaura su ciascun condensatore delle celle moltiplicatrici di tensione C_1, C_2, C_3, C_4, cioè

$$V_{C_M} = \frac{V_{OUT}}{M+1} = \frac{V_{OUT}}{3} \tag{B.3}$$

La corrente sui due induttori L_1 e L_2 conferma la modalità di funzionamento CCM e mostra come ci sia una esatta ripartizione della corrente assorbita dall'ingresso tra le due fasi del convertitore. La somma delle due correnti medie è infatti di circa 100A.

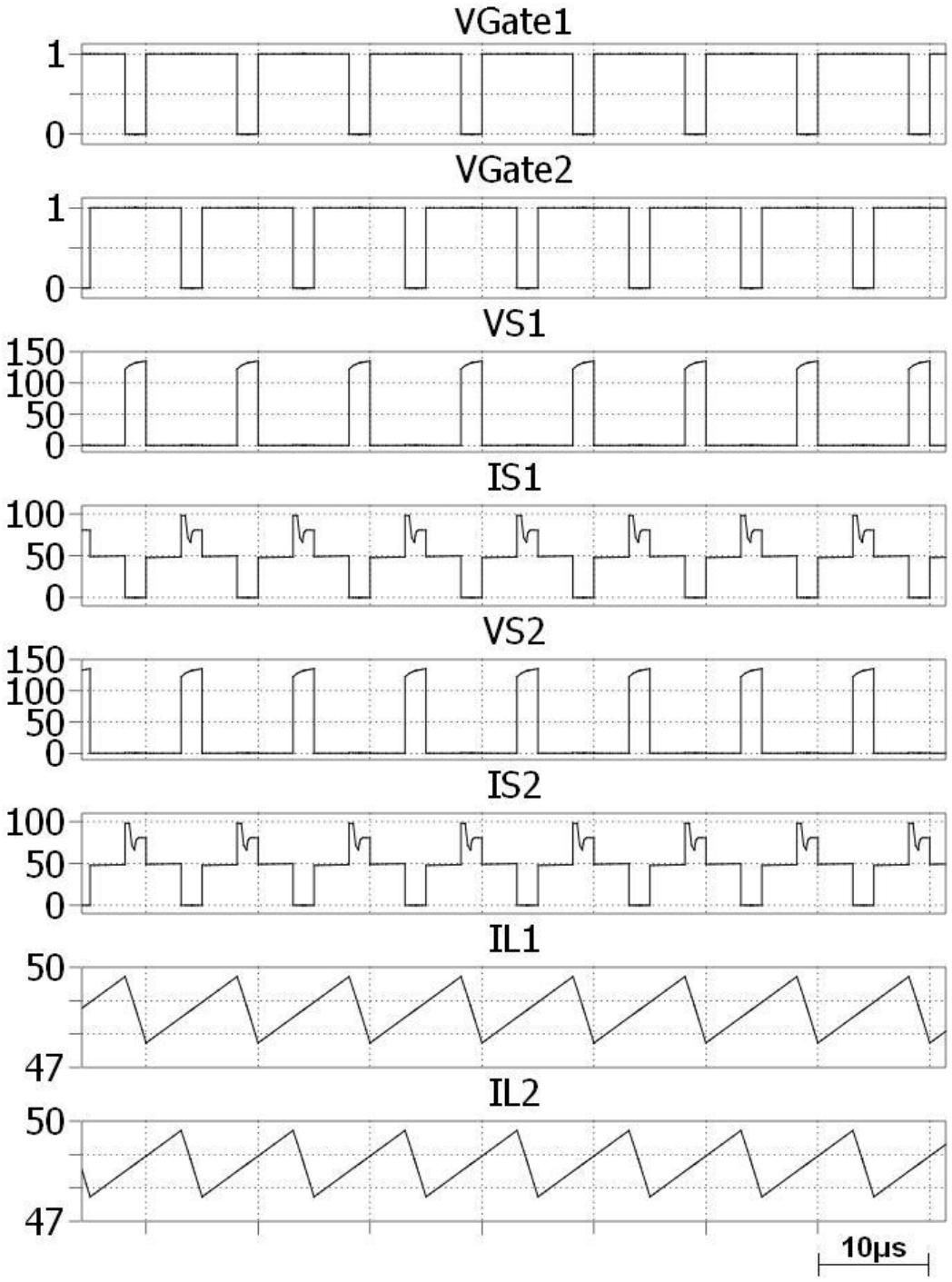


Figura B.2 – Risultati di simulazione per interruttori ed induttori. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

La corrente che scorre sui due interruttori S_1 e S_2 è pari a quella sugli induttori per quasi tutto il periodo di accensione, ma mostra un picco dovuto alla richiusura delle correnti circolanti sui moltiplicatori di tensione a diodi. Il picco raggiunge il valore di 100A.

B.1.2 Condensatori del Moltiplicatore di tensione

La Fig. B.3 si riporta l'analisi delle tensioni e delle correnti che si instaurano sui condensatori delle celle moltiplicatrici di tensione. Interessa verificare quale sia la sollecitazione in tensione di questi condensatori ma soprattutto l'ordine di grandezza della corrente efficace che li attraversa, dato che le perdite dovute alle resistenze serie equivalenti (ESR) su ciascuno potrebbero addirittura essere comparabili con quelle sugli interruttori, vanificando almeno in parte il vantaggio ottenuto dalla riduzione della sollecitazione di tensione sugli stessi.
La tensione media su ciascun condensatore si attesta intorno al valore $\frac{V_{OUT}}{3}$ come previsto. I componenti dei due rami paralleli mostrano un comportamento molto simmetrico. I picchi di corrente che attraversano i condensatori sono dell'ordine dei 50A.

Mediante lo strumento di analisi fornito dal simulatore si calcola il valore efficace della corrente, da cui risulta:

$$I_{RMS_{C_1,C_3}} = 21A \quad \text{e} \quad I_{RMS_{C_2,C_4}} = 14A \tag{B.4}$$

Questi valori possono contribuire in modo determinante alla riduzione del rendimento di conversione.

B.1.3 Diodi

In Fig. B.4 a Pag. 248 sono riportate le grandezze che riguardano i diodi dei moltiplicatori di tensione e di raddrizzamento in uscita.

I diodi D_1, D_2, D_3, D_4 dei moltiplicatori di tensione sono sollecitati da una tensione inversa massima pari al doppio di quella che si instaura su ciascun condensatore C_1, ...,C_4, e che quindi risulta pari a due terzi della tensione di uscita.

Va osservato che la tensione di blocco in corrispondenza delle commutazioni di ciascun diodo vale un terzo della tensione di uscita, quindi metà della tensione di blocco massima. Ciò può ridurre le perdite in commutazione dei diodi.

I diodi di raddrizzamento D_5 e D_6 sono invece sollecitati da una tensione di blocco pari a un terzo della tensione di uscita e potrebbero essere scelti di tipo *Schottky*.

La presenza di molti diodi in serie aumenta l'effetto di *reverse-recovery* e aggrava le perdite di commutazione sugli interruttori, rendendo necessario l'utilizzo di uno *snubber*

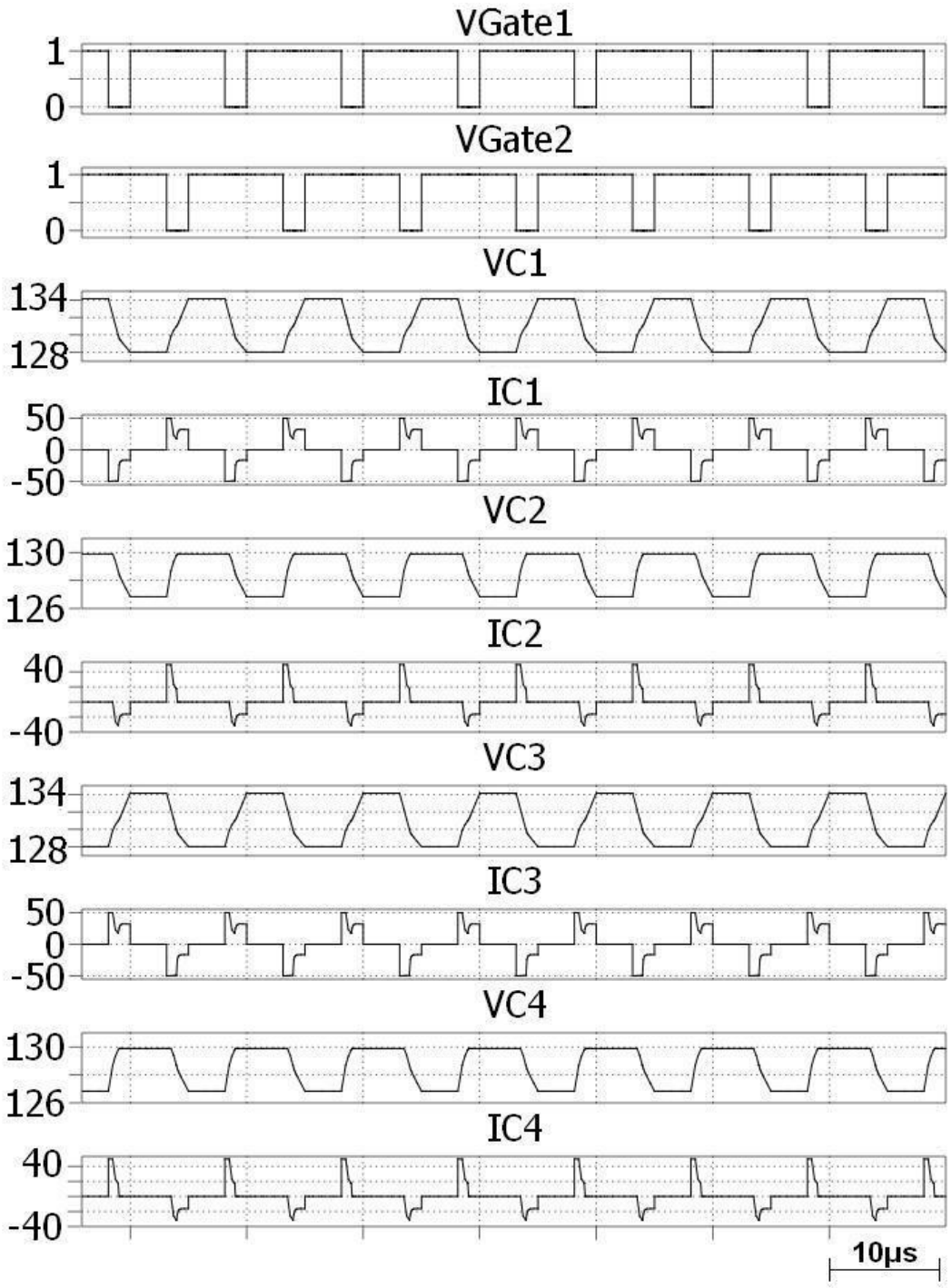


Figura B.3 – Risultati di simulazione per i condensatori del moltiplicatore di tensione. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

su ciascun interruttore.

Attraverso il simulatore si calcolano i valori medi ed efficaci delle correnti sui diodi analizzati: la media su ciascun diodo è di circa 3A e il valore efficace spazia tra 7A e 11A.

Entrambi i risultati evidenziano perdite di conduzione (rispettivamente sulla giunzione e sulla resistenza parassita di ogni diodo) che possono pesare molto sul rendimento

complessivo del convertitore giacché il numero di diodi è elevato e la somma di tutte le perdite è considerevole.

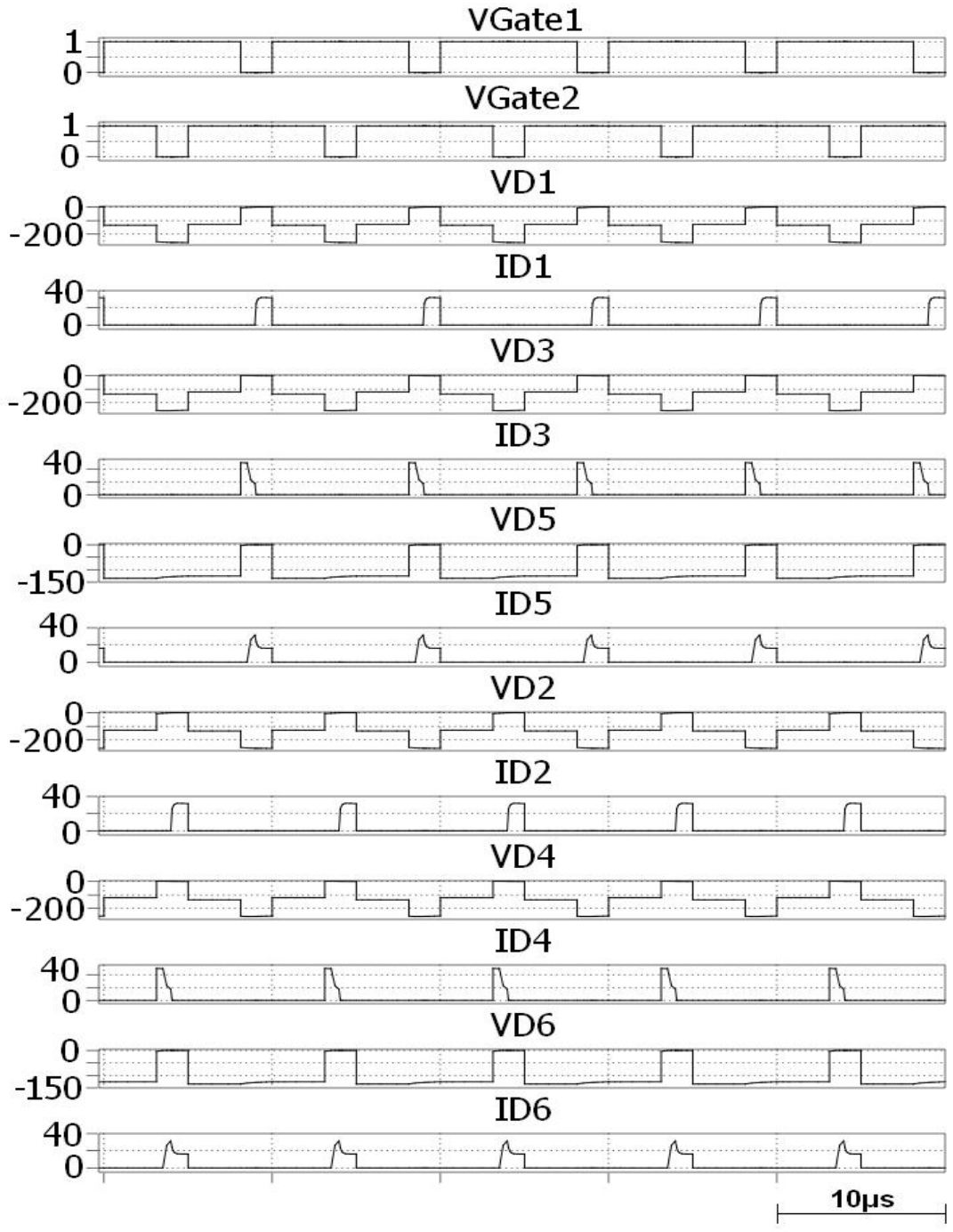


Figura B.4 – Risultati di simulazione per le grandezze sui diodi. Le tensioni sono espresse in Volt e le correnti in Ampere.

B.2 Conclusioni

Il convertitore si presta bene ad elevare la tensione di uscita senza sollecitare troppo in tensione gli interruttori, ma per le alte potenze di uscita le correnti in gioco sono elevate e i valori efficaci sui diodi e sui condensatori degradano il rendimento di conversione. Inoltre l'affidabilità scende, dato che le sollecitazioni sono importanti e possono causare un elevato riscaldamento dei condensatori. Questi dovrebbero essere realizzati ciascuno con il collegamento in parallelo di più condensatori al fine di ridurre la ESR, oltre a richiedere una disposizione dei componenti molto accurata per gestire la presenza di elementi parassiti.

Già da queste premesse risulta chiaro che l'apparente vantaggio di una sollecitazione di tensione minore sugli interruttori svanisce a causa delle eccessive perdite distribuite sui numerosi componenti del circuito e della complessità realizzativa che ne consegue.

Appendice C

Listati MathCad®

Illustrazione dei fogli di calcolo MathCad®

Di seguito sono riportati i listati MathCad® utilizzati per il dimensionamento degli *snubber* proposti come prima soluzione nel Capitolo 3, Par. 3.1.

Dimensionamento dello snubber per l'interruttore S1:

$V_IN := 25 \qquad V_OUT := 400 \qquad fs := 100000 \qquad d := 1 - 2\cdot\frac{V_IN}{V_OUT} \qquad V_CB := \frac{V_IN}{1 - d}$

$ID1_T0 := 42 \qquad Ts := \frac{1}{fs} \qquad d = 0.875$

Given

$$n_1\cdot\frac{(V_CB - V_IN)\cdot(n_1 - 1)}{Ld1}\cdot(1 - d)\cdot Ts = ID1_T0$$

$$50\cdot 10^{6} = \frac{V_CB + V_IN\cdot(n_1 - 1)}{Ld1}$$

$$Risultati_S1 := Find(n_1, Ld1) \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{60769}}{250} + \frac{137}{250} & \frac{137}{250} - \frac{\sqrt{60769}}{250} \\ \frac{\sqrt{60769}}{500000000} + \frac{1887}{500000000} & \frac{1887}{500000000} - \frac{\sqrt{60769}}{500000000} \end{pmatrix}$$

Valori risultanti:

$$Risultati_S1 = \begin{pmatrix} 1.534 & -0.438 \\ 4.267\times 10^{-6} & 3.281\times 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad n_1 := Risultati_S1_{0,0} = 1.534 \qquad Ld1 := Risultati_S1_{1,0} = 4.267\times 10^{-6}$$

Dimensionamento dello snubber per l'interruttore S1:

$V_IN := 50 \qquad V_OUT := 400 \qquad fs := 100000 \qquad d := 1 - 2\cdot\frac{V_IN}{V_OUT} \qquad V_CB := \frac{V_IN}{1 - d}$

$ID1_T0 := 40 \qquad Ts := \frac{1}{fs} \qquad d = 0.75$

Given

$$n_1\cdot\frac{(V_CB - V_IN)\cdot(n_1 - 1)}{Ld1}\cdot(1 - d)\cdot Ts = ID1_T0$$

$$50\cdot 10^{6} = \frac{V_CB + V_IN\cdot(n_1 - 1)}{Ld1}$$

$$Risultati_S1 := Find(n_1, Ld1) \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{14089}}{150} + \frac{83}{150} & \frac{83}{150} - \frac{\sqrt{14089}}{150} \\ \frac{\sqrt{14089}}{150000000} + \frac{533}{150000000} & \frac{533}{150000000} - \frac{\sqrt{14089}}{150000000} \end{pmatrix}$$

Valori risultanti:

$$Risultati_S1 = \begin{pmatrix} 1.345 & -0.238 \\ 4.345\times 10^{-6} & 2.762\times 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad n_1 := Risultati_S1_{0,0} = 1.345 \qquad Ld1 := Risultati_S1_{1,0} = 4.345\times 10^{-6}$$

Figura C.1 – Listato MathCad® per il dimensionamento dello *snubber* 1

Dimensionamento dello snubber per l'interruttore S2:

$V_IN := 25 \qquad V_OUT := 400 \qquad fs := 100000 \qquad d := 1 - 2\cdot\frac{V_IN}{V_OUT} \qquad V_CB := \frac{V_IN}{1 - d}$

$ID2_T0 := 65 \qquad Ts := \frac{1}{fs} \qquad d = 0.875 \qquad V_CB = 200$

Given

$$\frac{[(V_CB - V_IN)\cdot n_2 - (V_OUT - V_IN)]}{Ld2}\cdot n_2\cdot(1 - d)\cdot Ts = ID2_T0$$

$$50\cdot 10^{6} = \frac{V_OUT + V_IN\cdot(n_2 - 1)}{Ld2}$$

$$Risultati_S2 := Find(n_2, Ld2) \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{433801}}{350} + \frac{401}{350} & \frac{401}{350} - \frac{\sqrt{433801}}{350} \\ \frac{\sqrt{433801}}{700000000} + \frac{5651}{700000000} & \frac{5651}{700000000} - \frac{\sqrt{433801}}{700000000} \end{pmatrix}$$

$$Risultati_S2 = \begin{pmatrix} 3.028 & -0.736 \\ 9.014 \times 10^{-6} & 7.132 \times 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad n_2 := Risultati_S2_{0,0} = 3.028 \qquad Ld2 := Risultati_S2_{1,0} = 9.014 \times 10^{-6}$$

Dimensionamento dello snubber per l'interruttore S2:

$V_IN := 50 \qquad V_OUT := 400 \qquad fs := 100000 \qquad d := 1 - 2\cdot\frac{V_IN}{V_OUT} \qquad V_CB := \frac{V_IN}{1 - d}$

$ID2_T0 := 60 \qquad Ts := \frac{1}{fs} \qquad d = 0.75$

Given

$$\frac{[(V_CB - V_IN)\cdot n_2 - (V_OUT - V_IN)]}{Ld2}\cdot n_2\cdot(1 - d)\cdot Ts = ID2_T0$$

$$50\cdot 10^{6} = \frac{V_OUT + V_IN\cdot(n_2 - 1)}{Ld2}$$

$$Risultati_S2 := Find(n_2, Ld2) \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{60169}}{150} + \frac{187}{150} & \frac{187}{150} - \frac{\sqrt{60169}}{150} \\ \frac{\sqrt{60169}}{150000000} + \frac{1237}{150000000} & \frac{1237}{150000000} - \frac{\sqrt{60169}}{150000000} \end{pmatrix}$$

$$Risultati_S2 = \begin{pmatrix} 2.882 & -0.389 \\ 9.882 \times 10^{-6} & 6.611 \times 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad n_2 := Risultati_S2_{0,0} = 2.882 \qquad Ld2 := Risultati_S2_{1,0} = 9.882 \times 10^{-6}$$

Figura C.2 – Listato MathCad® per il dimensionamento dello *snubber* 2

Bibliografia

[1] B. Huang, I. Sadli, J.-P. Martin, and B. Davat, "Design of a high power, high step-up non-isolated dc-dc converter for fuel cell applications," in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., 2006 (VPPC '06)*, sep. 2006, pp. 1–6.

[2] D. B. Viet, Y. Lembeye, J. Ferrieux, J. Barbaroux, and Y. Avenas, "New high power - high ratio non isolated dc-dc boost converter for fuel cell applications," in *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conf., 2006 (PESC '06)*, jun. 2006, pp. 1–7.

[3] Y. Jang and M. Jovanovic, "Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, jul. 2007.

[4] Q. Zhao and F. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 65–73, jan. 2003.

[5] S. Dwari and L. Parsa, "A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost dc-dc converter for hybrid and fuel cell electric vehicle," in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., 2007 (VPPC '07)*, sep. 2007, pp. 399–404.

[6] W. Li and X. He, "A family of interleaved dc-dc converters deduced from a basic cell with winding-cross-coupled inductors (WCCIs) for high step-up or step-down conversions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1791–1801, jul. 2008.

[7] W. Li, Y. Deng, R. Xie, J. Shi, and X. He, "Interleaved ZVT boost converters with winding-coupled inductors and built-in LC low pass output filter suitable for distributed fuel cell generation system," jun. 2007, pp. 697 –701.

[8] R. Wai and R. Duan, "High-efficiency dc/dc converter with high voltage gain," *IEE Proc. Elect. Power Applicat.*, vol. 152, no. 4, pp. 793–802, jul. 2005.

[9] R.-J. Wai, C.-Y. Lin, and R.-Y. Duan, "High-efficiency dc-dc converter with high voltage gain and reduced switch stress," in *Proc. 30th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics Society, 2004 (IECON 2004)*, vol. 1, nov. 2004, pp. 773–778.

[10] R.-J. Wai, C.-Y. Lin, R.-Y. Duan, and Y.-R. Chang, "High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3702–3714, oct. 2008.

[11] T. Liang and K. Tseng, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter," *IEE Proc. Elect. Power Applicat.*, vol. 152, no. 2, pp. 217–225, mar. 2005.

[12] G. Spiazzi, P. Mattavelli, J. Gazoli, R. Magalhaes, and G. Frattini, "Improved integrated boost-flyback high step-up converter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology (ICIT), 2010*, mar. 2010, pp. 1169–1174.

[13] M. Prudente, L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. Romaneli, and R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 871–887, mar. 2008.

[14] Y. Alcazar, R. Bascope, D. de Oliveira, E. Andrade, and W. Cardenas, "High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers," in *Proc. 34th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics, 2008 (IECON 2008)*, nov. 2008, pp. 2346–2352.

[15] G. Torrico-Bascope, R. Torrico-Bascope, D. Oliveira, F. Antunes, S. Araujo, and C. Branco, "A generalized high voltage gain boost converter based on three-state switching cell," in *Proc. 32nd Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics, 2006 (IECON 2006)*, nov. 2006, pp. 1927–1932.

[16] E. da Silva, T. Oliveira, F. Tofoli, R. Bascopé, and D. Oliveira Jr, "A novel interleaved boost converter with high voltage gain for UPS applications," in *Proc. 9th Brazilian Power Electronics Conf., 2007 (COBEP 2007)*, 2007, pp. 999–1003.

[17] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and A. Costabeber, "Effect of parasitic components in the integrated boost-flyback high step-up converter," in *Proc. 35th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics, 2009 (IECON '09)*, nov. 2009, pp. 420–425.

[18] Y. Jang and M. Jovanovic, "New two-inductor boost converter with auxiliary transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 169–175, jan. 2004.

[19] Q. Zhao, F. Tao, F. Lee, P. Xu, and J. Wei, "A simple and effective method to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current-mode boost converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 649–658, sep. 2001.

[20] "APT50M50JVFR Datasheet," Revision F, Advanced Power Technology®.

[21] "MIC4421/4422 Datasheet," August 2005, MICREL® Semiconductor.

[22] R. McArthur, "Making Use of Gate Charge Information in MOSFET and IGBT Data Sheets," Application Note APT0103, October 2001, Advanced Power Technology®.

[23] "APT2X100D60J Datasheet," Revision C, December 2003, Advanced Power Technology®.

[24] "Ferrites and Accessories," Ferrites Catalogue, 1994, Siemens Matsushita Components®.

[25] G. Spiazzi, *Appunti dalle Lezioni di Elettronica di Potenza*. Edizioni Progetto, 2007.

[26] J. McGinty, "Designing with Low-Side MOSFET Drivers," Application Note 24, March 1998, MICREL® Semiconductor.

[27] "LEM LAX100-NP Datasheet," LAX Series, LEM® Transducers.

[28] R. W. Erikson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.

[29] N. Mohan and T. Undeland, *Elettronica di Potenza*. Hoepli, 2003.

Ringraziamenti

Vorrei sentitamente ringraziare il Prof. Giorgio Spiazzi per la sua disponibilità e comprensione anche nei momenti più difficili della mia vita e della mia carriera, nonché per la sua inesauribile pazienza nel rispondere alle mie domande sull'Elettronica di Potenza.

Un ringraziamento particolare va a Renato Sartorello per avermi trasmesso parte della sua preziosa esperienza nel collaudo dei circuiti elettronici e per essersi imbattuto spesso nella mia testardaggine senza aver mai perso la pazienza.

Ringrazio i colleghi del Laboratorio di Elettronica di Potenza Michele Lora, Stefano Negro, Alberto Buffon, Andrea Coran, Roberto Monti, Fabio Zambon, Marco Stellini e i dottorandi Francesco Sichirollo e Alessandro Costabeber, per avermi aiutato ad inserirmi nel laboratorio e per avermi fatto sentire parte di un gruppo consolidato.

Ringrazio la mia famiglia per avermi supportato e sopportato durante questi mesi di attività di tesi e prima durante la mia carriera universitaria.

Ringrazio mia morosa Chiara per l'infinita pazienza che ha avuto nell'aspettare che io compissi questo ambito progetto, sperando di restituirle tutto il tempo che non le ho dedicato in questi ultimi anni.

Ringrazio gli amici più stretti Fabio, Tommy e Alessandro, per tutte le serate passate insieme e per quelle che ho dovuto rimandare per studiare.

Ringrazio Marco e Gabriele Borella per non aver perso di vista la nostra amicizia negli anni e per avermi aiutato nei momenti di difficoltà nello studio e nella vita.

Ringrazio gli amici del Severi, che non mi vedono quasi mai ma si ricordano sempre di me.

Ringrazio Alberto Pettarin e Federico Tramarin per il loro corso di LaTeX senza il quale non avrei scritto questa tesi.

Ringrazio Roberto Falcaro per il tempo e l'aiuto prestatimi per la realizzazione di questa tesi.

Ringrazio tutte le persone che non ho citato ma che mi sono state vicine durante questo lungo percorso di studio.

Padova, Martedì 26 Ottobre 2010