



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

---

Facoltà di Ingegneria

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Analisi e progetto di convertitori DC-DC  
non isolati ad elevato guadagno di tensione

**Relatore:**

Ch.mo Prof. Giorgio Spiazzi

**Laureando:**

Diego Zamberlan

---

Padova, 12 Luglio 2011

ANNO ACCADEMICO 2010 - 2011



*alla mia famiglia*



<b>Introduzione</b>		<b>7</b>
<b>1 Boost con cella three-state e trasformatore a doppio primario</b>		<b>9</b>
1.1 Funzionamento con duty-cycle superiore a 0.5 . . . . .		11
1.1.1 Stati nel caso ideale . . . . .		11
1.1.2 Rapporto di conversione ideale . . . . .		16
1.1.3 Funzionamento con bassi valori di $L_\mu$ . . . . .		16
1.2 Funzionamento con duty-cycle inferiore a 0.5 . . . . .		19
1.2.1 Funzionamento come boost multifase (CCM) . . . . .		20
1.2.2 Funzionamento come boost multifase (DCM) . . . . .		22
1.2.3 Intervallo di funzionamento anomalo . . . . .		24
1.3 Rapporto di conversione complessivo . . . . .		31
1.3.1 Dipendenza dal carico . . . . .		33
1.4 Formule per il dimensionamento . . . . .		34
1.5 Simulazione del circuito . . . . .		36
1.5.1 Valori dei componenti . . . . .		36
1.5.2 Simulazioni in transitorio . . . . .		38
1.5.3 Simulazioni a regime . . . . .		40
1.5.4 Rapporto di conversione in simulazione . . . . .		40
<b>2 Boost con duplicatore di tensione a doppio mutuo induttore</b>		<b>49</b>
2.1 Funzionamento con duty-cycle superiore a 0.5 . . . . .		51
2.1.1 Stati di funzionamento . . . . .		51
2.1.2 Rapporto di conversione . . . . .		57
2.1.3 Analisi semplificata . . . . .		58
2.2 Funzionamento con duty-cycle inferiore a 0.5 . . . . .		60

2.2.1	Funzionamento di tipo boost a doppio interruttore (CCM) . . . . .	60
2.2.2	Rapporto di conversione . . . . .	62
2.2.3	Cambio del modo di funzionamento . . . . .	64
2.3	Rapporto di conversione complessivo . . . . .	64
2.4	Formule per il dimensionamento . . . . .	65
2.5	Simulazione del circuito . . . . .	66
2.5.1	Valori dei componenti . . . . .	66
2.5.2	Simulazioni in transitorio . . . . .	68
2.5.3	Simulazioni a regime . . . . .	70
2.5.4	Rapporto di conversione in simulazione . . . . .	72
<b>3</b>	<b>Prototipo</b>	<b>77</b>
3.1	Schema elettrico . . . . .	77
3.2	Componenti utilizzati . . . . .	77
3.3	Descrizione del prototipo . . . . .	82
3.4	Configurazione di test . . . . .	82
3.5	Verifica iniziale del funzionamento . . . . .	84
3.6	Prove alla potenza di uscita nominale . . . . .	85
3.6.1	Funzionamento della cella moltiplicatrice . . . . .	85
3.6.2	Tensioni su interruttori e diodi . . . . .	87
3.6.3	Tensione su condensatori e carico . . . . .	91
3.6.4	Correnti di ingresso . . . . .	92
3.6.5	Verifica del rapporto di conversione . . . . .	92
3.7	Efficienza . . . . .	95
3.7.1	Stima delle perdite . . . . .	97
	<b>Conclusioni</b>	<b>101</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>104</b>

In passato, la produzione di energia elettrica per uso civile ed industriale assumeva fondamentalmente un carattere centralizzato, nel quale centrali di varia tipologia e grandezza convertivano in elettricità diversi tipi di risorse naturali. In questi anni, il mercato energetico si sta muovendo verso una generazione distribuita dell'energia, grazie alla disponibilità di nuove tecnologie di conversione. Si tratta di piccoli generatori, quali ad esempio i pannelli solari fotovoltaici, le turbine eoliche e le celle a combustibile, adatti ad essere installati in contesti molto ristretti ed interfacciati con la rete di distribuzione a bassa tensione. Tale interfacciamento richiede che l'inverter sia preceduto da uno stadio di conversione dc-dc ad elevato guadagno statico (almeno 8 per il mercato europeo a 240V).

Per comprenderne il motivo, citiamo ad esempio le celle a combustibile, ed in particolare quelle con membrana a scambio protonico (PEM, Proton Exchange Membrane): esse sono caratterizzate da una tensione continua in uscita approssimativamente pari a 0.6 V per cella. Questo fatto rende necessaria una connessione in serie di più celle, a formare una pila a combustibile. Tuttavia, è preferibile evitare l'utilizzo di collegamenti in serie estesi, scelta che comporterebbe alcune limitazioni quali ad esempio:

- prestazioni globali limitate a quelle della cella meno performante;
- difficoltà nel disassemblaggio del sistema per effettuarne la manutenzione;
- maggiori perdite di conduzione sugli elettrodi.

Conseguentemente, pile con potenza di qualche kW difficilmente raggiungono tensioni nominali di 50 Vdc.

Nonostante la classica topologia boost sia teoricamente in grado di raggiungere elevati valori di guadagno, il funzionamento a duty-cycle elevati è di difficile realizzazione pratica a causa degli inevitabili elementi parassiti. La connessione in serie di diversi stadi di tipo

boost viene tendenzialmente evitata per una serie di ragioni, le quali comprendono un aumento delle perdite di conduzione, riduzione dell'affidabilità, aumento della complessità. Si sono studiate diverse soluzioni circuitali in grado di ottenere un maggiore guadagno di tensione rispetto al boost tradizionale da cui derivano, le quali mirano anche al contenimento delle sollecitazioni su componenti attivi e condensatori di uscita aumentandone affidabilità ed efficienza<sup>1</sup>. Esse possono essere raggruppate in tre famiglie, a seconda della tecnica utilizzata per raggiungere lo scopo.

Una prima possibilità consiste nell'impiegare *mezzi magnetici isolati*: un trasformatore ad alta frequenza dall'opportuno rapporto spire, consente di elevare la tensione realizzando nel contempo un isolamento galvanico tra ingresso e uscita. Questo genere di convertitori è preferibile nel caso si vogliano ottenere guadagni particolarmente elevati. La potenza complessiva è tipicamente ridotta, proprio a causa della presenza del trasformatore.

Una seconda possibilità risiede nell'impiego di *mezzi magnetici non isolati*, quali ad esempio induttori accoppiati o autotrasformatori oppure ancora trasformatori inseriti in strutture circuitali non isolate. Tipicamente, con tali soluzioni si ottengono valori di efficienza superiori a quelli della famiglia precedente, pur mantenendo bassi livelli di sollecitazione di tensione sui componenti.

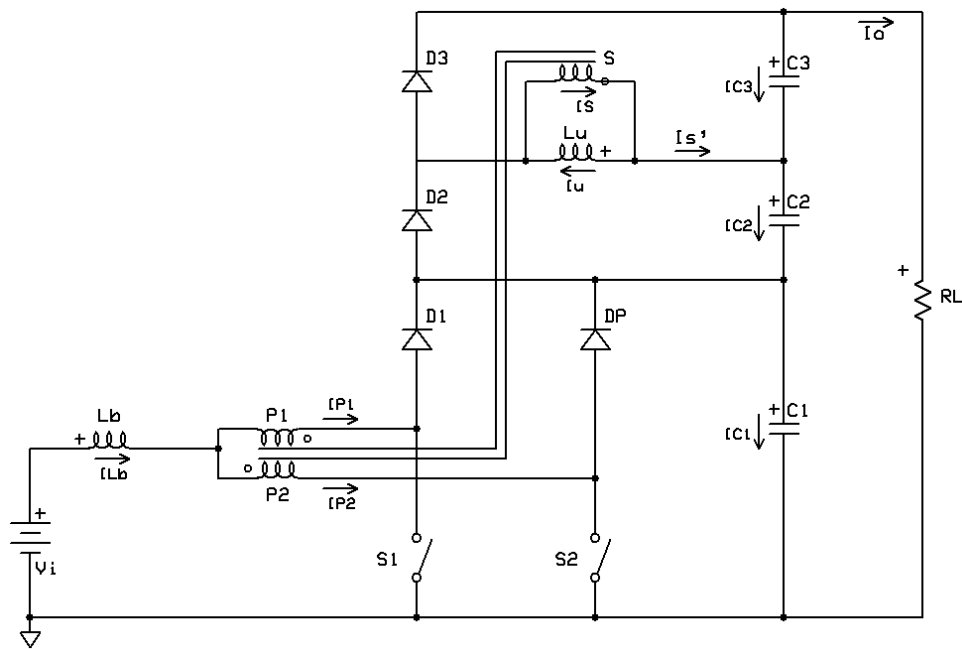
La terza soluzione consiste nell'impiego di *mezzi capacitivi*: i condensatori vengono connessi in parallelo alla sorgente durante la fase di carica, mentre vengono connessi in serie tra loro nella fase di scarica verso l'uscita. Una variante è rappresentata dalla cella moltiplicatrice di tensione, costituita da due condensatori e due diodi.

In questo lavoro di tesi si sono analizzati i dettagli di funzionamento di due topologie presenti in letteratura, aventi caratteristiche comuni alle ultime due famiglie appena citate. Entrambe le soluzioni analizzate sfruttano un sub-convertitore boost, il quale realizza tra l'altro un clamp rigenerativo, completato da una cella moltiplicatrice di tensione integrata nello stadio di uscita. L'accoppiamento di tale cella con il sub-convertitore viene realizzato con due diverse soluzioni: il primo convertitore ha la peculiarità di impiegare un trasformatore a doppio avvolgimento primario, mentre il secondo raggiunge lo scopo tramite un doppio mutuo induttore. In entrambi i casi si individuano due fasi, o rami, di ingresso, aspetto interessante ai fini della riduzione del ripple della corrente in ingresso, ed uno stadio di uscita costituito dalla serie di più condensatori che limita sia il dimensionamento in tensione degli stessi che le perdite sui componenti attivi.

---

<sup>1</sup>per una lista di topologie ad elevato guadagno di tensione si veda [1], primo capitolo.

Boost con cella three-state e trasformatore a doppio primario



**Figura 1.1:** Schema della topologia *boost* con cella *three-state* e duplicatore di tensione con trasformatore a doppio primario.

In questo capitolo si analizza il funzionamento della topologia *boost* con cella *three-state* e duplicatore di tensione con trasformatore a doppio primario, presentato in [2]. Essa è costituita da una struttura *boost* formata da due interruttori e da un trasformatore a doppio avvolgimento primario il quale consente di suddividere e bilanciare la corrente assorbita dalla sorgente di ingresso. Ciò realizza un subconvertitore *boost* multifase a due fasi. Ogni avvolgimento secondario del trasformatore è inserito all'interno di una

cella di raddrizzamento-moltiplicazione la quale consente di elevare la tensione di uscita mantenendo valori contenuti sia di duty-cycle che di sollecitazione sugli interruttori e ripple della corrente di ingresso. Ogni cella duplicatrice è connessa in serie al condensatore principale del subconvertitore boost, realizzando in tal modo una struttura ad elevato guadagno statico. Successivamente verrà considerata la situazione più semplice, ovvero il caso in cui è presente un solo avvolgimento secondario.

Lo schema della topologia in esame è riportato in figura 1.1. Essa è costituita da quattro diodi (D1, D2, D3 e DP), tre condensatori (C1, C2 e C3), due interruttori a semiconduttore ( $S_1$  e  $S_2$ ) comandati separatamente, un induttore di accumulo ( $L_b$ ) ed un trasformatore a doppio avvolgimento primario. Tutti i componenti sono supposti ideali. L'induttanza magnetizzante del trasformatore è rappresentata a secondario. Il generatore di tensione continua  $V_i$  costituisce la sorgente di energia, mentre la resistenza  $R_L$  assume il ruolo di carico.

In seguito verranno delineati gli intervalli di funzionamento al variare del duty-cycle e, per ciascun intervallo, il dettaglio degli stati assunti da interruttori e diodi, e le espressioni delle varie grandezze elettriche durante il periodo di commutazione. In particolare, verranno esposti i risultati dello studio di tale topologia nel funzionamento a valori di duty-cycle inferiori a 0.5. Verso la fine del capitolo verranno fornite alcune indicazioni per il dimensionamento dei componenti, e verranno altresì esposti i risultati di alcune simulazioni al calcolatore del comportamento in transitorio e a regime.

Prima di procedere con l'analisi, si elencano alcuni dei principali vantaggi e svantaggi legati all'utilizzo di questa topologia.

## Vantaggi

- La sollecitazione nominale di tensione sugli interruttori è limitata e teoricamente pari a  $\frac{n}{n+1}$  volte la tensione di uscita: così ad esempio con un rapporto spire  $n = 0.5$ , la sollecitazione risulta pari ad  $\frac{1}{3}$  della tensione di uscita;
- anche i diodi di uscita risultano sottoposti a frazioni della tensione di uscita, con dipendenza dal rapporto spire, e possono essere quindi scelti di tipo Schottky, a vantaggio delle perdite di conduzione e dei problemi di reverse-recovery;
- la struttura del subconvertitore boost realizza, tramite il condensatore principale C1 e i due diodi di raddrizzamento D1 e DP, un circuito di clamp rigenerativo per gli interruttori;
- già con valori di rapporto spire ridotti, la struttura presenta un elevato guadagno statico di tensione anche con un duty-cycle nominale di valore contenuto, a vantaggio delle perdite di conduzione negli interruttori;
- l'induttanza di dispersione relativa all'avvolgimento secondario limita la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi della cella, con l'effetto di mitigare il reverse-

recovery degli stessi;

- il ripple della corrente di ingresso è a frequenza doppia rispetto a quella di commutazione e pertanto l'induttanza di ingresso ha dimensioni ridotte; inoltre il valore del ripple risulta contenuto, diminuendo l'importanza di un filtraggio in uscita alla sorgente;
- il fatto che la tensione di uscita sia ripartita tra più condensatori in serie, consente di avere componenti di dimensioni ridotte.

### Svantaggi

- L'utilizzo di un trasformatore a doppio primario introduce una certa complessità circuitale, con svantaggi in termini di costo ed ingombro;
- esistono alcuni problemi nell'operare a valori di duty-cycle  $D < 0.5$ , i quali comportano anche alcune limitazioni nel funzionamento tipico, ovvero con  $D > 0.5$  (se ne discuterà nel corso del capitolo);
- gli elementi parassiti nella cella moltiplicatrice possono dar luogo a fenomeni di risonanza, in corrispondenza alle commutazioni dei diodi; l'ampiezza delle oscillazioni viene limitata naturalmente dalla struttura della cella: le sovraelongazioni di tensione rimangono quindi contenute, ma il fenomeno può produrre rumore ad alta frequenza.

## 1.1 Funzionamento con duty-cycle superiore a 0.5

Il funzionamento tipico del convertitore si ha per valori di duty-cycle superiori a 0.5, e viene descritto in [2]. Si farà dapprima riferimento a questo caso, considerato "ideale", per poi analizzare gli effetti di un valore ridotto di induttanza magnetizzante  $L_\mu$ . Nel corso del capitolo, tale intervallo di valori di duty-cycle verrà denominato "intervallo 3".

### 1.1.1 Stati nel caso ideale

Si consideri il convertitore operante a regime ed in CCM. Si individuano quattro stati di funzionamento consecutivi all'interno di un periodo di commutazione. Per una rappresentazione schematica, si faccia riferimento alla figura 1.2. Le forme d'onda ideali sono riportate in figura 1.3.

#### 1: S1=S2=ON $[t_0, t_1]$

Si considerino entrambi gli interruttori accesi all'inizio del periodo. In questa fase, l'induttore di accumulo  $L_b$  è caricato dalla tensione di ingresso  $V_i$  e la tensione sul condensatore C1 contropolarizza i diodi D1 e DP. Allo stesso modo, le tensioni sui condensatori C2 e

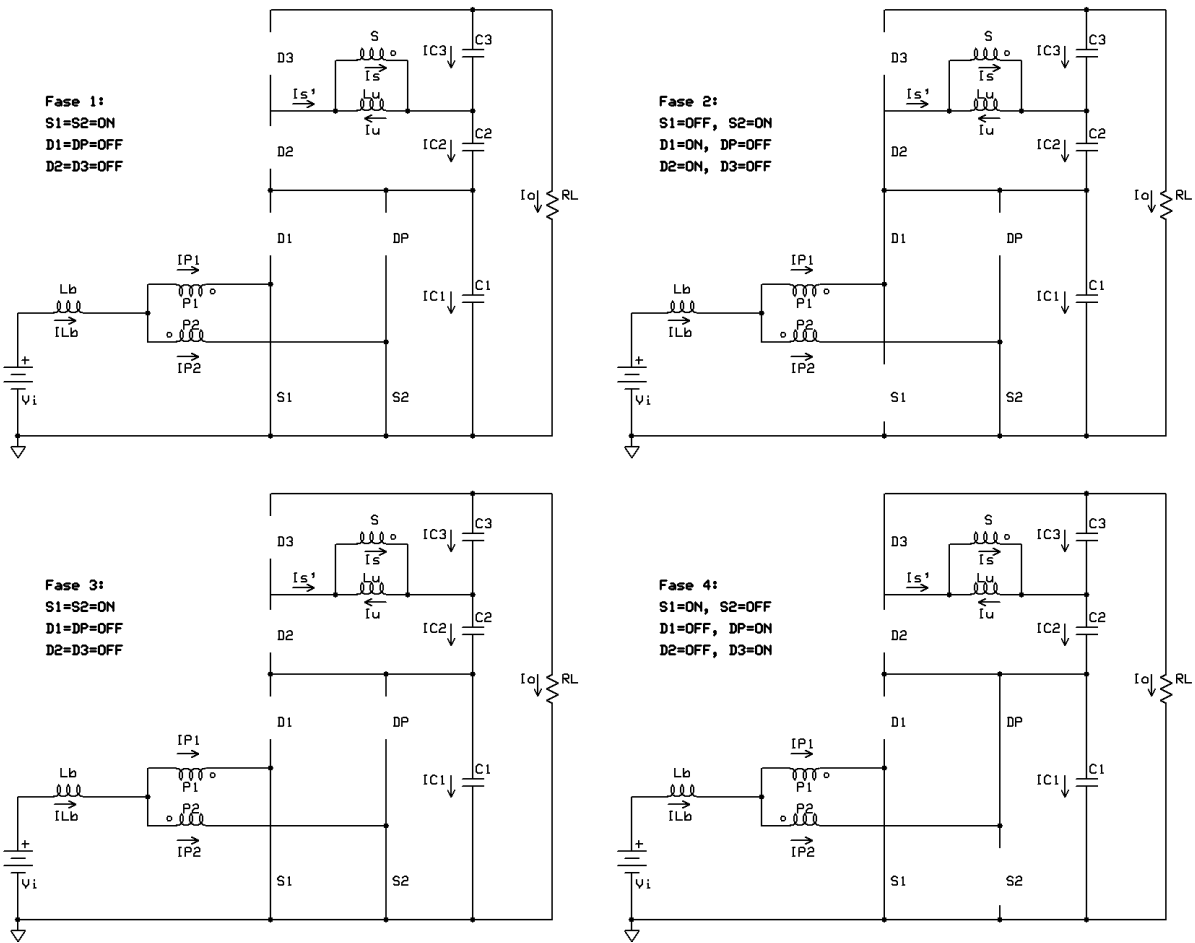


Figura 1.2: Stati di commutazione ideali con  $D > 0.5$ .

$C3$  della cella moltiplicatrice di tensione contropolarizzano i diodi  $D2$  e  $D3$ . I due avvolgimenti primari del trasformatore risultano cortocircuitati attraverso gli interruttori e, di conseguenza, è nulla anche la tensione sull'avvolgimento secondario. La corrente magnetizzante  $i_\mu$  è negativa e di valore costante, e circola sui due primari cortocircuitati. Il carico viene alimentato dai tre condensatori di uscita. Le tensioni sull'induttore  $L_b$  e sugli avvolgimenti del trasformatore risultano

$$v_{Lb} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_i \quad , \quad v_{P1} = v_{P2} = 0 \quad , \quad v_s = 0$$

mentre le tensioni sui quattro diodi sono pari a

$$v_{D1} = v_{DP} = -v_{C1} \quad , \quad v_{D2} = -v_{C2} \quad , \quad v_{D3} = -v_{C3} .$$

La corrente in ingresso al convertitore risulta pari a  $i_{Lb}$ , a sua volta data da

$$i_{Lb} = i_{P1} + i_{P2}$$

mentre le correnti sul lato secondario risultano

$$i'_s = 0 \quad , \quad i_\mu = i_s = ni_{P2} - ni_{P1} \quad , \quad i_\mu = \text{cost} < 0$$

dove  $n$  è il rapporto spire tra ciascun primario ed il secondario del trasformatore. Dalle precedenti è possibile ricavare le correnti sui due primari in funzione di  $I_{Lb}$  e  $i_\mu$ , ottenendo

$$\begin{aligned} i_{P1} &= \frac{i_{Lb}}{2} - \frac{i_\mu}{2n} \\ i_{P2} &= \frac{i_{Lb}}{2} + \frac{i_\mu}{2n} . \end{aligned}$$

Con i riferimenti scelti per le correnti sui condensatori di uscita, esse sono uguali tra loro ed opposte alla corrente di carico:

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C3} = -i_o .$$

La durata di questa fase è pari a  $(2D - 1)\frac{T_s}{2}$ , dove  $D$  e  $T_s$  indicano rispettivamente il duty-cycle e il periodo di commutazione.

## 2: S1=OFF, S2=ON $[t_1, t_2]$

Allo spegnimento di S1, e mantenendo acceso S2, il diodo D2 entra in conduzione permettendo la richiusura della corrente magnetizzante  $i_\mu$ . L'induttore di accumulo si scarica attraverso l'avvolgimento P2, trasferendo energia al condensatore C2 e al carico. La tensione sul secondario è pari a quella sul condensatore C2. Nell'istante in cui la tensione  $v_{C2}$  raggiunge il valore  $\frac{v_{C1}}{2n}$ , anche il diodo D1 entra in conduzione permettendo così ad una parte della corrente di ingresso di caricare il condensatore C1. La tensione su quest'ultimo costituisce la sollecitazione di tensione su ciascuno dei due interruttori. Il condensatore C3 contribuisce a fornire energia al carico. In questo caso, le tensioni sul lato di ingresso risultano

$$v_{Lb} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_i - nv_{C2} \quad , \quad v_{P1} = v_{P2} = nv_{C2} \quad , \quad v_s = v_{C2} .$$

mentre sui diodi interdetti DP e D3 si ha

$$v_{DP} = -v_{C1} \quad , \quad v_{D3} = -(v_{C2} + v_{C3}) .$$

La corrente di ingresso è ancora pari alla somma delle correnti sui primari, mentre sul lato secondario valgono le espressioni

$$i'_s = ni_{P2} - ni_{P1} - i_\mu \quad , \quad L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = v_{C2} .$$

Essendo D1 e D2 in conduzione vale la seguente relazione

$$2nv_{C2} = V_{C1}$$

dalla quale è possibile ricavare il seguente legame tra le correnti sui condensatori C1 e C2

$$i_{C1} = \alpha i_{C2} \quad , \quad \alpha = 2n \frac{C_1}{C_2}$$

mentre la corrente nel condensatore C3 risulta, con i riferimenti scelti, uguale all'opposto della corrente di carico:

$$i_{C3} = -i_o .$$

Infine, per quanto riguarda le correnti nei diodi D1 e D2 in conduzione si hanno le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= \frac{\alpha}{1 + 2\alpha n} (ni_{Lb} - i_\mu) + \frac{1 - \alpha}{1 + 2\alpha n} i_o \\ i_{D2} &= \frac{1}{1 + 2\alpha n} (ni_{Lb} - i_\mu) - \frac{2n(1 - \alpha)}{1 + 2\alpha n} i_o . \end{aligned}$$

La condizione da soddisfare affinché le due correnti  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$  siano positive, a seconda del valore assunto dal parametro  $\alpha$ , è:

$$ni_{Lb} - i_\mu > \frac{\alpha - 1}{\alpha} i_o \quad , \quad \alpha > 1$$

$$ni_{Lb} - i_\mu > 2n(1 - \alpha) i_o \quad , \quad \alpha < 1$$

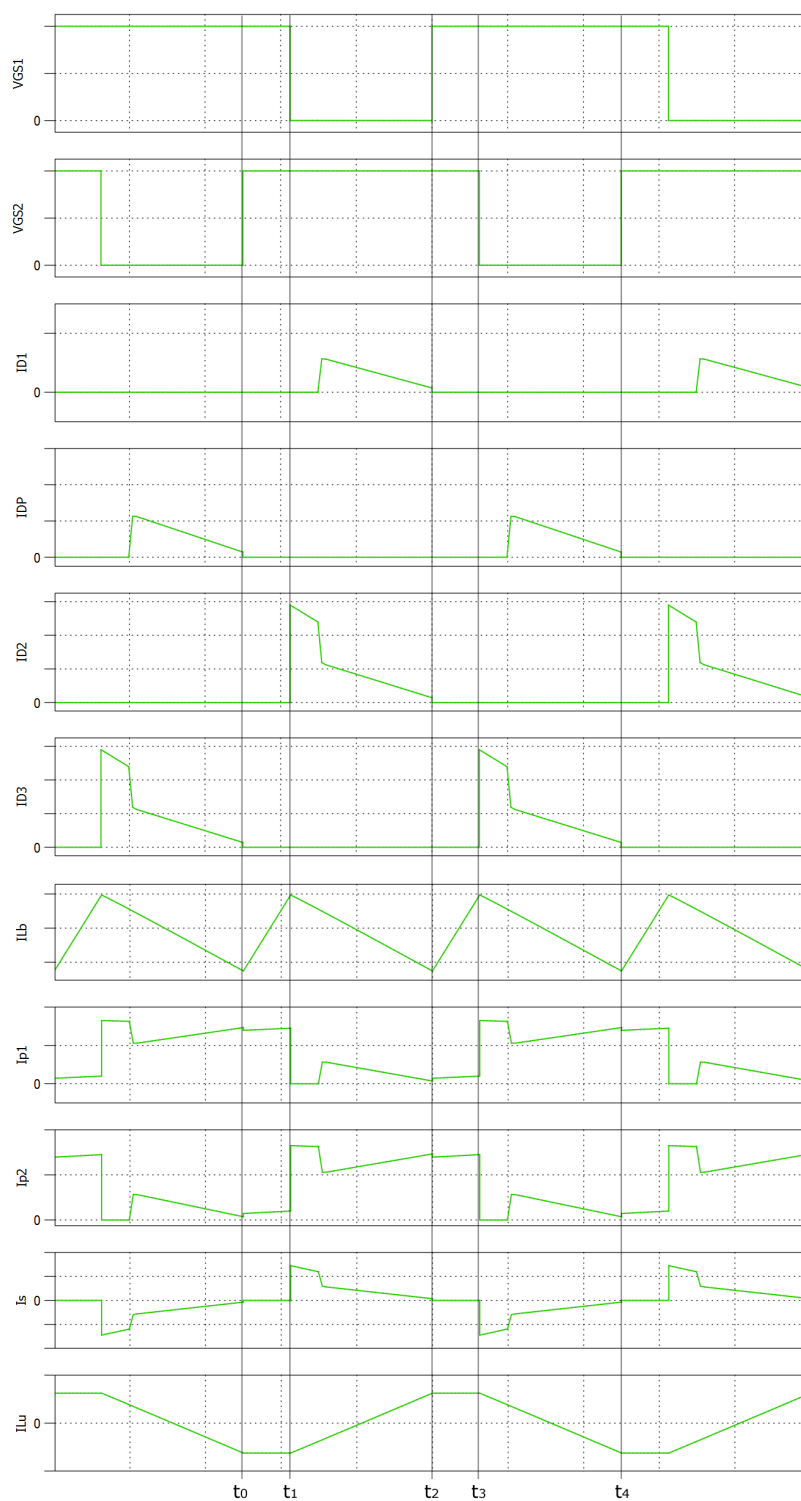
La durata di questa fase è pari a  $(1 - D)T_s$ . Il ritardo nell'entrata in conduzione del diodo D1 non viene preso in considerazione dagli autori dell'articolo [2]. Esso non modifica sensibilmente il funzionamento né le caratteristiche del convertitore, tuttavia comporta una maggiore corrente sul diodo D2 per un breve istante.

### 3: S1=S2=ON $[t_2, t_3]$

Si riaccende l'interruttore S1: il funzionamento e la durata di questa fase sono identici a quelli della fase 1, con la sola differenza di  $i_\mu$  la quale si mantiene costante ma positiva.

### 4: S1=ON, S2=OFF $[t_3, t_4]$

Questa fase è del tutto analoga alla 2. Si mantiene acceso S1 e si spegne S2: i diodi interessati dalla conduzione sono DP e D3. In particolare, D3 viene polarizzato direttamente dalla tensione negativa sul secondario del trasformatore. La carica dei condensatori C1 e C3 viene quindi ripristinata, mentre il condensatore C2 viene scaricato dalla corrente di uscita.



**Figura 1.3:** Forme d'onda ideali del funzionamento nell'intervallo 3.

### 1.1.2 Rapporto di conversione ideale

Per il calcolo del rapporto di conversione si esegue un bilancio delle tensioni di carica e scarica dell'induttore  $L_b$ , di modo che la corrente media a regime sia costante<sup>1</sup>:

$$V_i(2D - 1)\frac{T_s}{2} = (nV_{C2} - V_i)(1 - D)T_s.$$

Considerando le seguenti relazioni tra le tensioni sui condensatori

$$V_{C2} = \frac{V_{C1}}{2n}, \quad V_{C2} = V_{C3} \Rightarrow V_o = V_{C1} + 2V_{C2}$$

si ottiene

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n+1}{n} \cdot \frac{1}{1-D}.$$

Il grafico di figura 1.4 mostra l'andamento di tale funzione, per diversi valori del rapporto spire  $n$ .

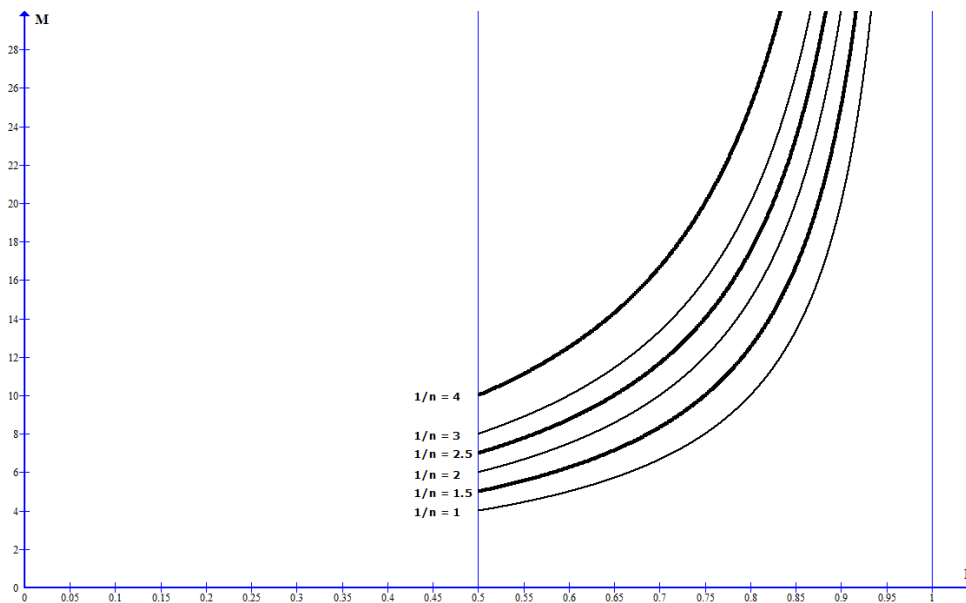


Figura 1.4: Rapporto di conversione ideale per  $D > 0.5$ .

### 1.1.3 Funzionamento con bassi valori di $L_\mu$

Esiste un valore minimo di induttanza magnetizzante tale da permettere il funzionamento precedentemente descritto, per valori di  $D$  superiori a 0.5. Superato tale valore, compare un intervallo in cui la corrente sui diodi D1-D2 nella fase 2, e DP-D3 nella fase 4, si annulla prima della conclusione della fase di conduzione. Ciò comporta una maggiore durata della fase di carica dell'induttore  $L_b$ , da cui consegue un rapporto di conversione

<sup>1</sup>si trascura il ripple di tensione sui condensatori.

più elevato rispetto a quello ideale, calcolato sopra. Le forme d'onda ideali in questo caso sono riportate in figura 1.5.

Per esaminare in dettaglio questa situazione, si faccia riferimento alla fase 2 descritta nel precedente paragrafo. Nel corso di tale fase, la corrente magnetizzante cresce dal suo valore minimo a quello massimo. Sia  $\Delta i_\mu$  la variazione complessiva di tale corrente, che in questa fase è data da:

$$\Delta i_\mu = \frac{v_{C2}}{L_\mu} t_{D2}$$

dove  $t_{D2}$  è la durata della conduzione dei diodi D1 e D2. Per semplificare la trattazione analitica, si fa riferimento al caso  $\alpha = 1$ : in questa condizione, le correnti sui due diodi si annullano nello stesso istante. Si supponga che durante la fase in questione,  $i_\mu$  aumenti fino a raggiungere un valore tale da annullare la corrente su D2, ovvero sia

$$\frac{\Delta i_\mu}{2} = \frac{V_{C2}}{2L_\mu} t_{D2} = ni_{Lb} \quad (1.1)$$

dove si è considerata trascurabile la variazione di corrente in  $L_\mu$  durante la fase in cui i diodi sono spenti. Nell'istante in cui ciò accade si ha l'interdizione dei diodi D1 e D2, la quale permane fino alla successiva riaccensione di S1. Si ha quindi una fase, di durata  $(1 - D)T_s - t_{D2}$ , in cui tutti i diodi sono spenti, S2 è acceso e S1 spento. La tensione sull'induttanza  $L_b$  risulta

$$v_{Lb} = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} V_i$$

ed essendo positiva comporta un'estensione della durata dell'intervallo di carica, rispetto al valore ideale  $(2D - 1)\frac{T_s}{2}$ .

### Rapporto di conversione

Alla luce di quanto appena descritto, è possibile calcolare il nuovo rapporto di conversione. Il bilancio tra carica e scarica di  $L_b$  porge<sup>2</sup>:

$$V_i(2D - 1)\frac{T_s}{2} + V_i \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} [(1 - D)T_s - t_{D2}] = (nV_{C2} - V_i)t_{D2}. \quad (1.2)$$

Si scriva  $V_{C2}$  in funzione di  $V_o$ :

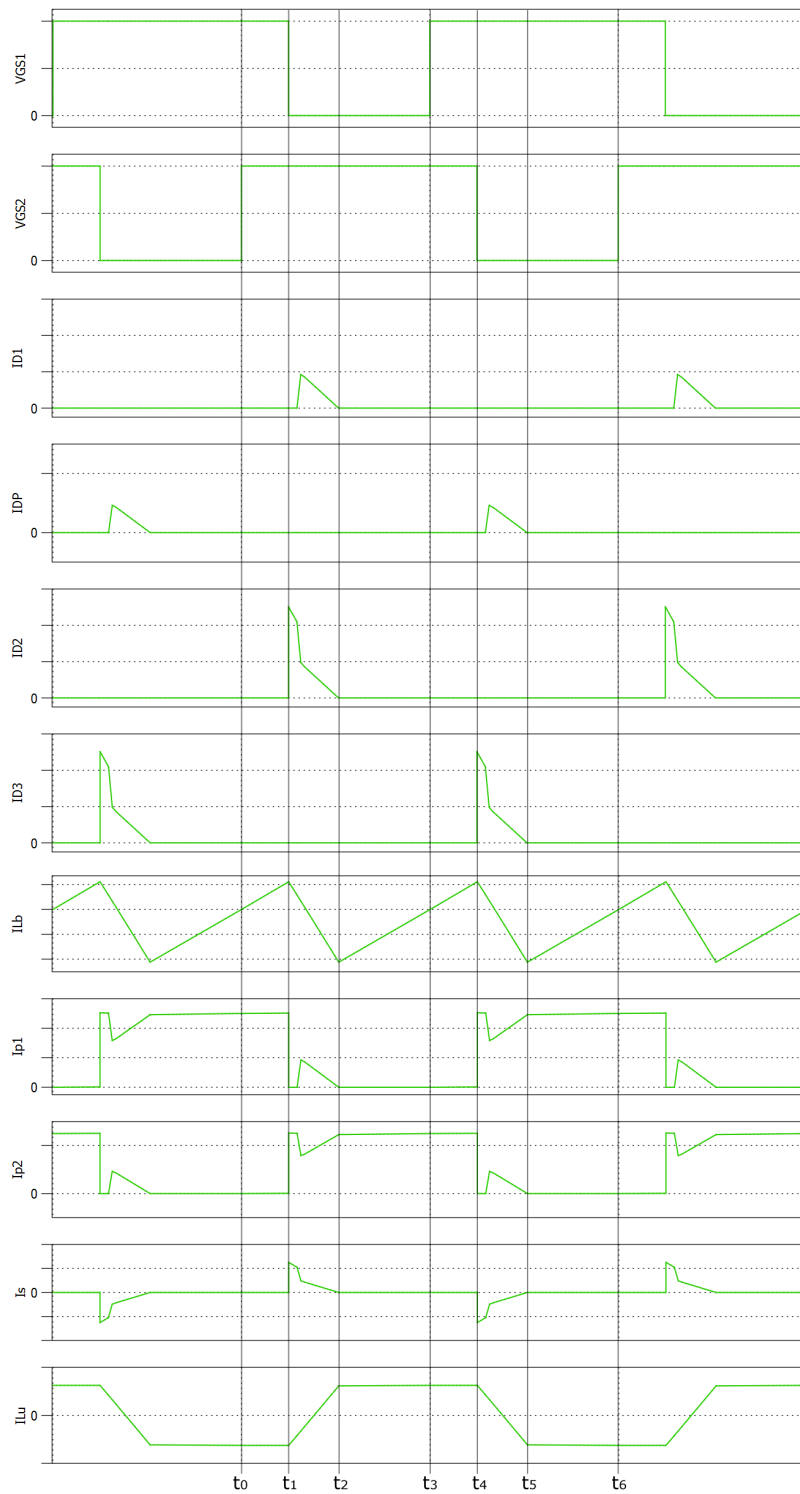
$$V_{C2} = \frac{V_o}{2(n + 1)} \quad (1.3)$$

e si scriva  $I_{Lb}$  (trascurando il ripple) in funzione del rapporto di conversione<sup>3</sup> M:

$$I_{Lb} = \frac{P_o}{V_i} = \frac{V_o I_o}{V_i} = \frac{V_o^2}{R_L V_i} = \frac{V_o}{R_L} M. \quad (1.4)$$

<sup>2</sup>anche in questo caso si trascura il ripple di tensione sui condensatori.

<sup>3</sup>valgono ancora le ipotesi di componenti privi di perdite.



**Figura 1.5:** Forme d'onda ideali del funzionamento nell'intervallo 3, con annullamento prematuro della corrente nei diodi. Nella fase ascendente,  $I_{Lb}$  è costituita da due tratti a pendenza lievemente diversa, cosa non apprezzabile in questa raffigurazione.

Utilizzando la 1.4 e la 1.3 nella 1.1 si ottiene:

$$t_{D2} = \frac{4n(n+1)L_\mu M}{R_L}.$$

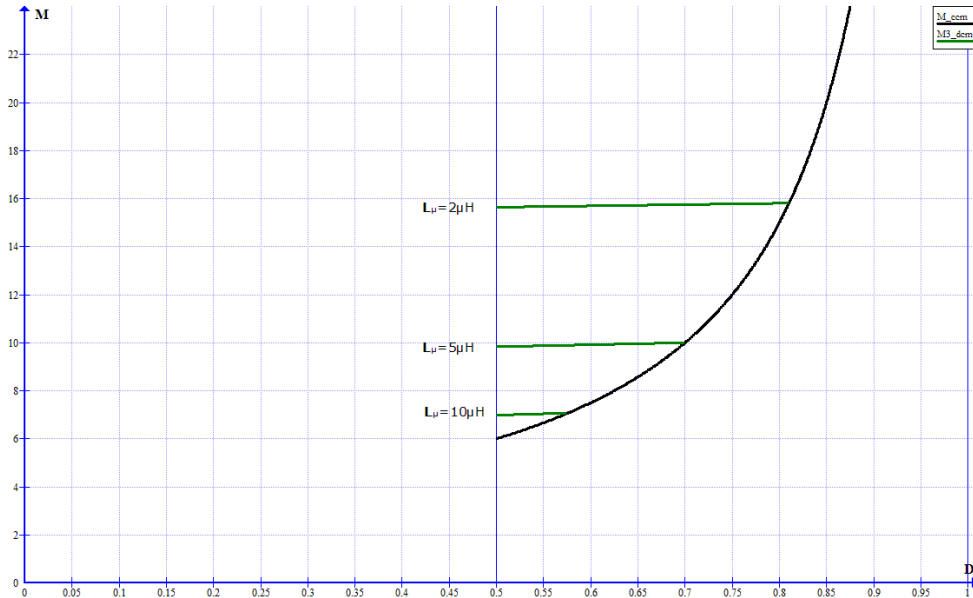
Infine sostituendo quest'ultima, assieme alla 1.3, nella 1.2 si ottiene la seguente espressione per il rapporto di conversione:

$$M^2 - \frac{2(n+1)(1-\beta)}{n}M - \frac{R_L}{4n^2 f_s L_\mu} [(2-2\beta)D - (1-2\beta)] = 0$$

dove si è indicato con  $\beta$  il rapporto

$$\beta = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu}.$$

Il grafico di figura 1.6 mostra l'andamento di tale funzione assieme alla curva del rapporto di conversione ideale, per alcuni valori di induttanza magnetizzante. I valori numerici si riferiscono ad un convertitore avente  $n = 0.5$ ,  $f_s = 100kHz$ ,  $R_L = 50\Omega$ .



**Figura 1.6:** Rapporto di conversione con funzionamento DCM dei diodi, per alcuni valori di  $L_\mu$  (in verde) e rapporto di conversione ideale per  $D > 0.5$  (in nero).

## 1.2 Funzionamento con duty-cycle inferiore a 0.5

Nell'articolo [2] gli autori dichiarano l'incapacità di questa topologia di operare a valori di duty-cycle inferiori a 0.5, a causa di problemi di induzione magnetica del trasformatore,

il che è riportato come principale svantaggio di questo tipo di convertitore.

In questo range di valori, esso mostra due comportamenti distinti:

- in un primo intervallo  $D \in [0, D_x)$ , il convertitore opera come un boost a doppio interruttore nel quale la cella moltiplicatrice non contribuisce ad elevare la tensione. A seconda dei valori di  $L_b$  e della corrente di carico, si può avere o meno un funzionamento CCM;
- in un secondo intervallo  $D \in (D_x, 0.5)$ , il convertitore assume una caratteristica di conversione ibrida tra quelle relative agli altri due intervalli. Qui, un funzionamento a regime è possibile solo per un certo insieme di valori di induttanza magnetizzante del trasformatore.

In seguito, questi due intervalli verranno indicati brevemente come “intervallo 1” e “intervallo 2”.

### 1.2.1 Funzionamento come boost multifase (CCM)

Come già accennato, in questo intervallo di valori di  $D$  il convertitore si comporta come un boost a doppio interruttore. Il periodo di commutazione è diviso in quattro stati: se ne esamineranno solamente due, avendo gli altri due caratteristiche analoghe. Le particolarità di questo intervallo sono una tensione media trascurabile sui condensatori C2 e C3 ed una accensione perenne dei diodi D2 e D3: ciò di fatto pone il carico in parallelo al condensatore principale C1, e pone entrambi i condensatori della cella moltiplicatrice in parallelo al secondario forzandoli ad assumere tensioni uguali e opposte. Anche la corrente magnetizzante assume valori di entità trascurabile. Per una rappresentazione delle fasi di funzionamento e per le forme d'onda ideali, fare riferimento rispettivamente alle figure 1.7 e 1.9.

#### 1: S1=S2=OFF $[t_0, t_1]$

In questa fase, l'induttore si scarica sul condensatore C1 attraverso il diodo DP, aumentando la tensione e alimentando contemporaneamente il carico. Il secondario è interessato da una corrente pari a  $ni_{Lb}$  la quale si divide in uguale misura sui due condensatori C2 e C3 caricando il primo e scaricando il secondo<sup>4</sup>. La tensione media su C2 e C3 è trascurabile e tutta la tensione di uscita viene sostenuta dal solo C1. La tensione su  $L_b$  è negativa e pari a:

$$v_{Lb} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_i - v_{C1}.$$

La durata della fase è pari a  $(\frac{1}{2} - D) T_s$ .

<sup>4</sup>i riferimenti delle correnti  $i_{C2}$  e  $i_{C3}$  sono opposti rispetto alla corrente  $i'_s$ .

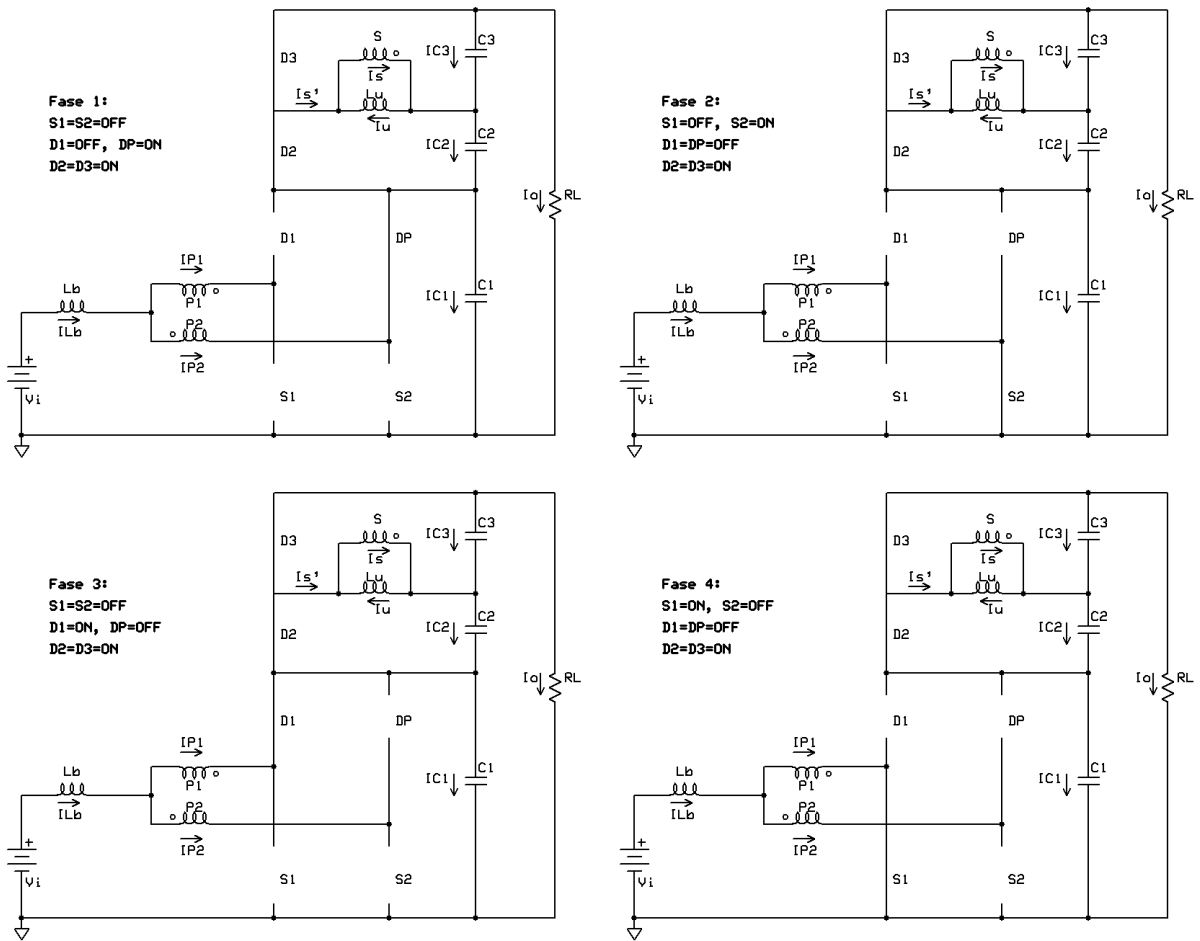


Figura 1.7: Stati di commutazione nel funzionamento da boost multifase (caso CCM).

## 2: $S1=OFF, S2=ON [t_1, t_2]$

All'accensione di  $S2$ , la tensione su  $C1$  contropolarizza il diodo  $DP$ . L'induttanza  $L_b$  si carica, sotto l'azione della tensione positiva applicata pari a  $V_i$ :

$$v_{Lb} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_i.$$

Come nella fase precedente, anche in questo caso il secondario è interessato da una corrente pari a  $ni_{Lb}$  la quale produce gli stessi effetti sopra descritti. Il condensatore  $C1$  fornisce energia al carico. La durata della fase è pari a  $DT_s$ .

## Rapporto di conversione CCM

Per ricavare il rapporto di conversione CCM è sufficiente considerare la seguente:

$$V_i DT_s = (V_o - V_i) \left( \frac{1}{2} - D \right) T_s$$

da cui è immediato ottenere

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - 2D}$$

il cui andamento è riportato nel grafico di 1.8.

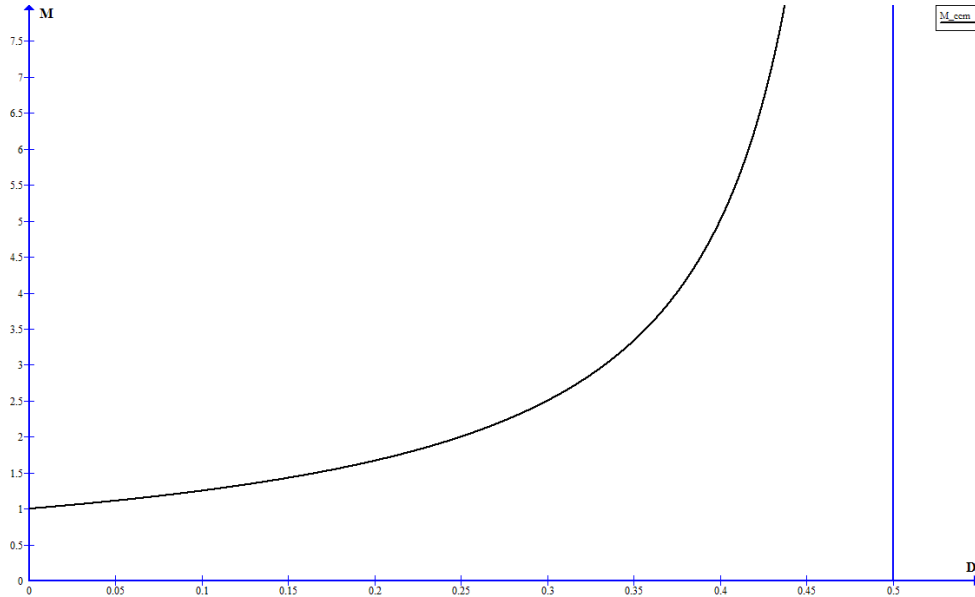


Figura 1.8: Rapporto di conversione CCM nell'intervallo 1.

### 1.2.2 Funzionamento come boost multifase (DCM)

L'unica differenza, rispetto al caso CCM, si ha nella fase 1 (ed equivalentemente nella 3): la corrente nell'induttanza  $i_{Lb}$  si annulla prematuramente spegnendo il diodo DP.

#### Zona di funzionamento DCM

Il convertitore opera in CCM se la corrente media nell'induttore principale è maggiore o uguale a metà del ripple della stessa, in formule:

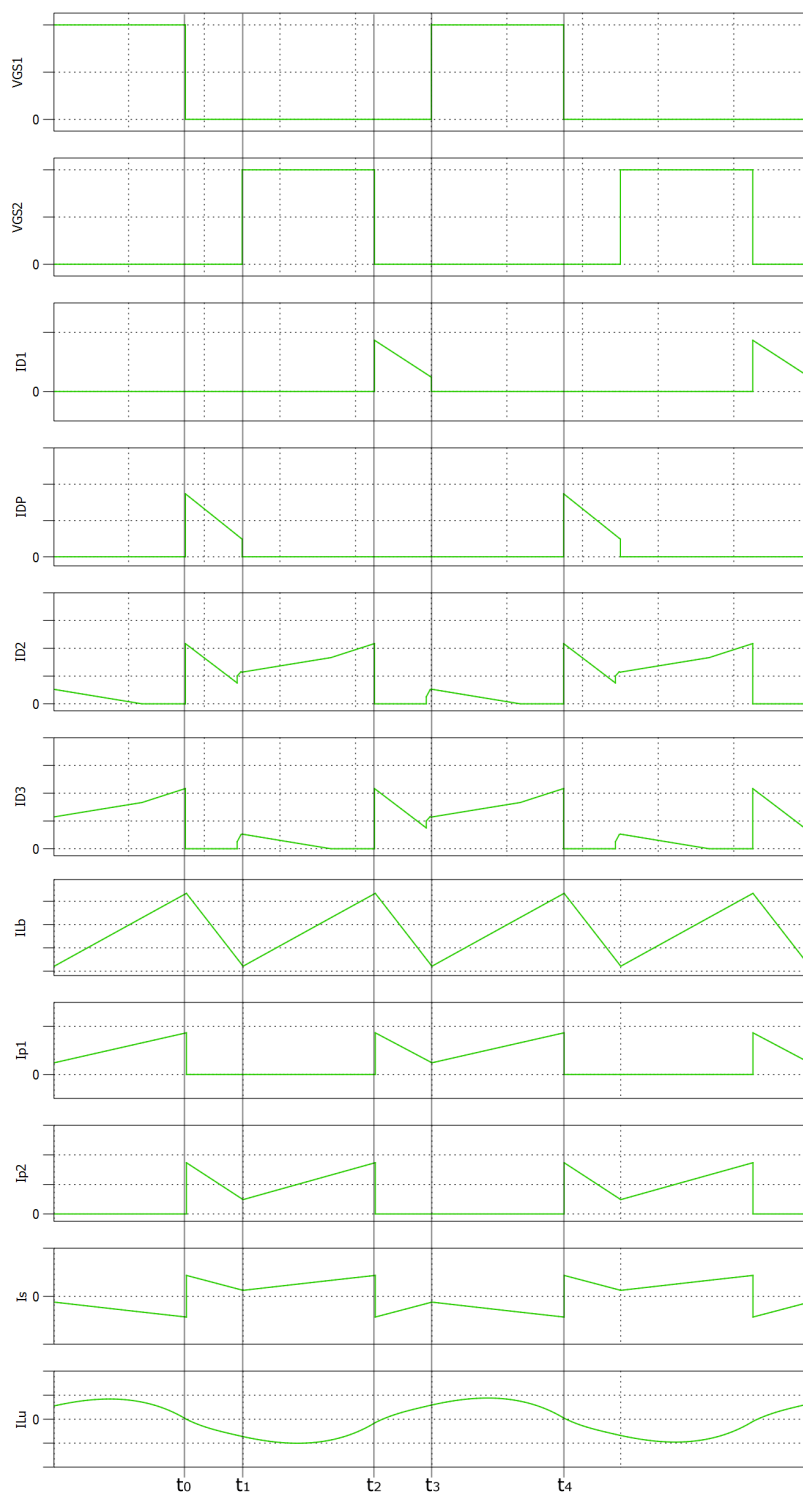
$$\bar{I}_{Lb} = \frac{\Delta I_{Lb}}{2}.$$

Considerando unitario il rendimento del convertitore, è possibile esprimere la corrente media nell'induttanza come:

$$\bar{I}_{Lb} = \bar{I}_i = \frac{P_o}{V_i} = \frac{1}{R_L} \frac{V_o^2}{V_i} = \frac{V_i}{R_L(1 - 2D)^2}.$$

L'espressione del ripple su  $I_{Lb}$  è pari a:

$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_i}{L_b} DT_s.$$



**Figura 1.9:** Forme d'onda ideali del funzionamento nell'intervallo 1.

Sostituendo le ultime due espressioni nella condizione CCM, si ottiene:

$$4D^3 - 4D^2 + D - \frac{2f_s L_b}{R_L} \leq 0. \quad (1.5)$$

Un grafico di tale funzione è riportato in figura 1.10 per una resistenza di carico di  $50\Omega$  e in figura 1.11 per valori diversi della stessa.

Derivando la 1.5 è possibile ricavare il valore massimo della resistenza di carico che garantisce un funzionamento continuo su tutto l'intervallo:

$$R_L \leq 27f_s L_b.$$

### Rapporto di conversione DCM

Per l'induttanza  $L_b$  si ha:

$$V_i D T_s = (V_o - V_i) D' T_s. \quad (1.6)$$

Dove con  $D' T_s$  si è indicato il tempo di conduzione del diodo DP. Inoltre si può scrivere:

$$I_o = \frac{I_{Lb-max}}{2} \cdot \frac{D' T_s}{\frac{T_s}{2}} \quad (1.7)$$

e

$$I_{Lb-max} = \Delta I_{Lb} = \frac{V_i}{L_b} D T_s. \quad (1.8)$$

Sostituendo 1.7 e 1.8 in 1.6 si trova:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i}{f_s L_b I_o} D^2.$$

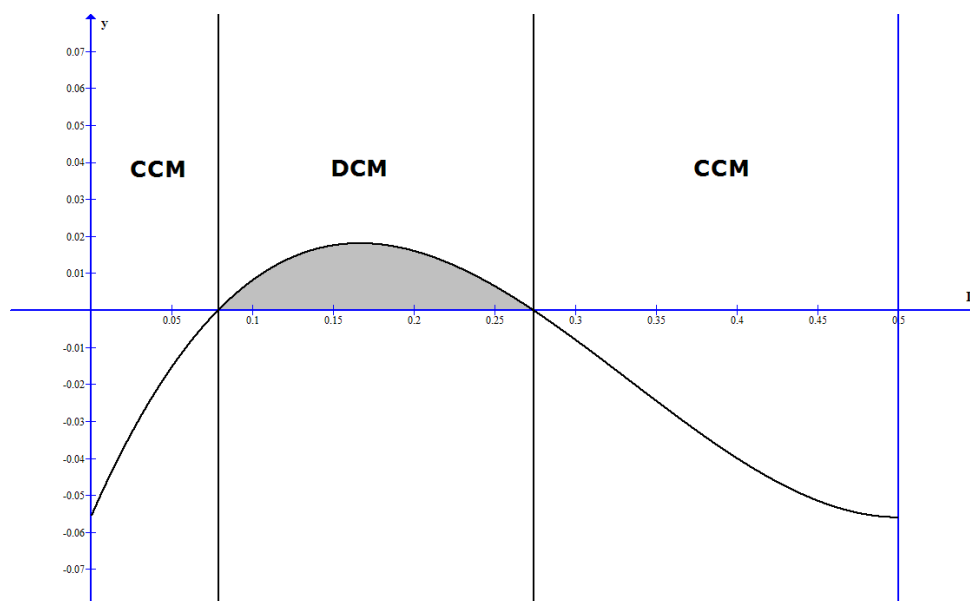
Nel caso di carico resistivo è possibile operare la sostituzione  $I_o = \frac{V_o}{R_L}$ , ottenendo:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{R_L}{f_s L_b} D^2}.$$

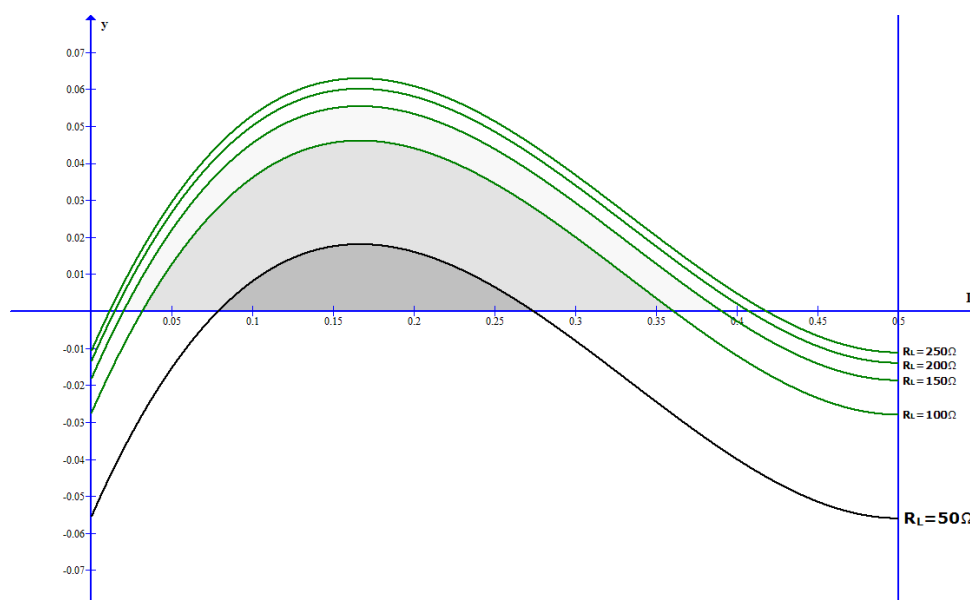
La figura 1.12 riporta l'andamento di tale caratteristica, confrontata con quella relativa al caso CCM, per diversi valori della resistenza di carico  $R_L$ .

### 1.2.3 Intervallo di funzionamento anomalo

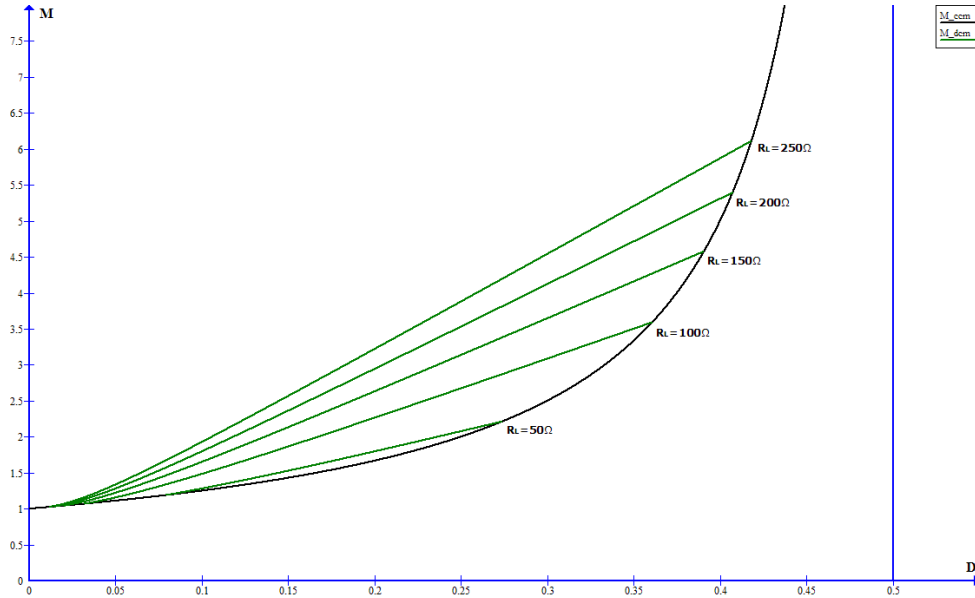
Per valori di duty-cycle minori di 0.5 e maggiori di un certo  $D_x$ , il convertitore mostra un comportamento anomalo. In questo intervallo di valori è in funzione la cella moltiplicatrice di tensione, fatto che comporterebbe un aumento del rapporto di conversione di un fattore



**Figura 1.10:** Condizione di funzionamento CCM-DCM con carico resistivo di  $50\Omega$  ( $L_b = 14\mu H$ ,  $f_s = 100kHz$ ).



**Figura 1.11:** Condizione di funzionamento CCM-DCM per diversi valori della resistenza di carico ( $L_b = 14\mu H$ ,  $f_s = 100kHz$ ).



**Figura 1.12:** Rapporto di conversione DCM per diversi valori del carico  $R_L$ .

$\frac{n+1}{n}$ . Tuttavia, un funzionamento a regime in queste condizioni è possibile solo per un funzionamento DCM dei diodi D1 e D2 durante la fase 2 (analogamente, DP e D3 nella fase 4). Si analizzano anzitutto gli stati di commutazione: si faccia riferimento alla figura 1.13 per una loro rappresentazione grafica, e alla figura 1.15 per le forme d'onda ideali.

### 1: S1=S2=OFF $[t_0, t_1]$

In questa fase, tutti i diodi sono spenti, tranne D1 il quale conduce la corrente  $i_{Lb}$ . L'induttore  $L_b$  si scarica sul condensatore C1, aumentandone la tensione e fornendo energia al carico assieme agli altri due condensatori C2 e C3. Le equazioni del circuito sono:

$$v_{Lb} = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} (V_i - v_{C1})$$

e

$$i'_s = 0 \quad \Rightarrow \quad -ni_{P1} - i_\mu = 0 \quad \Rightarrow \quad i_\mu = -ni_{P1} = -ni_{Lb}.$$

Per quanto riguarda le correnti nei condensatori:

$$i_{C1} = i_{Lb} - i_o \quad , \quad i_{C2} = i_{C3} = -i_o.$$

La durata di questa fase è  $(\frac{1}{2} - D)T_s$ .

### 2: S1=OFF, S2=ON $[t_1, t_2]$

Durante questa fase è caratterizzata dalla conduzione dell'interruttore S2 e dei diodi D1 e D2, e pertanto essa risulta identica alla fase 2 nel funzionamento con  $D > 0.5$ . Le

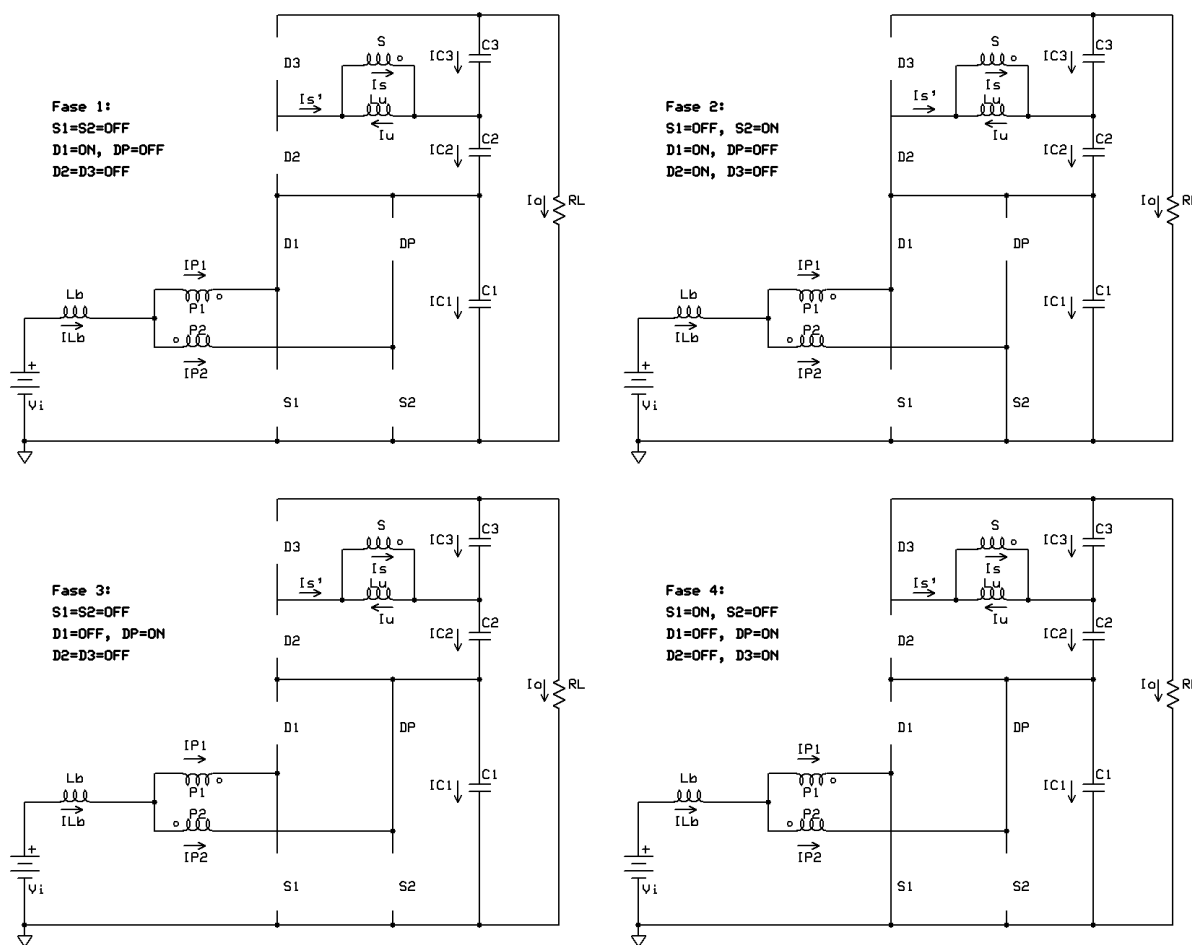


Figura 1.13: Fasi di commutazione (intervallo 2).

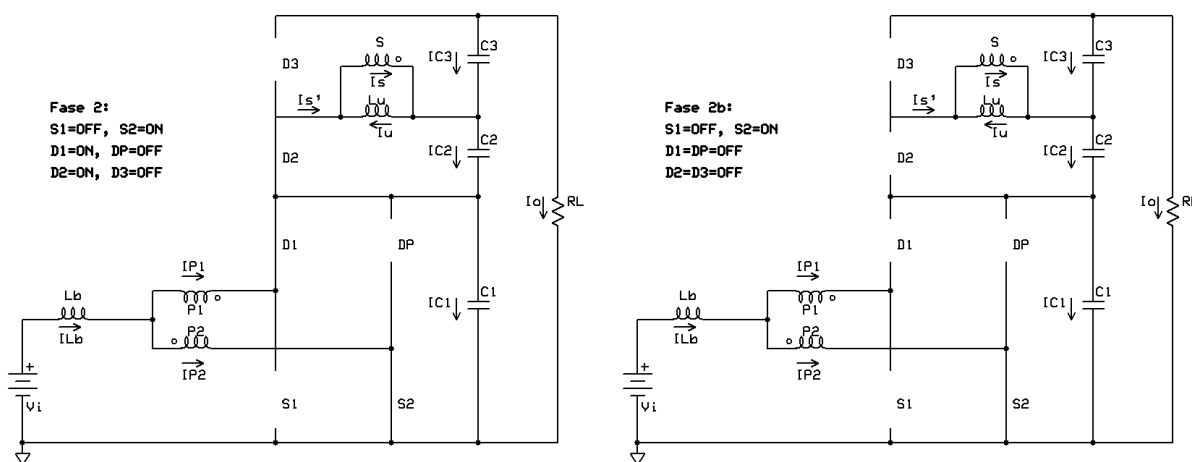


Figura 1.14: Fasi 2 e 2b (intervallo 2).

equazioni sono quelle trovate precedentemente. Si riportano la tensione sull'induttanza principale

$$v_{Lb} = V_i - nv_{C2}$$

le correnti nei condensatori

$$i_{C1} = \alpha i_{C2} \quad , \quad i_{C3} = -i_o$$

dove  $\alpha = 2n \frac{C_1}{C_2}$ , e le correnti nei diodi in conduzione

$$\begin{aligned} i_{D1} &= \frac{\alpha}{1 + 2\alpha n} (ni_{Lb} - i_\mu) + \frac{1 - \alpha}{1 + 2\alpha n} i_o \\ i_{D2} &= \frac{1}{1 + 2\alpha n} (ni_{Lb} - i_\mu) - \frac{2n(1 - \alpha)}{1 + 2\alpha n} i_o \end{aligned}$$

il cui valore positivo è ancora subordinato alle seguenti condizioni:

$$ni_{Lb} - i_\mu > \frac{\alpha - 1}{\alpha} i_o \quad , \quad \alpha > 1$$

$$ni_{Lb} - i_\mu > 2n(1 - \alpha)i_o \quad , \quad \alpha < 1$$

La fase in esame dura per un tempo  $DT_s$ .

Si può notare come la tensione applicata all'induttanza principale  $L_b$  sia sempre negativa, essendo sia  $v_{C1}$  che  $nv_{C2}$  maggiori della tensione di ingresso. Quindi non esiste alcun intervallo di tempo in cui si abbia una ricarica dell'induttore<sup>5</sup>.

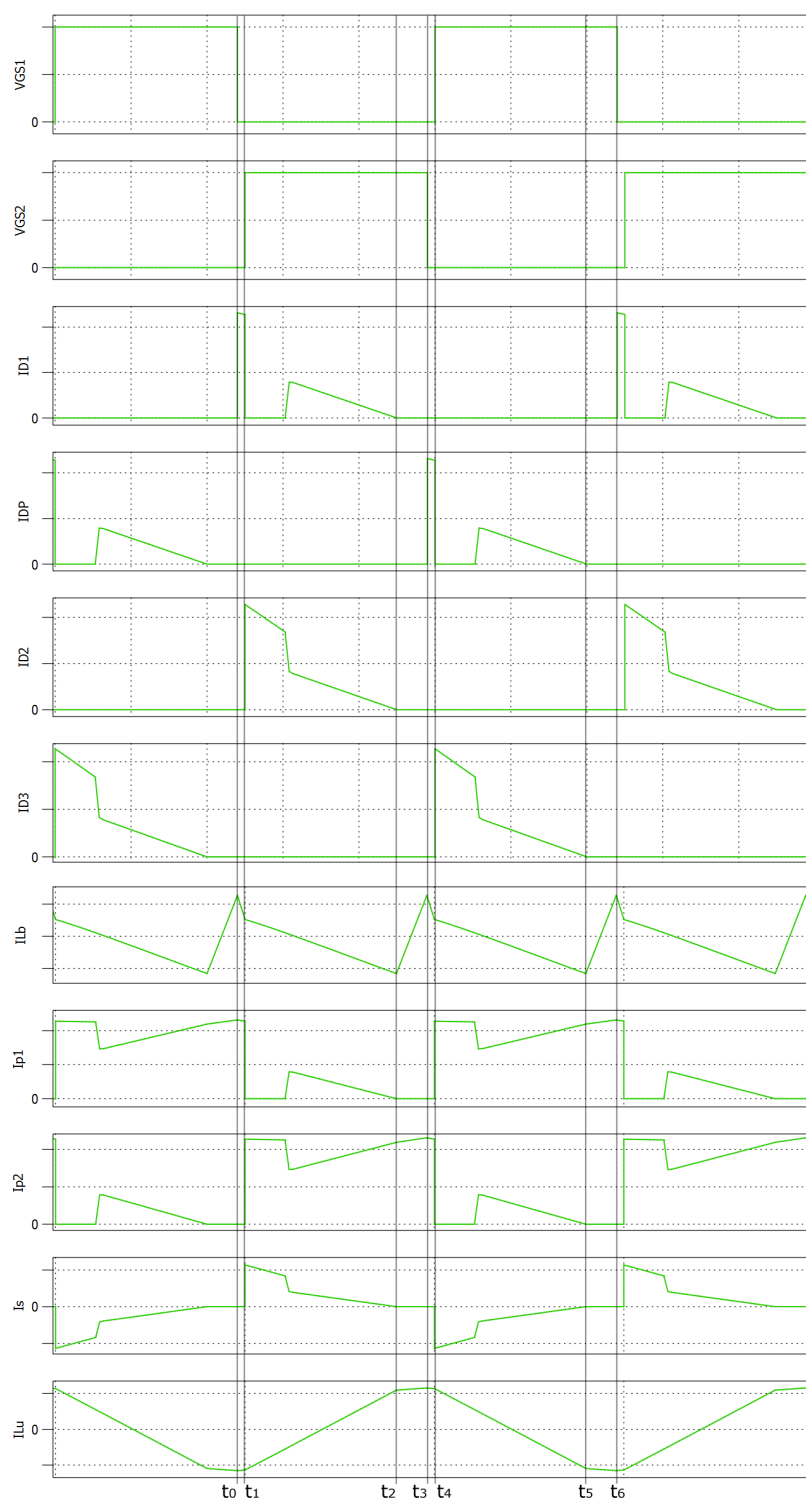
Per consentire il funzionamento del convertitore in queste condizioni operative, si rende necessaria l'introduzione di una nuova fase all'interno della 2, alla quale si farà successivamente riferimento come "2b". Per una rappresentazione grafica delle fasi 2 e 2b si veda la figura 1.14.

### **2b: S1=OFF, S2=ON, D2=OFF [t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>]**

Questa fase compare in conseguenza di un funzionamento DCM dei diodi D1 e D2: le correnti  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$  si annullano in un tempo inferiore a  $DT_s$ , similmente a quanto accade nella situazione esposta nella sezione 1.1.3 a pagina 16. Il motivo per cui ciò accade è da ricercarsi nell'escursione della corrente magnetizzante  $i_\mu$  la quale, durante la fase 2, raggiunge un valore tale da rendere nulla la corrente nei due diodi in conduzione. In questo caso la tensione su  $L_b$  diventa

$$v_{Lb} = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} V_i$$

<sup>5</sup>non vengono espone le fasi 3 e 4, le quali sono simmetriche alle prime due, come più volte accennato. Esse porterebbero comunque ad un risultato simile.



**Figura 1.15:** Forme d'onda ideali del funzionamento nell'intervallo 2.

mentre la corrente di uscita viene sostenuta dalla serie dei tre condensatori:

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C3} = -i_o.$$

Se  $t_{D2}$  è il tempo di conduzione del diodo D2 (e quindi la nuova durata della fase 2), la fase 2b dura un tempo  $DT_s - t_{D2}$ . Si nota che in questa nuova fase la tensione applicata all'induttanza  $L_b$  è positiva e pari a  $V_i$ , e ciò ne permette la ricarica. La figura 1.14 mostra gli schemi circuitali relativi alle fasi 2 e 2b.

Si può concludere che, se il valore di  $L_\mu$  è tale da consentire alle correnti  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$  di annullarsi in un tempo inferiore a  $DT_s$ , allora il convertitore può operare a regime, grazie alla comparsa di una fase a  $v_{Lb}$  positiva.

## Rapporto di conversione

Si passa ora a calcolare il rapporto di conversione in questo intervallo di valori di D. Il procedimento è simile a quello seguito nella sezione 1.1.3. Si assumono carico resistivo  $R_L$ , componenti privi di perdite, ripple di corrente su  $L_b$  trascurabile e ripple di tensione sui condensatori di uscita trascurabile. Si studia il caso  $\alpha = 1$ , nel quale le espressioni risultano semplificate. Si eguaglia la carica/scarica dell'induttanza  $L_b$ :

$$V_i \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} (DT_s - t_{D2}) = (V_{C1} - V_i) \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu} \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s + (nV_{C2} - V_i) t_{D2}. \quad (1.9)$$

Si assumono le seguenti relazioni tra tensioni sui condensatori e tensioni di uscita:

$$V_{C1} = 2n \cdot V_{C2} = \frac{n}{n+1} V_o, \quad V_{C2} = \frac{V_o}{2(n+1)}.$$

È necessario ricavare  $t_{D2}$ . Allo scopo si procede come nella sezione precedente, scrivendo:

$$\frac{\Delta i_\mu}{2} = \frac{V_{C2}}{2L_\mu} t_{D2} = \frac{1}{2L_\mu} \cdot \frac{V_o}{2(n+1)} t_{D2} = n i_{Lb}$$

da cui si ottiene

$$t_{D2} = \frac{4n(n+1)L_\mu M}{R_L}.$$

Se ora si sostituisce l'ultimo risultato, assieme alle relazioni per  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , nella 1.9 si ottiene la seguente espressione per il rapporto di conversione:

$$M^2 - \frac{2(n+1)(1-\beta)}{n} M + \frac{\beta R_L}{4n(n+1)f_s L_\mu} (1-2D)M - \frac{\beta R_L}{4n^2 f_s L_\mu} = 0$$

dove si è usato  $\beta$  per indicare il rapporto

$$\beta = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu}.$$

La regione di validità di tale espressione, riportata in figura 1.16, è delimitata dalle tre curve seguenti:

$$M = \frac{1}{1 - 2D}, \quad M = \frac{n + 1}{n} \frac{1}{1 - D}, \quad D = 0.5. \quad (1.10)$$

Il rapporto di conversione in funzione del duty-cycle è riportato in figura 1.17 per diversi valori di  $L_\mu$  e per  $n = 0.5$ .

### 1.3 Rapporto di conversione complessivo

In questa sezione si riporta un riepilogo dei vari intervalli di duty-cycle in cui il convertitore opera, assumendo carico resistivo pari a  $R_L$ . La figura 1.18 riporta l'andamento del rapporto di conversione su tutto l'intervallo di variazione di  $D$ .

#### Intervallo 1 (CCM)

$$M_{1-CCM} = \frac{1}{1 - 2D}. \quad (1.11)$$

Il convertitore lavora in CCM se:

$$4D^3 - 4D^2 + D - \frac{2f_s L_b}{R_L} \leq 0.$$

#### Intervallo 1 (DCM)

$$M_{1-DCM} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{R_L}{f_s L_b} D^2}. \quad (1.12)$$

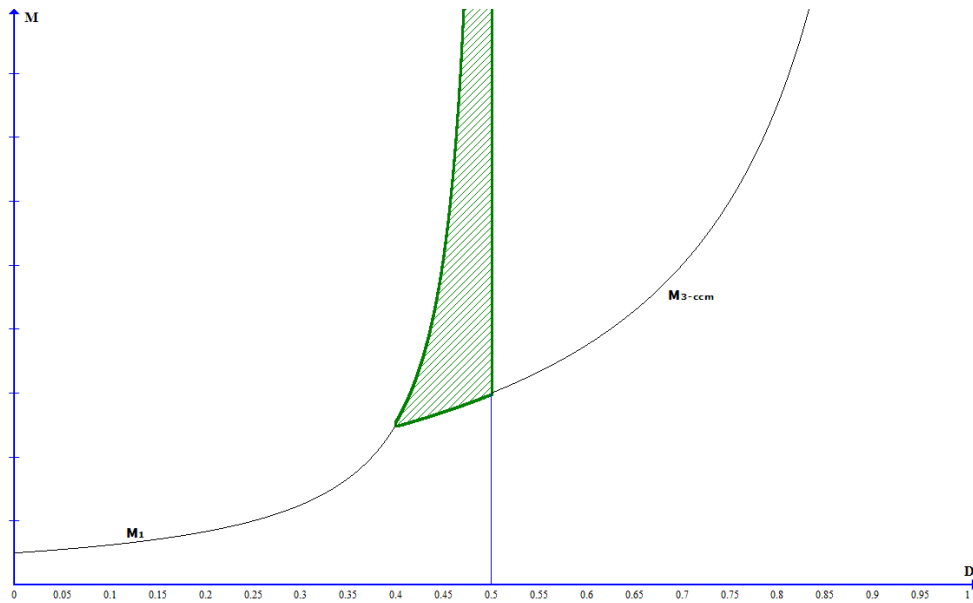
#### Intervallo 2

Si verifica nella regione delimitata dalle 1.10:

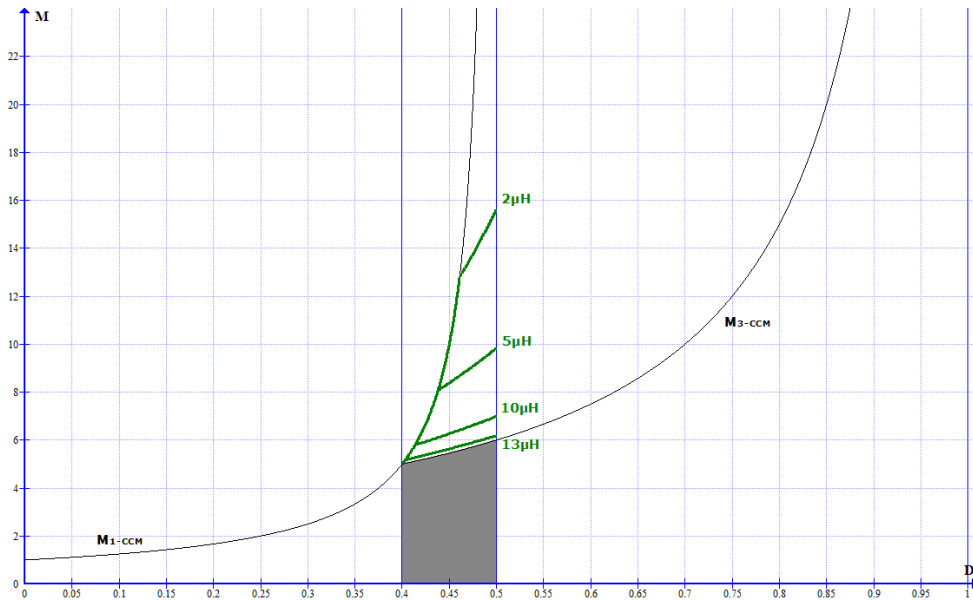
$$M_2^2 - \frac{2(n + 1)(1 - \beta)}{n} M_2 + \frac{\beta R_L}{4n(n + 1)f_s L_\mu} (1 - 2D) M_2 - \frac{\beta R_L}{4n^2 f_s L_\mu} = 0 \quad (1.13)$$

dove si è usato  $\beta$  per indicare il rapporto

$$\beta = \frac{L_b}{L_b + n^2 L_\mu}.$$



**Figura 1.16:** Regione di funzionamento anomalo (intervallo 2).



**Figura 1.17:** Rapporto di conversione nell'intervallo 2 (curve verdi) per diversi valori di  $L_\mu$  ( $n = 0.5$ ,  $f_s = 100\text{kHz}$ ,  $R_L = 50\Omega$ ).

### Intervallo 3 (DCM)

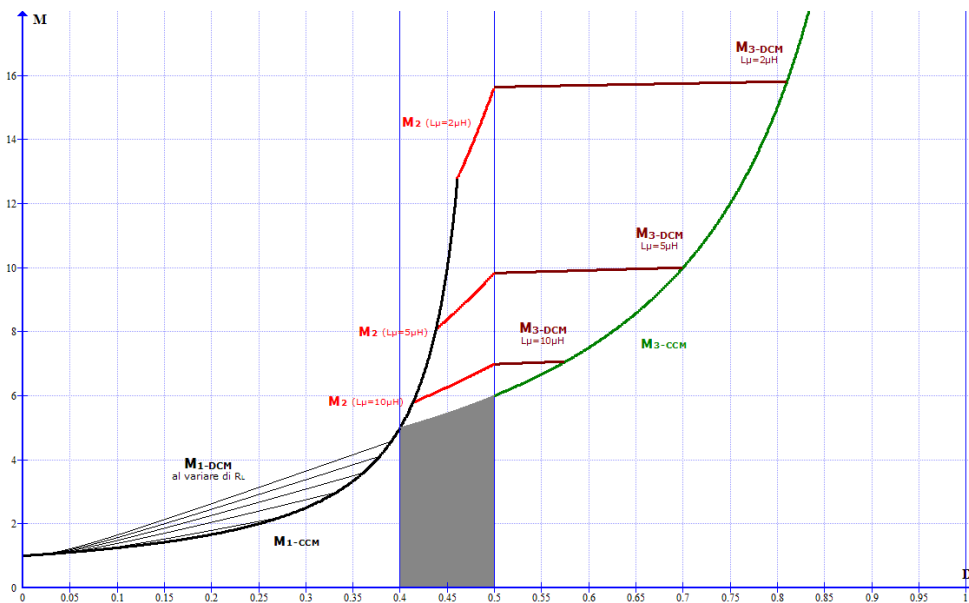
Si verifica per valori di  $D$  superiori a 0.5 e valori di  $L_\mu$  tali da comportare una conduzione discontinua dei diodi D1-D2 e DP-D3.

$$M_{3-DCM}^2 - \frac{2(n+1)(1-\beta)}{n} M_{3-DCM} - \frac{R_L}{4n^2 f_s L_\mu} [(2-2\beta)D - (1-2\beta)] = 0 \quad (1.14)$$

### Intervallo 3 (CCM)

È il modo di funzionamento tipico per la topologia in esame. Valido per  $D > 0.5$  e  $L_\mu$  superiore ad un certo valore.

$$M_{3-CCM} = \frac{n+1}{n} \cdot \frac{1}{1-D}. \quad (1.15)$$



**Figura 1.18:** Rapporto di conversione complessivo del convertitore. In grigio l'area interdotta al funzionamento.

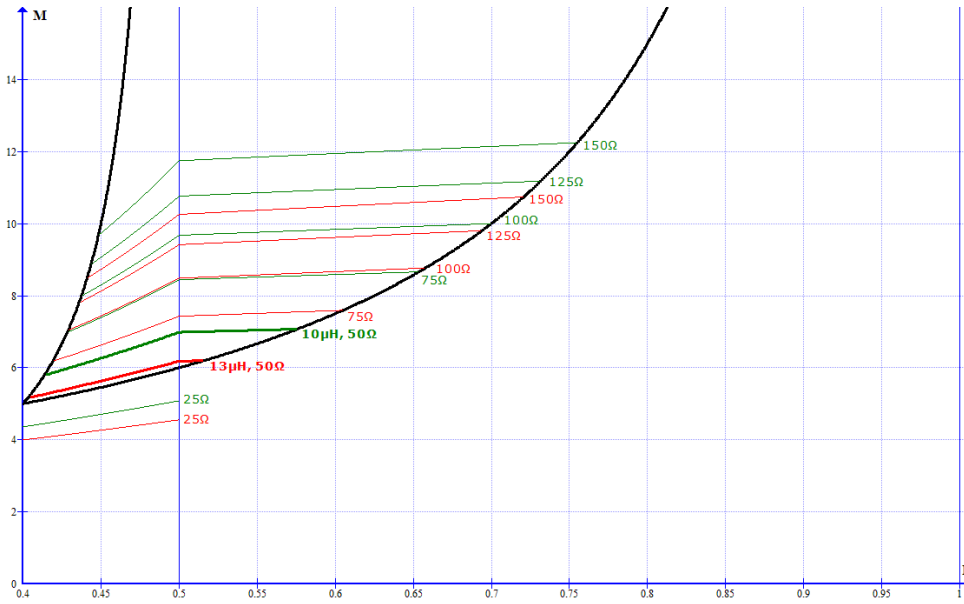
### 1.3.1 Dipendenza dal carico

Le precedenti espressioni 1.13 e 1.14 caratterizzano un intervallo di funzionamento anomalo, possibile tra l'altro solo per una certa famiglia di valori di induttanza magnetizzante  $L_\mu$  (si veda la sezione successiva per alcune note sul dimensionamento).

A complicare ulteriormente la questione, vi è una dipendenza dal carico  $R_L$ : una riduzione del suo valore comporta una situazione analoga a quella di un aumento di  $L_\mu$ , con il rischio che vengano meno le condizioni per il funzionamento. Viceversa un aumento di  $R_L$

comporta un intervallo 3-DCM più esteso: si tratta di una regione a guadagno ridotto, tendente a zero, nella quale cioè occorre una forte escursione di duty-cycle per compensare una anche lieve variazione della tensione di carico.

La figura 1.19 riporta un grafico ridotto in cui vengono messi a confronto diversi valori del carico per due valori di  $L_\mu$ , allo scopo di esemplificare il rapporto di conversione al variare di  $R_L$ .



**Figura 1.19:** Rapporto di conversione del convertitore per  $D > 0.4$  e alcuni valori di  $R_L$ . Le curve rosse corrispondono ad una  $L_\mu$  di  $13\mu H$ , le verdi a  $10\mu H$ .

## 1.4 Formule per il dimensionamento

Si riportano alcune espressioni e considerazioni utili al dimensionamento del convertitore in esame riferendosi al funzionamento tipico, ovvero quello per  $D > 0.5$  e CCM.

Usando le espressioni relative alla fase 1, è possibile ricavare il **ripple di corrente sull'induttore principale**:

$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_i}{2f_s L_b} (2D - 1) = \frac{(2D - 1)(1 - D)V_o}{2f_s \left(\frac{1}{n} + 1\right) L_b}. \quad (1.16)$$

Riarrangiando i termini della precedente, si ottiene la seguente espressione:

$$\frac{\Delta I_{Lb}}{V_o} = \frac{2\Delta I_{Lb} L_b f_s \left(\frac{1}{n} + 1\right)}{V_o} = (2D - 1)(1 - D)$$

tramite la quale si può ricavare un valore massimo del ripple pari al 12.5% in corrispondenza ad un duty-cycle di 0.75 (vedere il grafico di figura 1.20). Tramite la 1.16 è possibile

ricavare il valore di induttanza  $L_b$  tale da garantire un certo valore di ripple  $\Delta I_{Lb}$  nel caso peggiore:

$$L_b = \frac{V_o}{16f_s \left(\frac{1}{n} + 1\right) \Delta I_{Lb}}.$$

Per quanto riguarda i **condensatori di uscita**, si considera trascurabile il ripple di tensione rispetto ai valori medi, dati dalle seguenti:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{(1-D)}, \quad V_{C2} = V_{C3} = \frac{1}{2n} \frac{V_i}{(1-D)}.$$

Come detto precedentemente,  $V_{C1}$  è anche la massima sollecitazione di tensione sugli interruttori, nel caso ideale. Il valore minimo di capacità necessario si ricava tramite

$$C_1 \geq \frac{(1-D)P_o}{2f_s \Delta V_o V_i \left(\frac{1}{n} + 1\right)}$$

e

$$C_2 = C_3 \geq \frac{(1-D)P_o}{f_s \Delta V_o V_i \left(\frac{1}{n} + 1\right)}$$

imponendo<sup>6</sup> il valore di ripple picco-picco desiderato  $\Delta V_o$ .

Le **tensioni di blocco** sostenute dai diodi sono date da:

$$V_{D1} = V_{DP} = \frac{V_i}{(1-D)}$$

e

$$V_{D2} = V_{D3} = \frac{1}{n} \cdot \frac{V_i}{(1-D)}.$$

Il **valore di  $L_\mu$**  deve essere scelto in base a due criteri in conflitto tra loro: esiste un valore massimo tale da permettere al convertitore di operare senza problemi nell'intervallo 2. Tuttavia, si è visto che un valore troppo contenuto di  $L_\mu$  provoca un funzionamento DCM nell'intervallo 3, dando luogo ad una zona in cui la pendenza della caratteristica D-M risulta quasi nulla. Dovrà pertanto essere scelto un valore di compromesso che fornisca sia un adeguato margine di sicurezza riguardo all'intervallo 2, che una ridotta estensione del cosiddetto intervallo 3-DCM. Un valore limite può essere ottenuto sostituendo  $M_{3-CCM}$  nell'espressione per  $M_2$ , ottenendo:

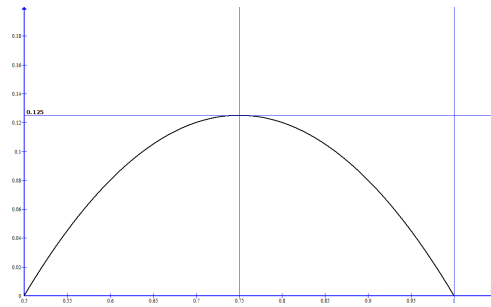
$$L_\mu = \frac{R_L}{16f_s(n+1)^2}.$$

Si riporta infine l'espressione della **potenza processata dal trasformatore**, presa da [2]:

$$P_p = \frac{P_o}{2} \cdot \frac{n+2}{n+1}.$$

---

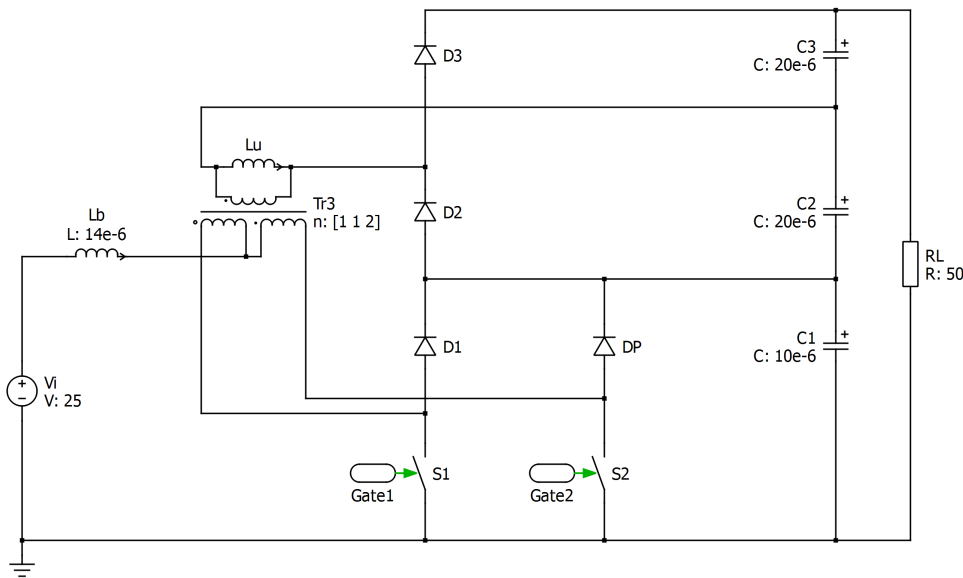
<sup>6</sup> $P_o$  è la potenza di uscita.



**Figura 1.20:** Ripple normalizzato della corrente di ingresso, in funzione del duty-cycle.

## 1.5 Simulazione del circuito

In questa sezione vengono eseguite alcune simulazioni preliminari per verificare il funzionamento del circuito. In una prima parte si esegue il dimensionamento dei componenti utilizzando le indicazioni fornite precedentemente. In una seconda parte si simula tramite PLECS il comportamento del convertitore. Lo schema del circuito usato in simulazione è riportato in figura 1.21.



**Figura 1.21:** Schema del circuito simulato.

### 1.5.1 Valori dei componenti

Si assumono le seguenti specifiche di ingresso-uscita:

$$V_i = 25V \quad , \quad I_i = 32A \quad , \quad V_o = 200V \quad , \quad I_o = 4A \quad , \quad P_o = 800W$$

con un carico resistivo di  $50\Omega$  ed una frequenza di commutazione di  $100kHz$ . Dato il rapporto di conversione desiderato, che è pari a 8, si sceglie il valore di  $n$  più opportuno, il quale determina il duty-cycle nominale:

$$\begin{aligned} n = 1 &\Rightarrow D_{nom} = 0.75 \\ n = 0.5 &\Rightarrow D_{nom} = 0.625 \\ n = 0.33 &\Rightarrow D_{nom} = 0.5. \end{aligned}$$

La terza soluzione è preferibilmente da scartare, per evitare di far operare il convertitore a cavallo tra i due intervalli di funzionamento 2 e 3. La prima, rispetto alla seconda, presenta:

- maggiore  $D_{nom}$  e maggiore tensione sugli interruttori;
- induttanza  $L_b$  di valore doppio, a parità di ripple della corrente in ingresso;
- maggiore tensione su C1, minore su C2 e C3;
- maggiore tensione su D1 e DP, minore su D2 e D3;
- minore potenza processata dal trasformatore (circa il 10%).

Si sceglie la seconda, la quale impone un  $D_{nom}$  più contenuto a vantaggio sia delle perdite di conduzione negli interruttori che del ripple della corrente di ingresso. Pertanto:

$$n = \frac{N_{P1,P2}}{N_s} = 0.5 \quad , \quad D_{nom} = 0.625.$$

Imponendo un ripple della corrente in ingresso pari al 7% si ha:

$$L_b = \frac{V_o}{16f_s \left(\frac{1}{n} + 1\right) \Delta I_{Lb}} \simeq 14\mu H$$

mentre con un ripple dell'1% sulla tensione di uscita, risulta:

$$C_1 = \frac{(1-D)P_o}{2f_s \Delta V_o V_i \left(\frac{1}{n} + 1\right)} \simeq 10\mu F$$

e

$$C_2 = C_3 = \frac{(1-D)P_o}{f_s \Delta V_o V_i \left(\frac{1}{n} + 1\right)} \simeq 20\mu F.$$

I valori teorici di tensione massima sui componenti sono:

$$V_{C_1} = V_{S_1} = V_{S_2} = V_{D_1} = V_{D_P} \simeq 66.67V$$

$$V_{C_2} = V_{C_3} \simeq 66.67V \quad , \quad V_{D_2} = V_{D_3} \simeq 133.33V.$$

La potenza processata dal trasformatore risulta pari a  $667W$ . Come valore di induttanza magnetizzante si è scelto  $L_\mu = 10\mu H$ , di poco inferiore al valore minimo teorico di  $13.9\mu H$ .

Per quanto riguarda il passaggio tra gli intervalli 1 e 2 si trova  $D_x = 0.4$ .

## 1.5.2 Simulazioni in transitorio

Si simula anzitutto il comportamento del convertitore in corrispondenza al collegamento dell'alimentazione e a variazioni a gradino e a rampa del riferimento di duty-cycle.

### Connessione dell'alimentazione

Si mantengono gli interruttori spenti e si varia a gradino la tensione di alimentazione da 0V a 25V, allo scopo di valutare l'entità delle sovratensioni sui componenti. I valori di tensione sui tre condensatori, ottenuti in questa simulazione, verranno utilizzati come condizioni iniziali nelle prossime simulazioni. I risultati sono riportati nella figura 1.22. Si osserva un fronte ripido di salita della tensione su S1, S2 e C1, che raggiunge il valore di 49V. Superato il picco, le tensioni si assestano sul valore di ingresso di 25V. Diverso il caso dei condensatori C2 e C3, la cui tensione si assesta su un valore negativo di  $-0.5mV$ . L'intero fenomeno si esaurisce in circa  $0.5ms$ .

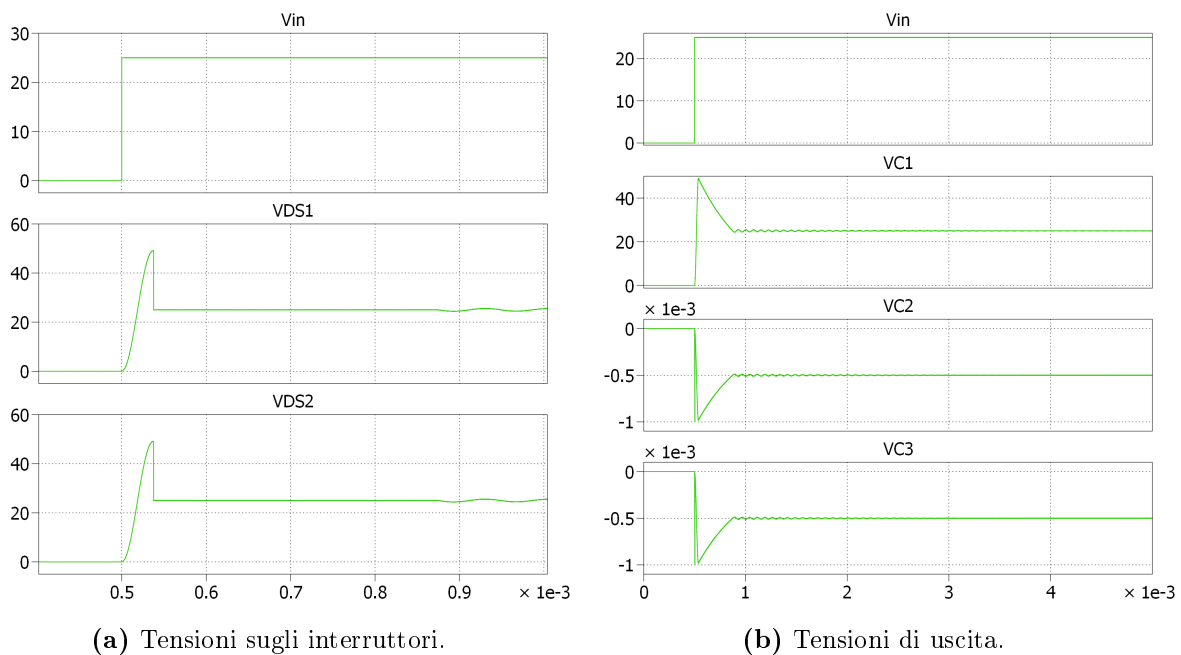


Figura 1.22: Connessione dell'alimentazione.

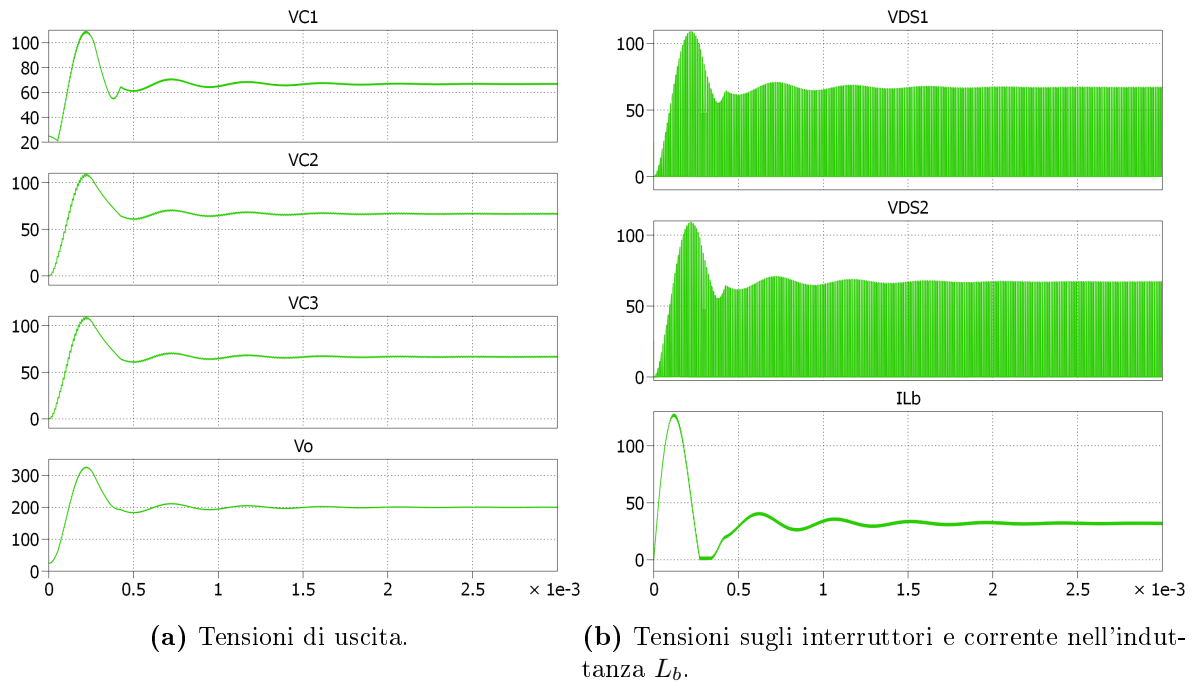
### Risposta ad un gradino di duty-cycle

Si simula l'accensione istantanea del convertitore, variando a gradino il riferimento di duty-cycle dal valore nullo a quello nominale  $D_{nom} = 0.625$ . I risultati sono riportati nella figura 1.23.

I valori di picco e di regime sono riassunti nella tabella seguente:

	picco	regime
$V_{C1}$	109 V	66.7 V
$V_{C2}$	109 V	66.5 V
$V_{C3}$	109 V	66.5 V
$V_o$	326 V	199.7 V
$V_{DS1}$	109 V	66.7 V
$V_{DS2}$	109 V	66.7 V
$I_{Lb}$	128 A	31.9 A

Si può notare come i valori a regime corrispondano a quelli attesi. Durante la fase di assestamento, le tensioni raggiungono valori superiori del 60% a quelli nominali, mentre la corrente su  $I_{Lb}$  raggiunge un picco pari a 4 volte il valore di regime. È quindi certamente consigliabile optare per un'approccio soft-start.



**Figura 1.23:** Risposta ad un gradino di duty-cycle, applicato all'istante  $t = 0$ .

### Risposta ad una rampa di duty-cycle

Si simula l'accensione del convertitore in modalità soft-start, variando gradualmente il duty-cycle di riferimento. La rampa ha pendenza 10 (escursione da 0 a 1 in 100ms) e assume valori compresi tra 0 e  $D_{nom} = 0.625$ . I risultati sono riportati nelle figure 1.24 e 1.25. In particolare, nella 1.25 si può osservare il comportamento del rapporto di conversione, compatibile con quanto ricavato analiticamente:

- la  $V_o$  nel tratto iniziale è pari alla  $V_{C1}$ : si può notare un tratto rettilineo intermedio, caratteristico del funzionamento DCM;

- in corrispondenza di 0.4 si ha un brusco aumento delle  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  e un'altrettanto brusca diminuzione di  $V_{C1}$ , finché le tre tensioni non raggiungono lo stesso valore;
- la salita prosegue in maniera lineare fino a 0.5;
- in 0.5 la pendenza diminuisce sensibilmente, segno del funzionamento DCM dovuto ad una  $L_\mu$  ridotta;
- successivamente la caratteristica torna a salire, fino a che il duty-cycle non raggiunge il valore nominale.

### 1.5.3 Simulazioni a regime

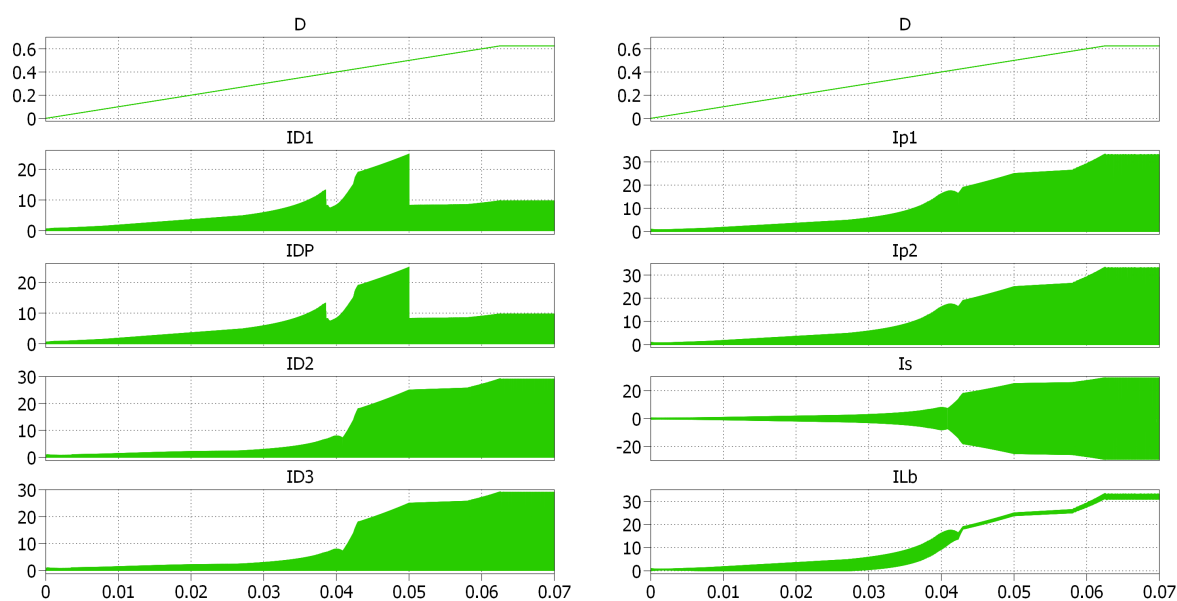
Si riportano in questa sezione le forme d'onda a regime del convertitore, per diversi valori di duty-cycle nominale corrispondenti ai vari modi di funzionamento. Per portare il convertitore a regime si è usata una tecnica di soft-start (rampa di duty-cycle a pendenza 10), e le forme d'onda sono state catturate dopo aver concesso un certo tempo di assestamento alle varie grandezze. Si faccia riferimento alla tabella seguente:

$D_{nom}$	intervallo	modo	figura
0.200	1	DCM	1.26
0.350	1	CCM	1.27
0.480	2	-	1.28
0.625	3	DCM	1.29
0.625	3	CCM	1.30

Per il caso  $D = 0.625$  DCM, l'induttanza magnetizzante è stata posta a  $1\mu H$ , anziché  $10\mu H$ .

### 1.5.4 Rapporto di conversione in simulazione

Si simula infine il funzionamento per diversi valori di duty-cycle, osservando il valore di tensione raggiunto a regime. Si ripete il procedimento variando il valore di induttanza magnetizzante del trasformatore. I dati ottenuti sono riportati graficamente in figura 1.31. I risultati sperimentali ottenuti dalle simulazioni sono in linea con quelli teorici.



(a) Correnti nei diodi.

(b) Correnti nel trasformatore e nell'induttanza  $L_b$ .

Figura 1.24: Risposta ad una rampa di duty-cycle.

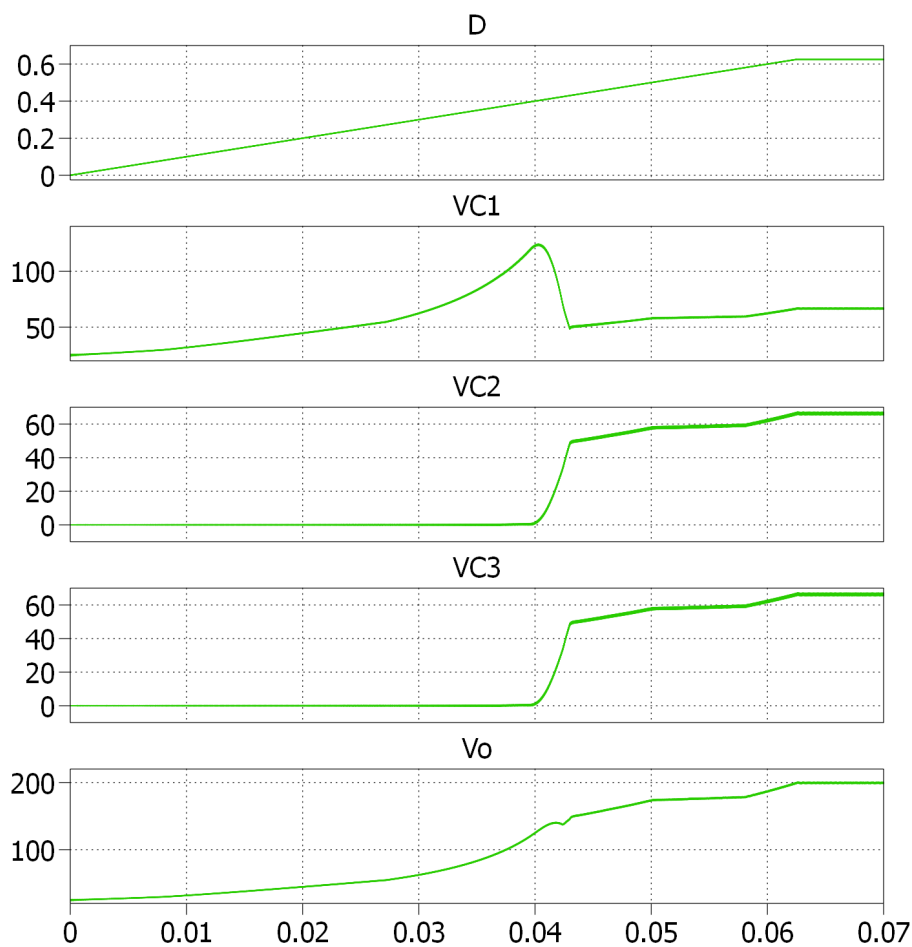
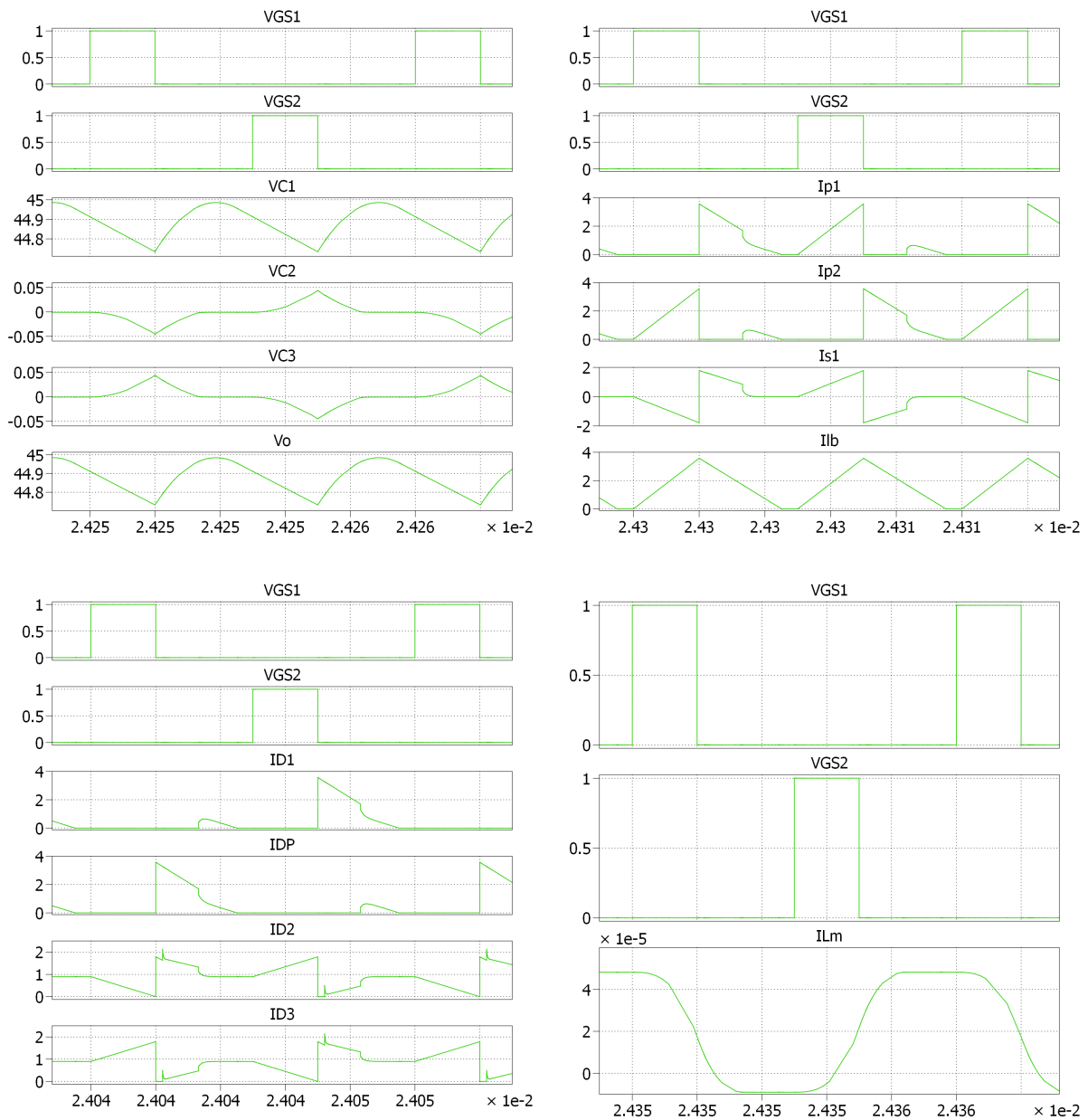


Figura 1.25: Risposta ad una rampa di duty-cycle: tensioni di uscita.



**Figura 1.26:** Forme d'onda a regime:  $D = 0.2$  (intervallo 1 DCM).

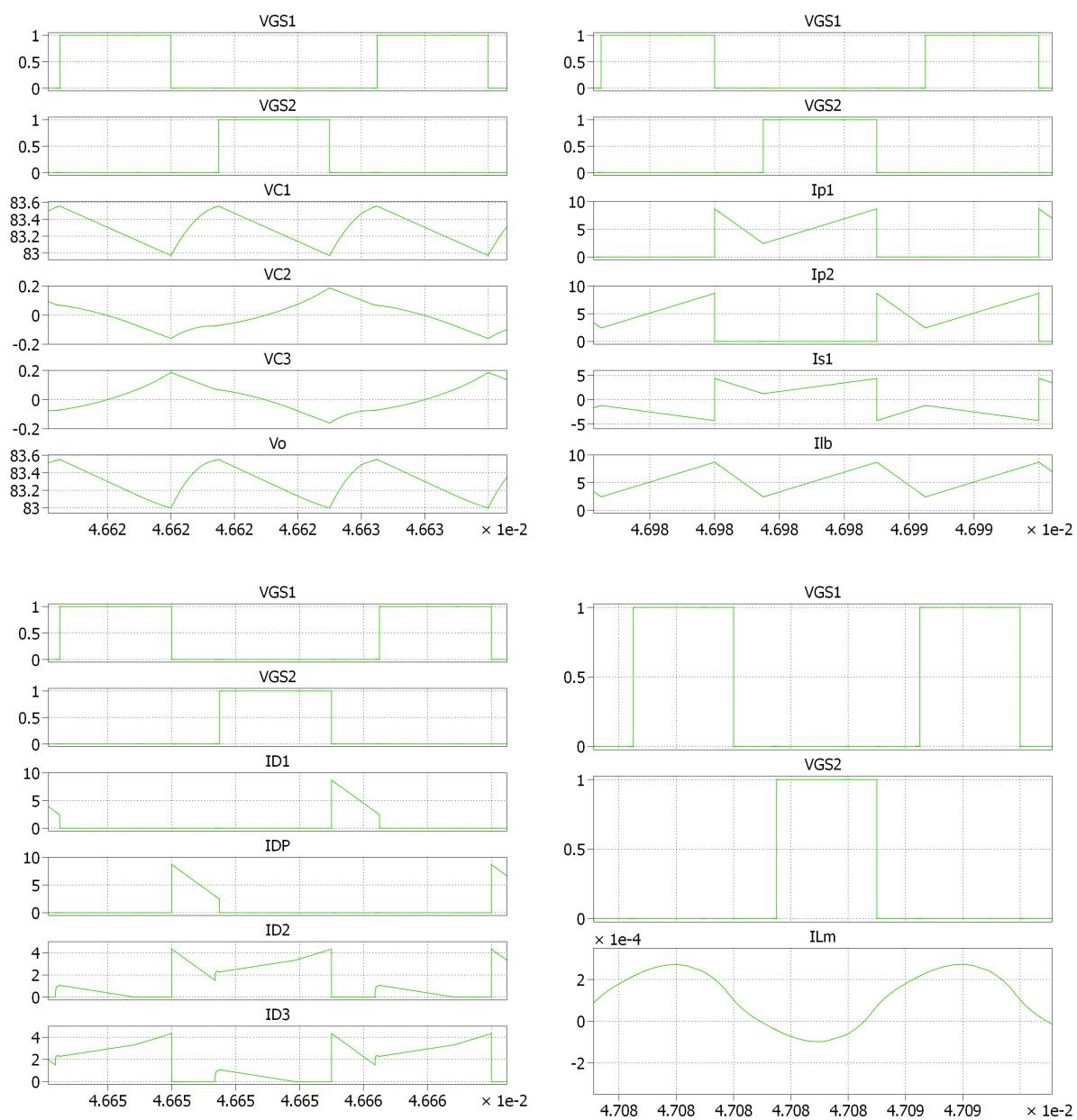
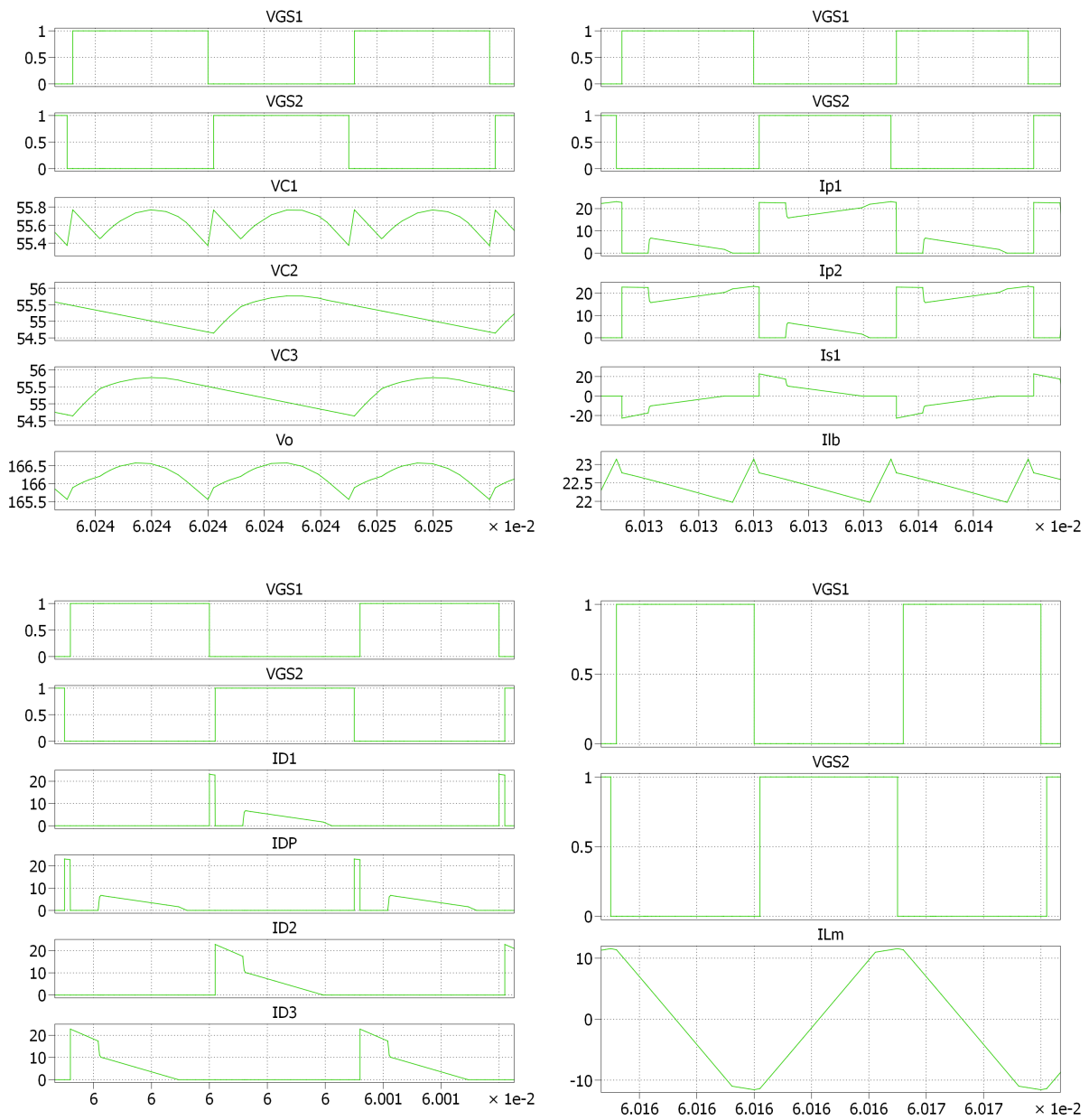


Figura 1.27: Forme d'onda a regime:  $D = 0.35$  (intervallo 1 CCM).



**Figura 1.28:** Forme d'onda a regime:  $D = 0.48$  (intervallo 2).

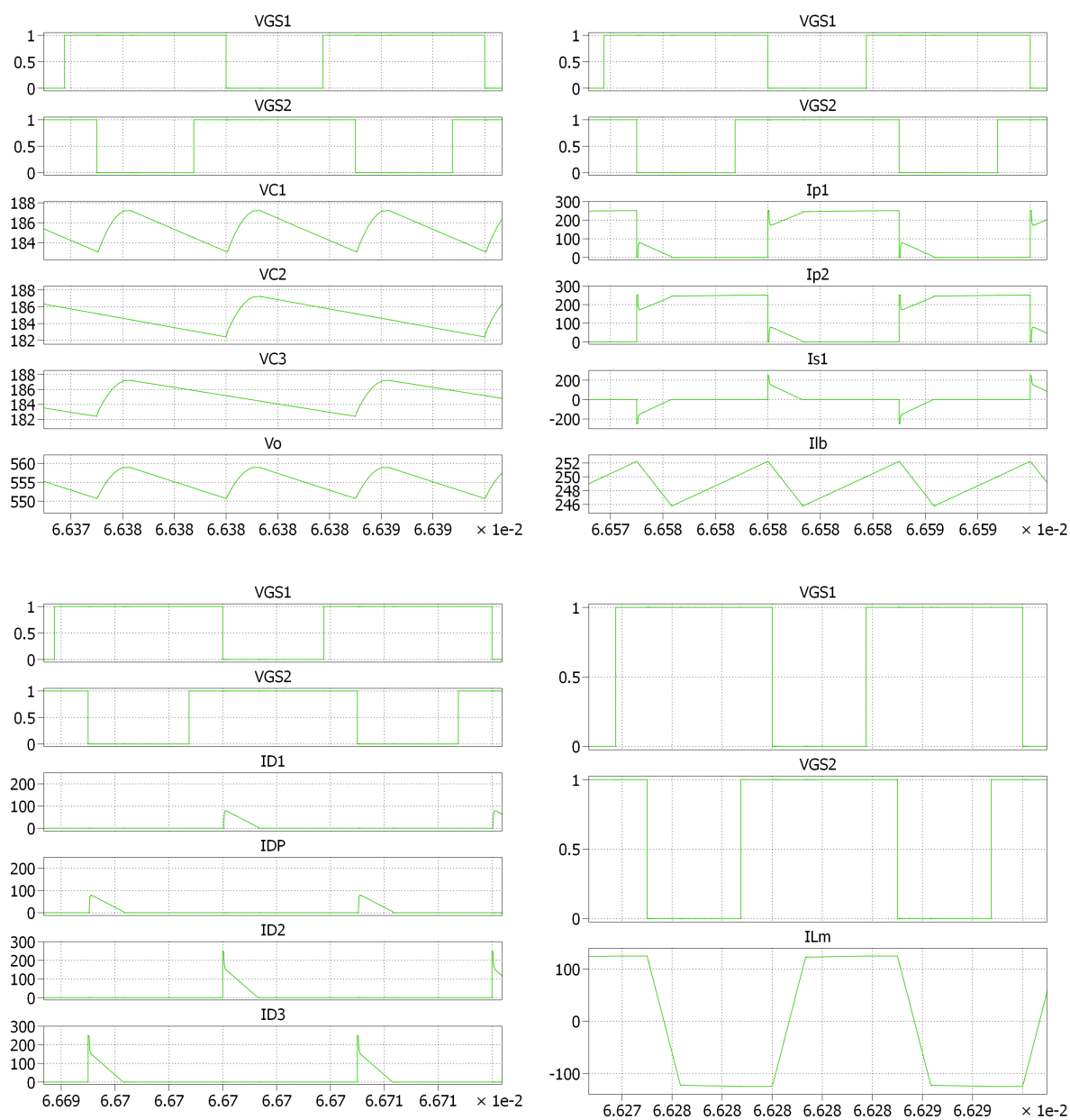
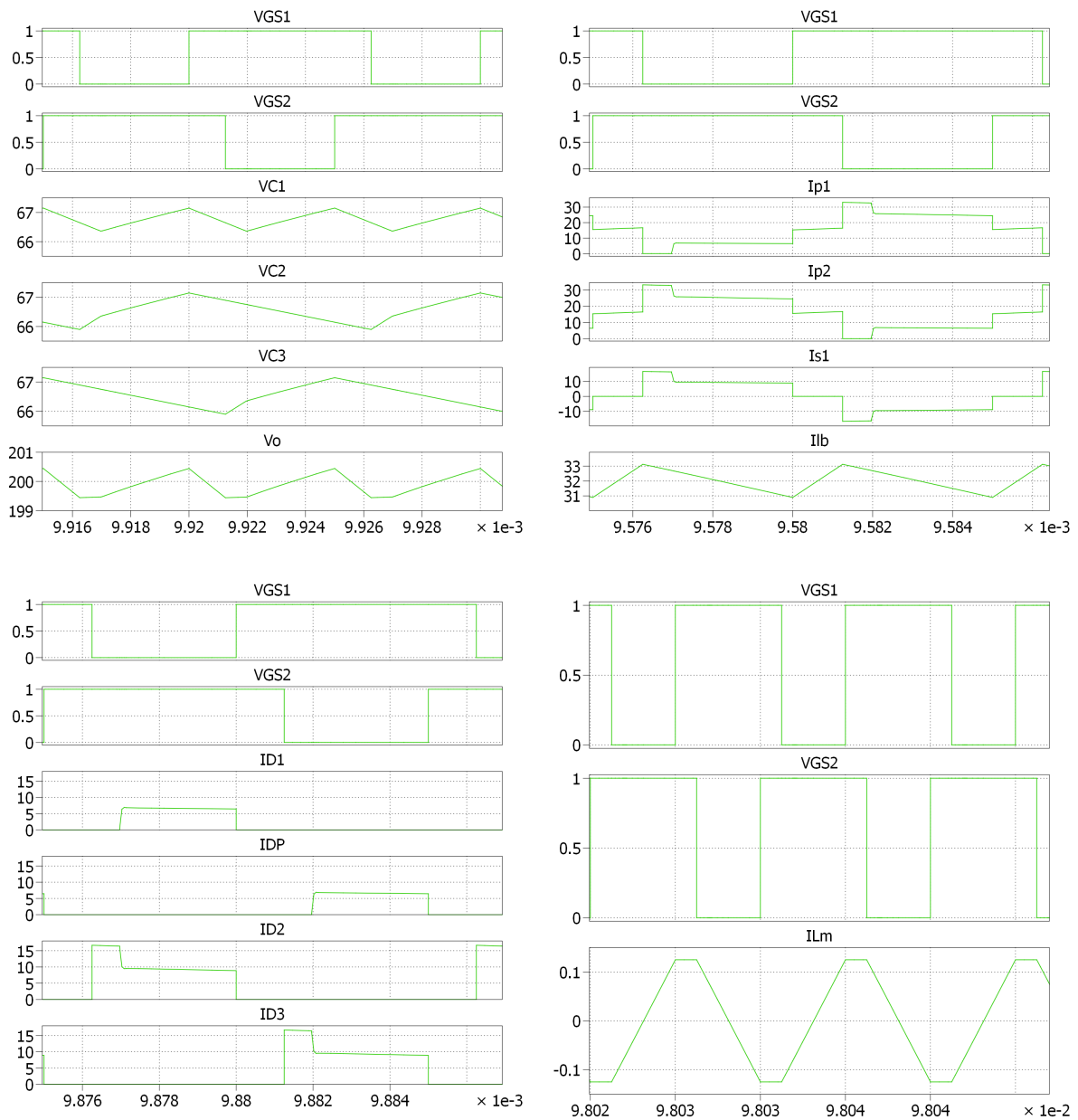
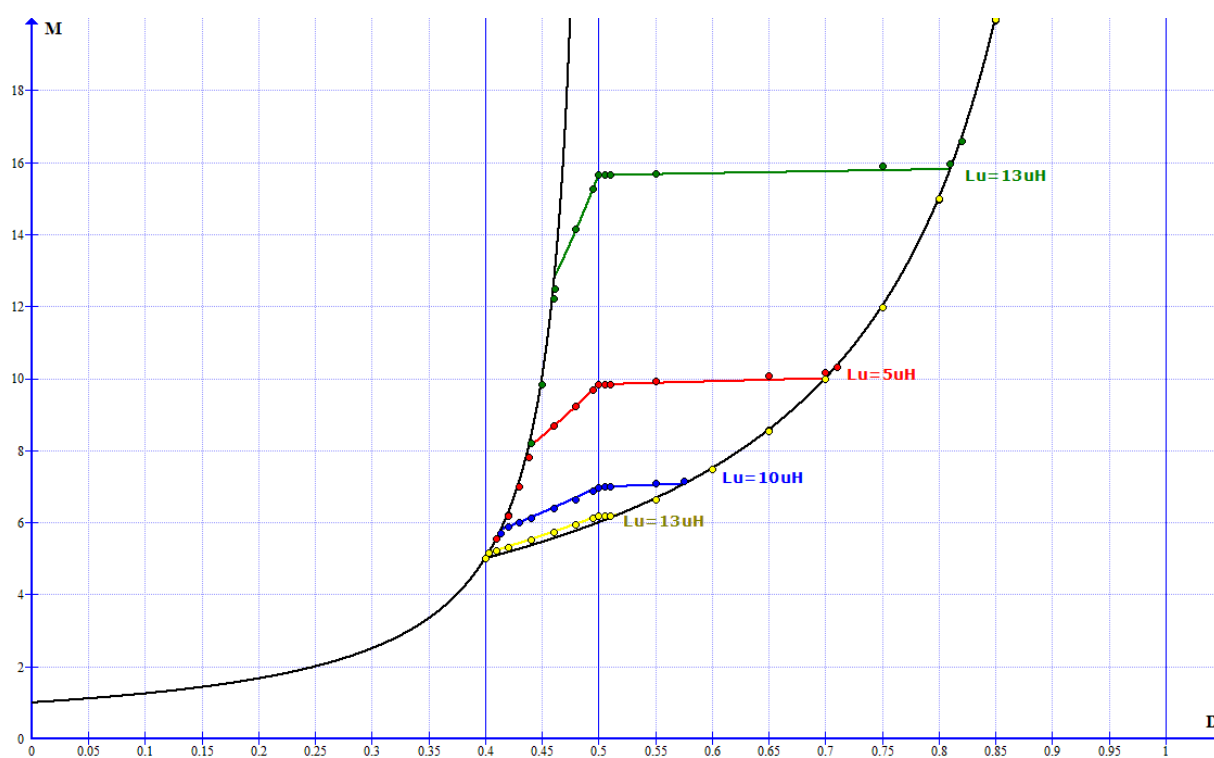


Figura 1.29: Forme d'onda a regime:  $D = 0.625$  con  $L_{\mu} = 1\mu H$  (intervallo 3 DCM).



**Figura 1.30:** Forme d'onda a regime:  $D = 0.625$  (intervallo 3 CCM).



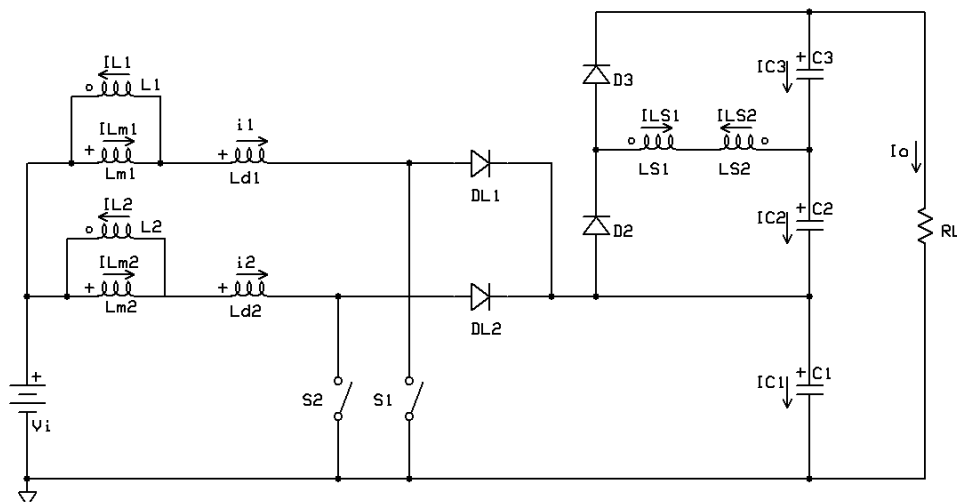
**Figura 1.31:** Valori del rapporto di conversione ottenuti tramite simulazione, per diversi valori di  $L_\mu$ , confrontati con le relative caratteristiche ricavate dall'analisi teorica.



---

 Boost con duplicatore di tensione a doppio mutuo induttore
 

---



**Figura 2.1:** Schema della topologia boost con duplicatore di tensione a doppio mutuo induttore.

In questo capitolo si analizza la topologia *boost con duplicatore di tensione a doppio mutuo induttore*, la quale viene presentata in [3] ed è concettualmente simile a quella analizzata precedentemente. Anche questa soluzione prevede l'utilizzo di una struttura boost multifase a due interruttori, accoppiata con una cella moltiplicatrice di tensione. Lo scopo è ancora quello di ottenere un elevato guadagno statico di tensione, pur mantenendo un valore nominale di duty-cycle contenuto.

In questo caso, l'accoppiamento tra boost multifase e cella moltiplicatrice viene realizzato sostituendo all'induttore di ciascuna fase un mutuo induttore. Gli avvolgimenti secondari dei due mutui induttori, connessi in antiserie nel mezzo della cella, consentono di trasferire energia ai due condensatori ausiliari  $C_2$  e  $C_3$ . I due primari fungono da indut-

tori di accumulo per il sub-convertitore boost, il quale assume anche il ruolo di clamp rigenerativo per l'energia delle induttanze di dispersione. Uno schema rappresentativo del convertitore è riportato nella figura 2.1:  $L_1$  ed  $L_2$  rappresentano i due avvolgimenti primari con le relative induttanze di magnetizzazione,  $L_{d1}$  ed  $L_{d2}$  sono le induttanze di dispersione complessive di ciascun mutuo induttore,  $L_{S1}$  ed  $L_{S2}$  costituiscono gli avvolgimenti secondari<sup>1</sup>. La sorgente di alimentazione è rappresentata dal generatore di tensione continua  $V_i$ , mentre  $R_L$  costituisce il carico.

Qualche ulteriore informazione su caratteristiche e funzionamento di questa topologia è disponibile in [1]. Alcuni vantaggi e svantaggi di questa topologia circuitale sono elencati di seguito.

### Vantaggi

- La sollecitazione nominale di tensione sugli interruttori è limitata e teoricamente pari a circa  $\frac{n}{n+2}$  volte la tensione di uscita: così ad esempio con un rapporto spire  $n = 0.5$ , la sollecitazione risulta pari ad  $\frac{1}{5}$  della tensione di uscita;
- anche i diodi di uscita risultano sottoposti a frazioni della tensione di uscita, con dipendenza dal rapporto spire, e possono essere quindi scelti di tipo Schottky, riducendo le perdite ed eliminando il problema del reverse-recovery;
- la struttura del subconvertitore boost realizza, tramite il condensatore principale C1 e i due diodi di raddrizzamento D1 e DP, un circuito di clamp rigenerativo per gli interruttori;
- già con valori di rapporto spire ridotti, la struttura presenta un elevato guadagno statico di tensione anche con un duty-cycle nominale di valore contenuto, a vantaggio delle perdite di conduzione negli interruttori;
- l'induttanza di dispersione relativa agli avvolgimenti secondari limita la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi della cella, con l'effetto di mitigare il reverse-recovery degli stessi;
- l'accensione degli interruttori può avvenire in modalità zero-current (ZCS), a vantaggio delle perdite di commutazione;
- il fatto che la tensione di uscita sia ripartita tra più condensatori in serie, consente di avere componenti di dimensioni ridotte.

### Svantaggi

- Su ciascuna delle due fasi di ingresso, la corrente è discontinua, causando un aumento delle perdite di conduzione<sup>2</sup>;

<sup>1</sup> $L_1$  ed  $L_{S1}$  sono magneticamente accoppiati tra loro, così come  $L_2$  ed  $L_{S2}$ .

<sup>2</sup>è possibile dimostrare che nel caso di corrente di ingresso discontinua, la singola fase risulta interessata da un valore RMS di corrente più elevato, rispetto al caso di corrente continua. Si veda l'Appendice A di [1].

- per bassi valori ( $0.1 \div 0.4$ ) di duty-cycle la cella di commutazione non è operativa e questo può comportare un rallentamento della dinamica in alcuni punti, durante ampie variazioni del riferimento (e.g. accensione/spegnimento del convertitore);
- gli elementi parassiti nella cella moltiplicatrice possono dar luogo a fenomeni di risonanza, in corrispondenza alle commutazioni dei diodi; l'ampiezza delle oscillazioni viene limitata naturalmente dalla struttura della cella: le sovraelongazioni di tensione rimangono quindi contenute, ma il fenomeno può produrre rumore ad alta frequenza.

## 2.1 Funzionamento con duty-cycle superiore a 0.5

Si consideri il funzionamento tipico del convertitore, ovvero quello in modalità CCM con duty-cycle  $D$  maggiore di 0.5.

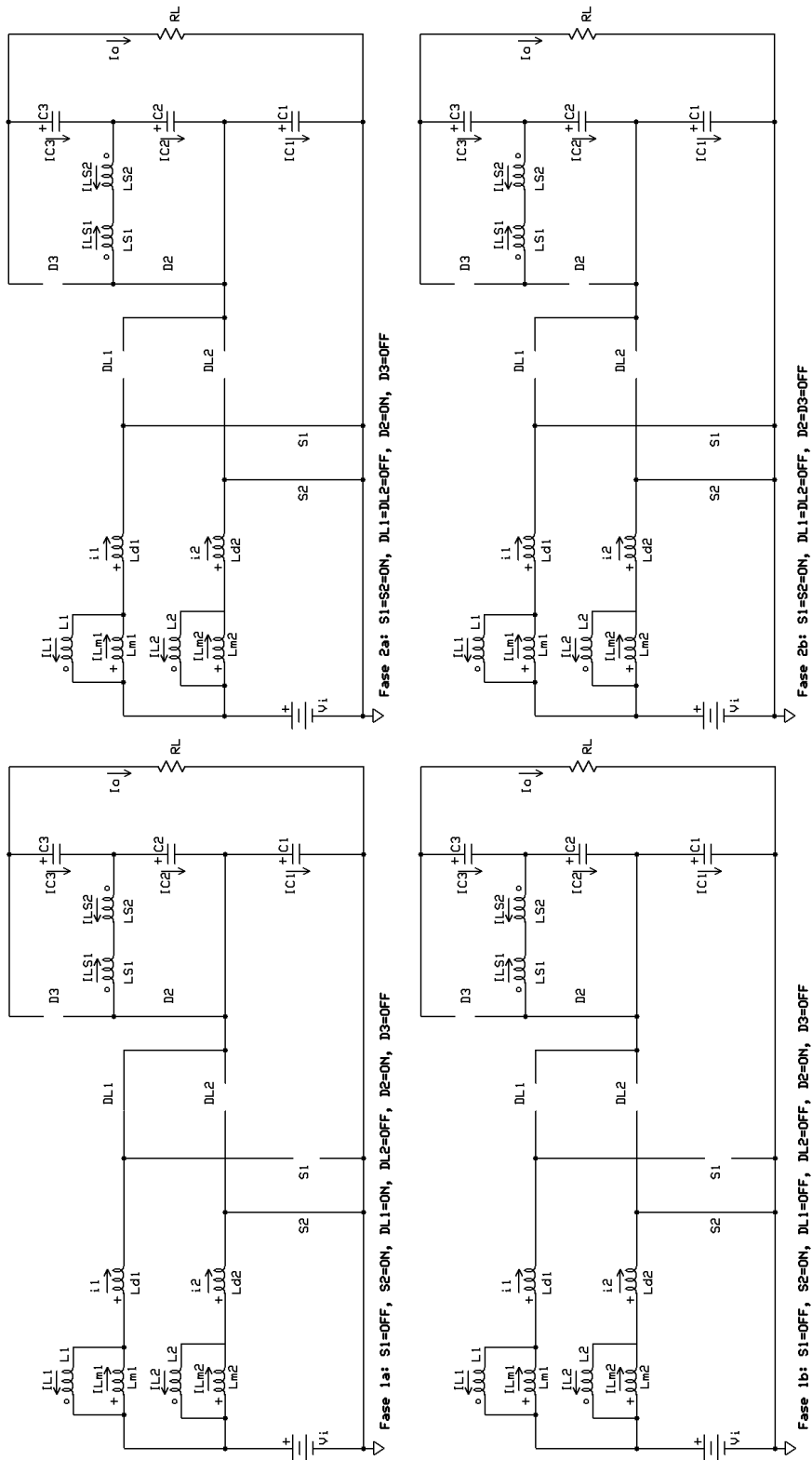
### 2.1.1 Stati di funzionamento

Inizialmente entrambi gli interruttori siano accesi: le induttanze di magnetizzazione e dispersione dei due primari si caricano sotto l'azione della tensione positiva applicata, pari a  $V_i$ . La tensione sul condensatore principale C1 contropolarizza i due diodi di ingresso, DL1 e DL2, mentre i due condensatori della cella moltiplicatrice, C2 e C3, contropolarizzano i diodi D2 e D3, dato che le tensioni sui due secondari in antiserie sono uguali. Il carico viene alimentato dai tre condensatori di uscita. Per una rappresentazione grafica degli stati assunti dal convertitore fare riferimento alla figura 2.2. Per le forme d'onda teoriche vedere figura 2.5.

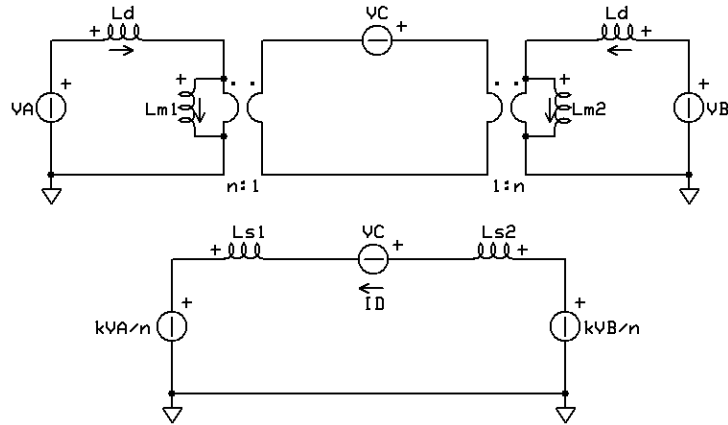
#### 1a: S1=OFF, S2=ON, DL1=ON $[t_0, t_1]$

Questa fase ha inizio con lo spegnimento dell'interruttore S1. L'induttore  $L_2$  continua a caricarsi. La corrente  $i_1$  sull'induttanza di dispersione porta in conduzione il diodo DL1: ciò permette ad una parte della corrente magnetizzante di caricare il condensatore C1, con un simultaneo recupero dell'energia relativa alla dispersa. Contemporaneamente, le tensioni sui secondari sono tali da polarizzare direttamente il diodo D2 permettendo alla corrente magnetizzante dell'induttore L1 di richiudersi anche sul condensatore C2, aumentandone la tensione. Per l'analisi delle tensioni applicate agli induttori, ci si riferisce al circuito equivalente riportato in figura 2.3, con  $V_A = V_i - V_{C1}$ ,  $V_B = V_i$ ,  $V_C = V_{C2}$ . Le tensioni dal lato dei primari, in questa fase, sono:

$$V_{Lm1} = \frac{2V_i - V_{C1}}{2(1 + \lambda)} - \frac{nV_{C2}}{2}$$



**Figura 2.2:** Fasi 1a, 1b, 2a, 2b del convertitore nel funzionamento con duty-cycle superiore a 0.5.



**Figura 2.3:** Circuito equivalente generale e semplificato per lo studio delle fasi 1a e 2a.

$$V_{Lm2} = \frac{2V_i - V_{C1}}{2(1 + \lambda)} + \frac{nV_{C2}}{2}$$

$$V_{Ld1} = \frac{2\lambda V_i - (1 + 2\lambda)V_{C1}}{2(1 + \lambda)} + \frac{nV_{C2}}{2}$$

$$V_{Ld2} = \frac{2\lambda V_i + V_{C1}}{1 + \lambda} - \frac{nV_{C2}}{2}$$

dove  $\lambda = \frac{L_d}{L_m}$  ed  $n$  il rapporto spire tra primario e secondario di ciascun mutuo induttore. Le tensioni sui diodi contropolarizzati sono

$$V_{DL2} = -V_{C1} \quad , \quad V_{D3} = -(V_{C2} + V_{C3})$$

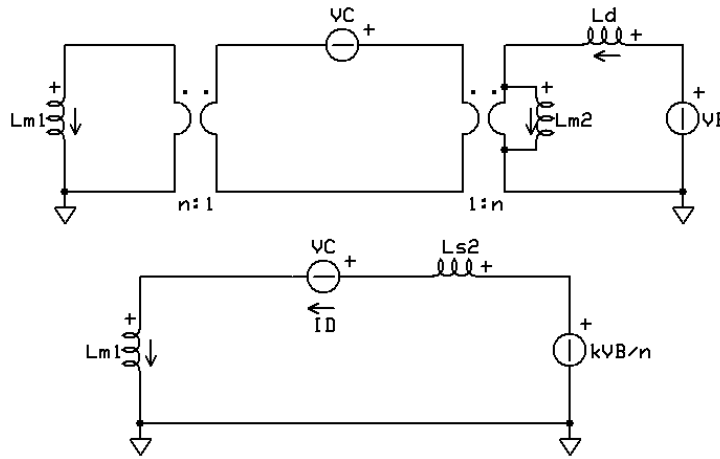
mentre  $S_1$  sostiene una tensione pari a

$$V_{S1} = V_{C1} .$$

La fase termina in corrispondenza dell'annullamento della corrente nel diodo  $DL_1$ , ovvero nell'induttanza di dispersione  $L_{d1}$ . La durata è quindi pari al tempo di annullamento, che si indica con  $t_{DL1}$ .

### 1b: $S_1=OFF$ , $S_2=ON$ , $DL_1=OFF$ [ $t_1, t_2$ ]

Allo spegnimento del diodo  $DL_1$ , l'energia di magnetizzazione si riversa solamente sul condensatore  $C_2$  attraverso l'avvolgimento secondario. Il presentarsi di questa caratteristica consente una successiva accensione dell'interruttore  $S_1$  in modalità ZCS, ovvero a corrente nulla. Il circuito equivalente in questa situazione è riportato in 2.4, con  $V_B = V_i$  e  $V_C = V_{C2}$ . Le tensioni sulle induttanze a primario sono:



**Figura 2.4:** Circuito equivalente generale e semplificato per lo studio della fase 1b.

$$V_{Lm1} = \frac{V_i - (1 + \lambda)nV_{C2}}{1 + 2\lambda}$$

$$V_{Lm2} = \frac{V_i + \lambda nV_{C2}}{1 + 2\lambda}$$

$$V_{Ld1} = 0$$

$$V_{Ld2} = \frac{2\lambda V_i - \lambda nV_{C2}}{1 + 2\lambda}.$$

L'interruttore S1 e il diodo DL1, entrambi spenti, sostengono le tensioni seguenti:

$$V_{S1} = V_i - V_{Lm1}$$

$$V_{DL1} = V_{S1} - V_{C1} = V_i - V_{Lm1} - V_{C1}.$$

La fase termina all'accensione dell'interruttore S1, e la sua durata risulta pari a:

$$(1 - D)T_s - t_{DL1}.$$

### 2a: S1=S2=ON, D2=ON $[t_2, t_3]$

Alla riaccensione di S1, si ha una permanenza in conduzione del diodo D2 a secondario. Il circuito equivalente è lo stesso della fase 1a (figura 2.3), questa volta con tensioni  $V_A = V_i$ ,  $V_B = V_i$  e  $V_C = V_{C2}$ . Le tensioni sulle induttanze risultano:

$$V_{Lm1} = \frac{V_i}{1 + \lambda} - \frac{nV_{C2}}{2}$$

$$V_{Lm2} = \frac{V_i}{1 + \lambda} + \frac{nV_{C2}}{2}$$

$$V_{Ld1} = \frac{\lambda V_i}{1 + \lambda} + \frac{nV_{C2}}{2}$$

$$V_{Ld2} = \frac{\lambda V_i}{1 + \lambda} - \frac{nV_{C2}}{2}.$$

I diodi spenti sono interessati dalle tensioni

$$V_{DL1} = V_{DL2} = -V_{C1} \quad , \quad V_{D3} = -(V_{C2} + V_{C3}).$$

La fase dura per un tempo pari quello di annullamento della corrente nel diodo D2, definito come  $t_{D2}$ .

### 2b: S1=S2=ON, D2=OFF [ $t_3, t_4$ ]

Allo spegnimento di D2, si ha una fase in cui entrambi i mutui induttori vengono caricati dalla tensione di ingresso. Le tensioni sulle induttanze a primario risultano date dal partitore di tensione. Pertanto:

$$V_{Lm1} = V_{Lm2} = \frac{V_i}{1 + \lambda}$$

$$V_{Ld1} = V_{Ld2} = \frac{\lambda V_i}{1 + \lambda}$$

Entrambi i diodi della cella moltiplicatrice risultano contropolarizzati dalle stesse tensioni

$$V_{D2} = -V_{C2} \quad , \quad V_{D3} = -V_{C3}$$

mentre la durata della fase risulta pari a

$$(2D - 1) \frac{T_s}{2} - t_{D2}.$$

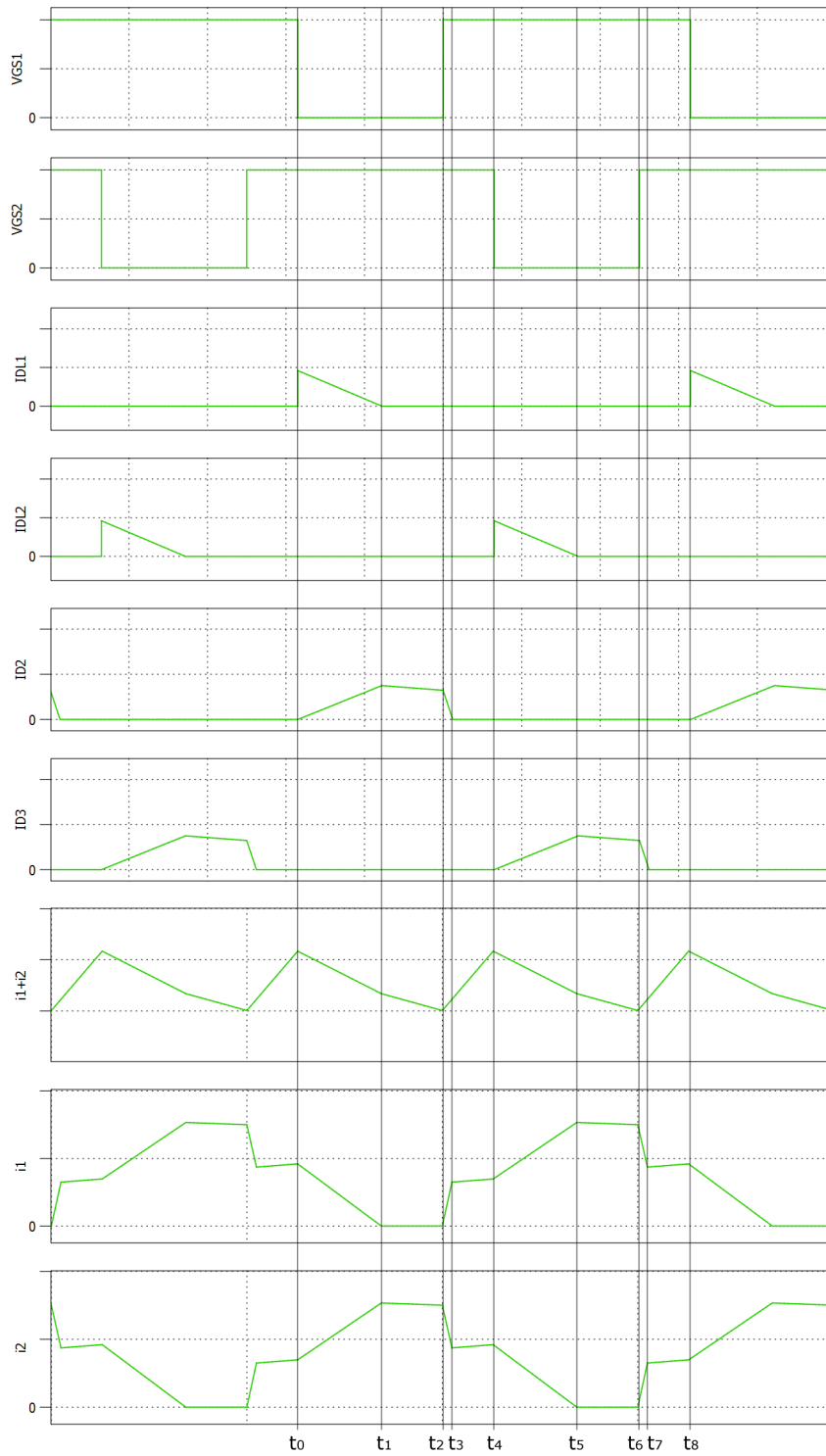
### 3a, 3b, 4a, 4b:

Nella parte rimanente del periodo di conduzione si alternano altre quattro fasi, con caratteristiche simmetriche a quelle appena descritte. In particolare, le tensioni applicate alle induttanze ai primari sono pari alle precedenti  $V_{Lmi}$  e  $V_{Ldi}$  con indici  $i$  invertiti.

### Validità

La descrizione appena effettuata è valida se e solo se valgono le seguenti disequazioni:

$$t_{DL1} < (1 - D)T_s \quad , \quad t_{D2} < (2D - 1) \frac{T_s}{2}.$$



**Figura 2.5:** Forme d'onda teoriche per  $D > 0.5$ .

## 2.1.2 Rapporto di conversione

Si procede con il calcolo del rapporto di conversione relativo al funzionamento con  $D > 0.5$ . Si consideri anzitutto il seguente bilancio di carica sul condensatore C1:

$$I_{DL1} = I_{DL2} = \frac{I_o}{2}$$

il quale significa, a parole, che la corrente media in un periodo su ciascuno dei due diodi DL1 e DL2 deve essere pari a metà della corrente media di carico  $I_o$ . Da questo fatto, e ipotizzando che il ripple di corrente magnetizzante sia trascurabile, ne deriva che:

$$I_{DL1} = \frac{I_i D_1}{2} = \frac{I_o M D_1}{2} = \frac{I_o}{2} \quad (2.1)$$

dove  $D_1$  è definito come

$$D_1 = \frac{t_{DL1}}{T_s}$$

e  $t_{DL1}$  è la durata della conduzione del diodo DL1 e quindi della relativa fase, precedentemente denominata 1a. Dall'ultima eguaglianza della 2.1 è possibile ottenere un'espressione preliminare per il rapporto di conversione, dipendente dal solo tempo di conduzione di DL1:

$$M = \frac{2}{D_1}. \quad (2.2)$$

È ora necessario ricavare il valore di  $D_1$ . Allo scopo si può procedere in due modi. Il primo consiste nel considerare la variazione di corrente su DL1: trascurando il ripple della corrente magnetizzante, essa è pari a metà della corrente media di ingresso. Si può pertanto scrivere che:

$$\frac{I_i}{2} = \frac{V_{Ld1}}{L_{d1}} D_1 T_s = \frac{2\lambda V_i - (1 + 2\lambda)V_{C1} + (1 + \lambda)nV_{C2}}{2L_{d1}} D_1 T_s$$

da cui si ottiene:

$$D_1 = \frac{M^2(1 + \lambda)}{(1 + 2\lambda)M_1 - (1 + \lambda)nM_2 - 2\lambda} \frac{L_{d1} f_s}{R_L} \quad (2.3)$$

nella quale

$$M_1 = \frac{V_{C1}}{V_o}, \quad M_2 = \frac{V_{C2}}{V_o} = \frac{V_{C3}}{V_o}.$$

Una strada alternativa consiste nello scrivere il bilancio di carica/scarica sull'induttanza  $L_{m1}$ , su tutto il periodo di commutazione. Si conoscono le espressioni delle tensioni applicate a  $L_{m1}$  durante le varie fasi del primo semiperiodo, mentre quelle relative al secondo semiperiodo possono essere dedotte dalla simmetria di funzionamento del convertitore: queste sono infatti pari alle tensioni applicate all'altra induttanza magnetizzante,  $L_{m2}$ , nelle quattro fasi del primo semiperiodo, e sono state ricavate precedentemente. Si può

pertanto scrivere<sup>3</sup>:

$$\frac{2V_i - V_{C1}}{(1 + \lambda)} t_{DL1} + \left[ \frac{V_i - (1 + \lambda)nV_{C2}}{1 + 2\lambda} + \frac{V_i + \lambda nV_{C2}}{1 + 2\lambda} \right] [(1 - D)T_s - t_{DL1}] + \frac{2V_i}{1 + \lambda} (2D - 1) \frac{T_s}{2}$$

la quale deve eguagliare a zero. In questo modo si ricava:

$$D_1 = \frac{n(1 + \lambda)(1 - D)M_2 - (1 + 2\lambda D)}{2\lambda - (1 + 2\lambda)M_1 + (1 + \lambda)nM_2}. \quad (2.4)$$

Le due espressioni ottenute per  $D_1$ , la 2.3 e la 2.4, sono diverse. In particolare, la prima mostra una dipendenza dalla frequenza di commutazione e dal valore della resistenza di carico, ma non presenta alcuna dipendenza dal duty-cycle  $D$ . Viceversa la seconda dipende da  $D$ , ma non da  $R_L$  né da  $f_s$ .

A posteriori è stato osservato che la seconda espressione approssima in maniera più efficace il valore del rapporto di conversione ottenuto sia in simulazione che nell'analisi sperimentale. Ciò è probabilmente dovuto al fatto che la 2.3 si basa sulla validità dell'approssimazione di *ripple di corrente trascurabile*, la quale potrebbe non essere valida per valori di induttanza ridotti come quelli impiegati ( $\sim 30\mu H$ ,  $f_s = 100kHz$ ).

Riassumendo, si considerano quindi le due espressioni seguenti:

$$D_1 = \frac{n(1 + \lambda)(1 - D)M_2 - (1 + 2\lambda D)}{2\lambda - (1 + 2\lambda)M_1 + (1 + \lambda)nM_2}.$$

$$M = \frac{2}{D_1}$$

le quali permettono di calcolare il valore del rapporto di conversione una volta noti, o imposti, i seguenti parametri:

- $D$ , duty-cycle;
- $\lambda$ , rapporto tra induttanza di dispersione e induttanza magnetizzante di ciascun mutuo induttore;
- $M_1$ , rapporto di conversione del solo subconvertitore boost, la cui tensione di uscita ( $V_{C1}$ ) è pari alla sollecitazione di tensione massima sugli interruttori;
- $M_2$ , rapporto di conversione verso ciascun condensatore della cella moltiplicatrice di tensione, ricavabile considerando che  $M = M_1 + 2M_2$ .

### 2.1.3 Analisi semplificata

In questa sezione viene riportata un'analisi basata su quanto esposto in [3]. Il valore di induttanza di dispersione  $L_d$  viene considerato trascurabile e il ciclo di funzionamento viene ridotto alle sole due fasi 1a e 2b di figura 2.2 (oltre, ovviamente, alle fasi 3a e 4b

<sup>3</sup>già a questo punto è stata introdotta qualche semplificazione algebrica.

del secondo semiperiodo). Con una descrizione di questo tipo si ottiene quanto riportato di seguito.

**1a: S1=OFF, S2=ON, DL1=ON**  $[t_0, t_2]$

Le tensioni sulle induttanze magnetizzanti a primario risultano

$$v_{Lm1} \simeq V_i - v_{C1} \quad , \quad v_{Lm2} \simeq V_i$$

mentre per la maglia comprendente i secondari si può scrivere

$$v_{C2} = v_{Ls2} - v_{Ls1} = \frac{v_{Lm2}}{n} - \frac{v_{Lm1}}{n} \simeq \frac{V_i}{n} - \frac{V_i}{n} + \frac{v_{C1}}{n} = \frac{v_{C1}}{n}$$

da cui si ottiene quindi la relazione approssimata

$$v_{C2} \simeq \frac{v_{C1}}{n} .$$

In conseguenza di ciò, si scrive la seguente relazione tra le tensioni di uscita, la quale tornerà utile nel successivo calcolo del rapporto di conversione:

$$v_o = v_{C1} + 2v_{C2} = v_{C1} + 2\frac{v_{C1}}{n} = \left( \frac{n+2}{n} \right) v_{C1}$$

nella quale si è presupposto che sia vera l'uguaglianza  $v_{C2} = v_{C3}$ . La durata della fase in esame risulta pari a  $(1-D)T_s$ .

**2b: S1=S2=ON, D2=OFF**  $[t_2, t_4]$

In questa seconda fase si hanno le seguenti tensioni sulle induttanze di magnetizzazione:

$$v_{Lm1} \simeq V_i \quad , \quad v_{Lm2} \simeq V_i .$$

La durata di questa fase vale  $(2D-1)\frac{T_s}{2}$ .

### Rapporto di conversione

Il bilancio di carica/scarica su Lm1, supponendo trascurabile il ripple di tensione sui condensatori di uscita, porge:

$$(2V_i - V_{C1})(1-D)T_s + 2V_i(2D-1)\frac{T_s}{2} = 0 .$$

Dall'ultima uguaglianza, considerando la relazione tra la tensione di uscita e quella su C1 ricavata prima, si ottiene facilmente

$$M = \frac{n+2}{n} \cdot \frac{1}{1-D}. \quad (2.5)$$

Questa costituisce una caratteristica di tipo boost, moltiplicata per un fattore  $\frac{n+2}{n}$  dovuto alla presenza della cella moltiplicatrice. Rispetto alla topologia tradizionale, la tensione d'uscita risulta triplicata per un rapporto spire  $n = 1$ , quintuplicata per  $n = \frac{1}{2}$  e così via. Anche se ricavata in condizioni piuttosto lontane da quelle realmente mostrate dal circuito, la 2.5 potrebbe essere considerata come una discreta approssimazione della caratteristica del convertitore, in base a quanto osservato tramite simulazione (a tal proposito vedere la successiva sezione 2.5.4, a pagina 72). Essa inoltre fornisce una semplice linea guida nella caratterizzazione del convertitore, come ad esempio nella determinazione della variazione del modo di funzionamento (sezione 2.2.3). Tutto ciò a patto di utilizzare induttori con caratteristiche sufficientemente vicine al caso ideale ( $\lambda \leq 0.02$ ) e di mantenere un duty-cycle nominale non troppo superiore al 50% (indicativamente,  $D < 70\%$ ).

## 2.2 Funzionamento con duty-cycle inferiore a 0.5

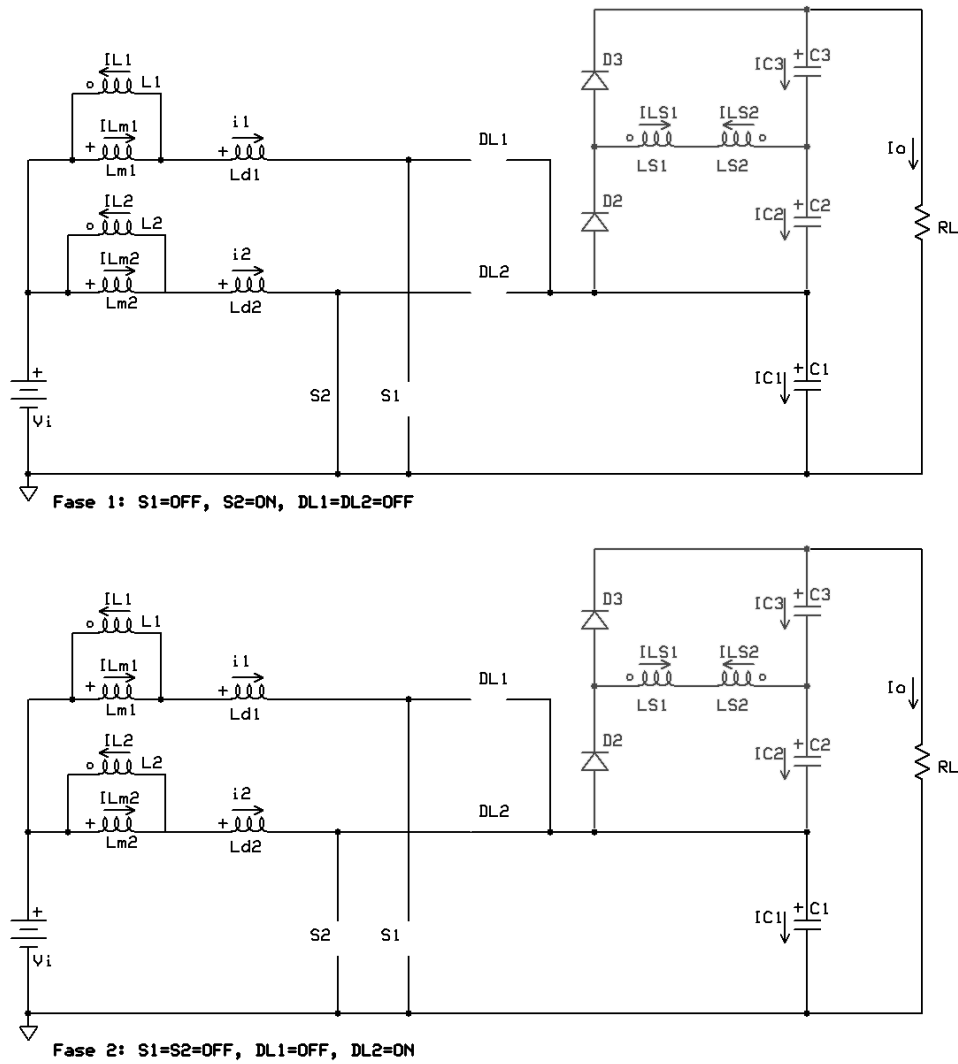
Il funzionamento con duty-cycle minore di 0.5 è possibile nel caso reale, quindi in presenza di induttanze di dispersione a primario. Si distinguono due intervalli operativi:

- per  $D$  compreso tra 0 ed un certo valore  $D_x$  il convertitore opera come un boost a doppio interruttore, modalità in cui la tensione di uscita viene sostenuta dal solo condensatore principale C1 mentre la cella moltiplicatrice non porta alcun contributo essendo le tensioni medie sui due condensatori C2 e C3 pari a zero;
- dal valore  $D_x$  in poi entra in funzione la cella moltiplicatrice di tensione il cui contributo alla tensione di uscita fa assumere al convertitore la stessa caratteristica statica che si ha con  $D > 0.5$ .

Nella prima situazione è possibile che si presenti un funzionamento DCM la cui caratterizzazione è analoga a quella svolta per la topologia con trasformatore a doppio primario del primo capitolo.

### 2.2.1 Funzionamento di tipo boost a doppio interruttore (CCM)

Si riportano due dei quattro stati di funzionamento assunti dal convertitore in questa modalità, avendo gli altri due caratteristiche simmetriche. Si faccia riferimento alla figura 2.6 per una rappresentazione grafica. Per le forme d'onda si veda invece la figura 2.7. L'analisi che segue viene effettuata considerando un valore di induttanza di dispersione  $L_d$  tendente a zero.



**Figura 2.6:** Stati di commutazione 1 e 2, nell'intervallo di duty-cycle in cui il convertitore opera come boost a doppio interruttore: la cella moltiplicatrice di tensione non contribuisce all'innalzamento del rapporto di conversione.

### 1: S1=OFF, S2=ON

L'interruttore S2 è in funzione, il che permette di caricare le induttanze magnetizzante e di dispersione a primario del mutuo induttore L2, tramite l'applicazione della tensione di ingresso ( $v_{Lm2} \simeq V_i$ ). Si può assumere che la tensione di secondario, data da

$$v_s = v_{Lm2} - v_{Lm1}$$

sia circa pari a zero, ottenendo anche

$$v_{Lm1} \simeq V_i.$$

Essendo che i due secondari connessi in antiserie sono attraversati dalla stessa corrente, si ha

$$i_{L1} = -i_{L2}$$

e, tenendo conto di ciò, la corrente sulla fase di ingresso 2 risulta

$$i_2 = i_{Lm2} - i_{L2} = i_{Lm2} + i_{L1}$$

la quale è positiva e crescente, essendo<sup>4</sup>

$$L_{m1} \frac{di_{Lm1}}{dt} = v_{Lm1} = L_{m1} \frac{di_{L1}}{dt} > 0$$

e

$$L_{m2} \frac{di_{Lm2}}{dt} = v_{L2} > 0.$$

La durata della fase 1 è pari a  $DT_s$ .

## 2: S1=S2=OFF

Allo spegnimento di S2, rimane in conduzione D2 e si accende DL2. La tensione  $V_{Lm2}$  è negativa e pari a

$$V_{Lm2} \simeq V_i - v_{C1}.$$

Con considerazioni analoghe al caso precedente si può scrivere:

$$v_{Lm1} \simeq V_i - v_{C1}$$

per la tensione sull'induttore 1 a primario e

$$i_2 = i_{Lm2} - i_{L2} = i_{Lm2} + i_{L1}$$

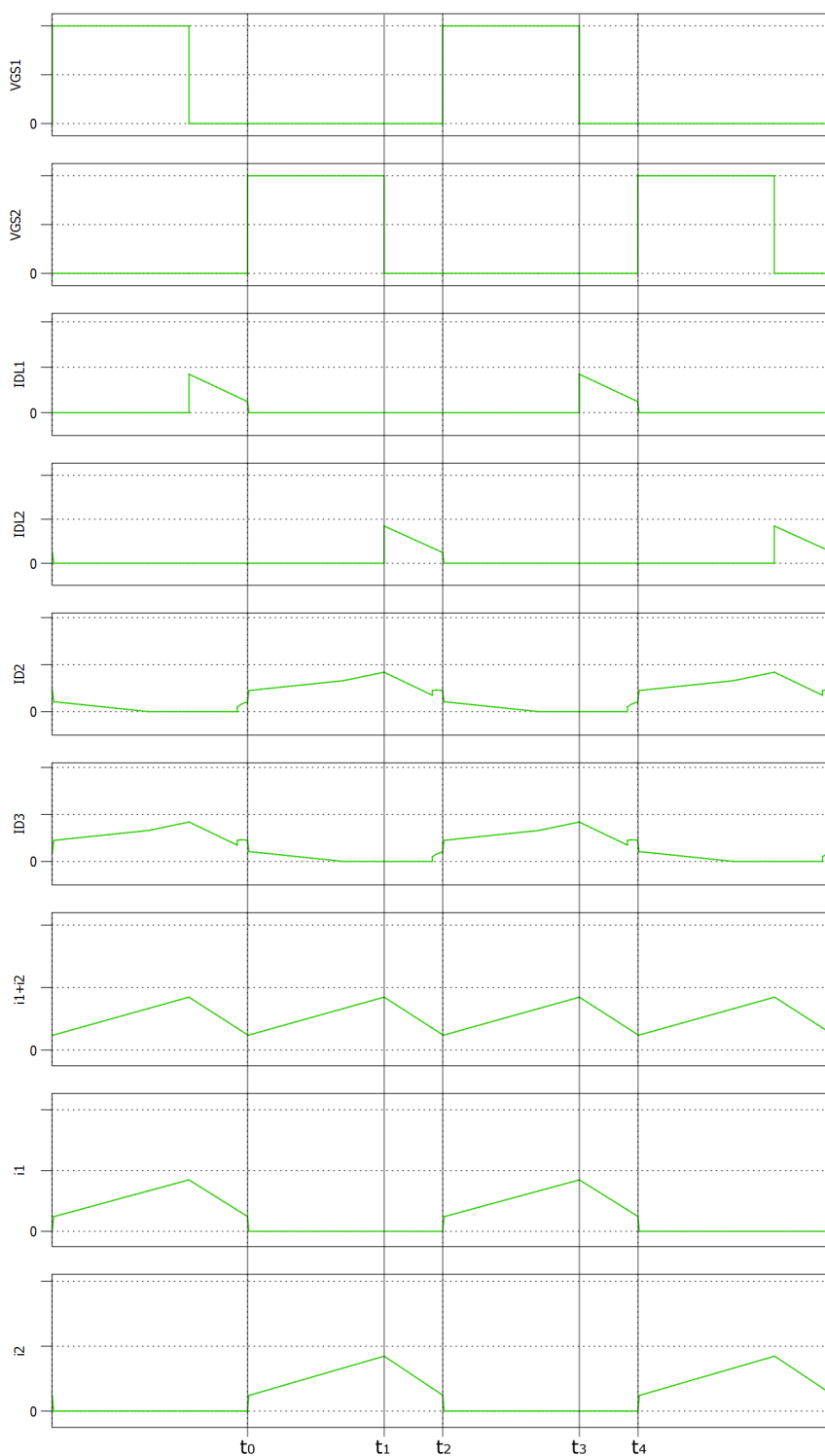
per la corrente in ingresso relativa al ramo 2, la quale stavolta risulta essere positiva ma decrescente, per via delle tensioni negative applicate ai due mutui induttori. La durata complessiva di questa fase risulta essere  $(\frac{1}{2} - D) T_s$ .

### 2.2.2 Rapporto di conversione

Per ricavare il rapporto di conversione in questa modalità operativa si procede come di consueto, scrivendo l'uguaglianza

$$V_i DT_s = (V_{C1} - V_i) (\frac{1}{2} - D) T_s$$

<sup>4</sup>poiché  $i_{Lm1} = i_{L1}$  dal momento che DL1=OFF.



**Figura 2.7:** Forme d'onda teoriche per  $D < 0.5$ .

dalla quale, considerando che  $V_{C1} \simeq V_o$ , si ottiene:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - 2D}.$$

### 2.2.3 Cambio del modo di funzionamento

Il passaggio dal funzionamento come boost a doppio interruttore a quello tipico, nel quale cioè la cella moltiplicatrice di tensione è operativa, si ha in corrispondenza dell'ascissa di incrocio  $D_x$  tra le due caratteristiche D-M, la quale si può calcolare dall'uguaglianza seguente

$$\frac{1}{1 - 2D_x} = \frac{n + 2}{n} \cdot \frac{1}{1 - D_x}$$

dove, per  $D > 0.5$ , si è utilizzata la 2.5, considerata come valida approssimazione in questo intervallo di valori. Dalla precedente si ottiene

$$D_x = \frac{2}{n + 4}$$

il cui risultato è riportato nella tabella seguente per alcuni valori di  $\frac{1}{n} = \frac{N_s}{N_p}$ .

1/n	1	1.5	2	2.5	3	4	5	6
$D_x$	0.400	0.429	0.444	0.455	0.462	0.471	0.476	0.480

Considerando 1 come valore minimo utile per  $n$ , il valore in cui si ha il cambio del modo di funzionamento parte da  $D_x = 0.4$  e tende al valore 0.5 all'aumentare di  $n$ .

Si deve tenere presente il fatto che, quando durante una variazione di duty-cycle esso attraversa il valore  $D_x$ , la dinamica risulta rallentata rispetto al passaggio tra altri due valori qualsiasi. Per fare un esempio, se il valore di riferimento  $D_{ref}$  passa da 0.45 a 0.35, si ha una fase transitoria in cui i condensatori della cella moltiplicatrice si scaricano, cosa che avviene nell'arco di diversi periodi di commutazione. La tensione di uscita impiegherà quindi più tempo ad assestarsi sul nuovo valore, rispetto a quanto avverrebbe, per esempio, in un caso in cui  $D_{ref}$  passasse da 0.60 a 0.55.

## 2.3 Rapporto di conversione complessivo

Il rapporto di conversione complessivo è dato dall'unione delle caratteristiche nei due intervalli, riportate per comodità qui di seguito. La seconda corrisponde a quella approssimata ricavata nella sezione 2.1.3.

$$M_1 = \frac{1}{1 - 2D} \quad , \quad D < \frac{2}{n + 4}$$

$$M_2 = \frac{n + 2}{n} \frac{1}{1 - D} \quad , \quad D > \frac{2}{n + 4}$$

Una rappresentazione grafica nel caso elementare è riportata in figura 2.8.

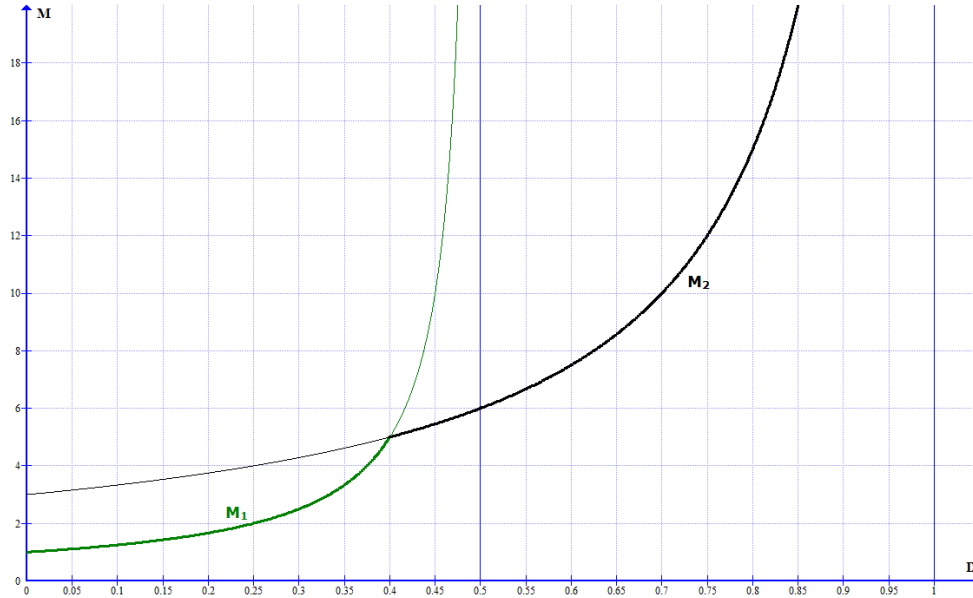


Figura 2.8: Grafico del rapporto di conversione con ( $n = 1$ ).

## 2.4 Formule per il dimensionamento

In questa sezione vengono riportate alcune relazioni utili al dimensionamento del convertitore.

Per quanto riguarda il **mutuo induttore**, ricordando le seguenti relazioni di proporzionalità tra autoinduttanze  $L_i$ , induttanza mutua  $L_{mi}$  e numero di spire  $n$

$$L_{mi} \propto N_i N_{S_i} \quad , \quad L_i \propto N_i^2 \quad , \quad L_{S_i} \propto N_{S_i}^2$$

si ha che

$$L_{mi} = k \sqrt{L_i L_{S_i}} \quad , \quad k \in [0, 1]$$

e

$$n = \sqrt{\frac{L_i}{L_{S_i}}} \quad \Rightarrow \quad L_i = n^2 L_{S_i} .$$

Per una rappresentazione circuitale del mutuo induttore, vedere la figura 2.10 a pagina 67.

Per calcolare il **ripple della corrente di ingresso** si fa riferimento all'espressione seguente

$$\Delta I_i = \frac{V_i}{f_s L_{eq}} (2D - 1) = \frac{(2D - 1)(1 - D)V_o}{f_s \left(\frac{n+2}{n}\right) L_{eq}}$$

dove  $L_{eq} = L_{mi} + L_{di}$ . Riarrangiando i termini della precedente si ottiene il ripple relativo

$$\frac{\Delta I_i}{V_o} = \frac{\Delta I_i L_{eq} f_s \left(\frac{n+2}{n}\right)}{V_o} = (2D - 1)(1 - D)$$

che permette di ricavare il valore di caso peggiore, che risulta pari al 12.5% per  $D = 0.75$ , in corrispondenza del quale calcolare il valore di induttanza equivalente necessario a garantire un determinato valore di ripple:

$$L_{eq} = \frac{V_o}{8f_s \left( \frac{n+2}{n} \right) \Delta I_i}.$$

Le **tensioni medie sui condensatori** sono pari a

$$V_{C1} = \frac{V_i}{1-D}, \quad V_{C2} = V_{C3} = \frac{1}{n} \cdot \frac{V_i}{1-D}$$

mentre quelle su interruttori e diodi risultano

$$V_{DL1} = V_{DL2} = \frac{V_i}{1-D}, \quad V_{D2} = V_{D3} = \frac{1}{n} \cdot \frac{V_i}{1-D}.$$

## 2.5 Simulazione del circuito

In questa sezione si riportano i risultati di alcune simulazioni preliminari del funzionamento del convertitore, in alcune situazioni transitorie e a regime. Il circuito, simulato tramite il software PLECS, è riportato in figura 2.9.

Il componente utilizzato per simulare il mutuo induttore comprende lo schema elettrico riportato in figura 2.10. Esso è descritto dai tre valori di induttanza  $L_i$ ,  $L_{Si}$  e  $L_{mi}$  che corrispondono rispettivamente all'induttanza a primario, induttanza a secondario e mutua induttanza. La differenza tra l'induttanza di ciascun avvolgimento e la mutua induttanza fornisce il valore della relativa induttanza di dispersione.

### 2.5.1 Valori dei componenti

Le specifiche di ingresso e uscita sono le seguenti:

$$V_i = 25V, \quad I_i = 32A, \quad V_o = 200V, \quad I_o = 4A, \quad P_o = 800W$$

con un carico resistivo pari a  $50\Omega$  e una frequenza di commutazione  $f_s = 100kHz$ . Il valore di duty-cycle nominale viene scelto a partire dal rapporto di conversione necessario, pari a 8, e del rapporto spire. La formula è la seguente

$$D_{nom} = 1 - \frac{1}{M} - \frac{2}{Mn}$$

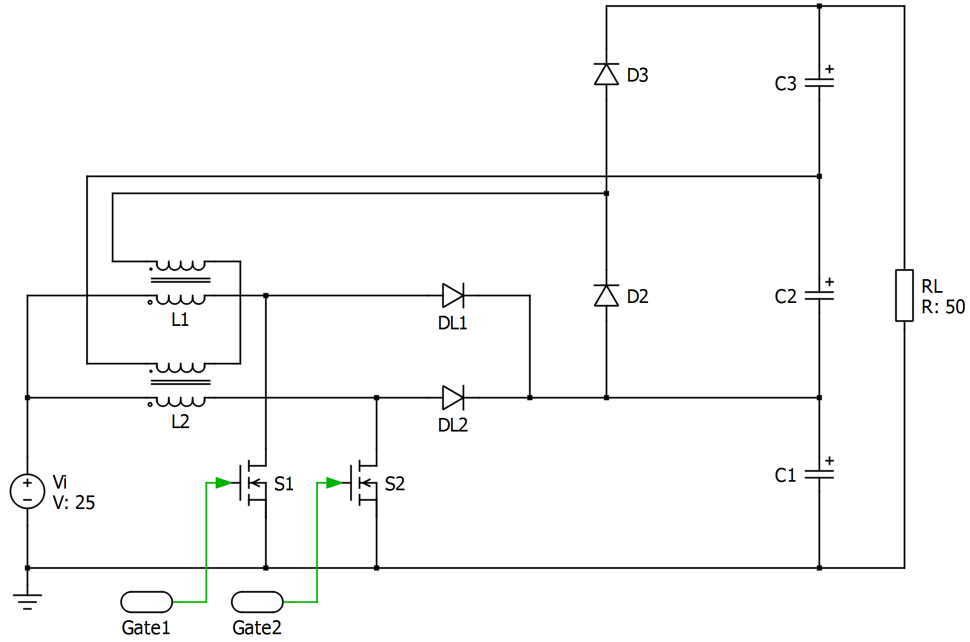


Figura 2.9: Schema del circuito simulato.

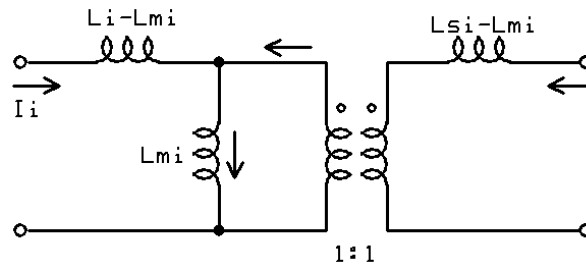


Figura 2.10: Modello del mutuo induttore utilizzato in simulazione.

dalla quale si può ricavare un  $D$  nominale  $D_{nom}$  pari a 0.625 già con un rapporto spire pari a 1. Si scelgono quindi:

$$n = \frac{N_i}{N_{Si}} = 1 \quad , \quad D_{nom} = 0.625.$$

Se si impone un ripple della corrente di ingresso pari al 7% del valore medio, si ottiene:

$$L_i = L_{mi} + L_{di} = \frac{V_o}{8f_s \left( \frac{n+2}{n} \right) \Delta I_i} \simeq 28 \mu H.$$

Si impone ora un rapporto tra induttanza di dispersione e induttanza magnetizzante di

$$\lambda = \frac{L_d}{L_m} = 0.02.$$

Tenendo conto di ciò, si dovrà utilizzare un duty-cycle di valore leggermente superiore a quello calcolato prima. Si prende quindi:

$$D_{nom} = 0.63.$$

I valori da inserire nel modello (figura 2.10) del mutuo induttore sono pertanto:

$$L_i = 28\mu H \quad , \quad L_{Si} = \frac{L_i}{n^2} = 28\mu H \quad , \quad L_{mi} = (1 - \lambda) \cdot L_i = 27.44\mu H.$$

Tutte le tensioni di blocco dei diodi e le sollecitazioni sugli interruttori risultano uguali tra loro e pari a:

$$\frac{V_i}{1 - D} \simeq 66.67V$$

e il cambio del modo di funzionamento si ha in corrispondenza di  $D_x \simeq 0.4$ .

## 2.5.2 Simulazioni in transitorio

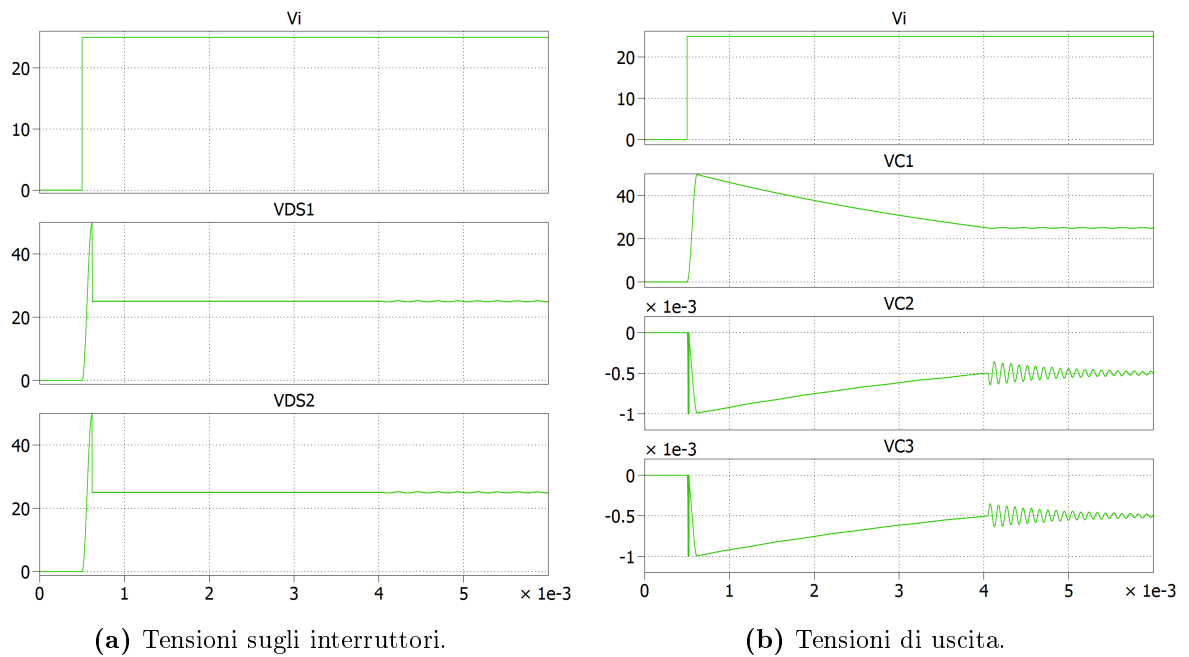
Prima di analizzare le forme d'onda a regime, si simula il convertitore in alcune situazioni transitorie quali la connessione dell'alimentazione e l'applicazione di un riferimento di duty-cycle a gradino e a rampa.

### Connessione dell'alimentazione

Gli interruttori vengono mantenuti spenti, applicando un  $D_{ref} = 0$ , e viene variata a gradino la tensione di alimentazione da  $0V$  a  $25V$ . I valori di tensione sui tre condensatori, ottenuti in questa simulazione, verranno utilizzati come condizioni iniziali nelle prossime simulazioni. I risultati sono riportati nella figura 2.11: le tensioni su S1, S2 e C1 aumentano rapidamente fino ad un valore di picco di  $49.7V$  per poi calare andando ad assestarsi su un valore pari alla tensione di ingresso. Gli altri due condensatori si comportano in modo diverso, raggiungendo un picco di tensione negativa di  $-1mV$  ed assestandosi su un valore finale di  $-0.5mV$ . L'intero fenomeno si esaurisce entro la decina di  $ms$ .

### Risposta ad un gradino di duty-cycle

Si simula quindi un'accensione istantanea del convertitore, variando a gradino il duty-cycle di riferimento dal valore nullo a quello nominale  $D_{nom} = 0.63$ . I risultati sono riportati nella figura 2.12, mentre i valori di picco e di regime sono riassunti nella tabella seguente:

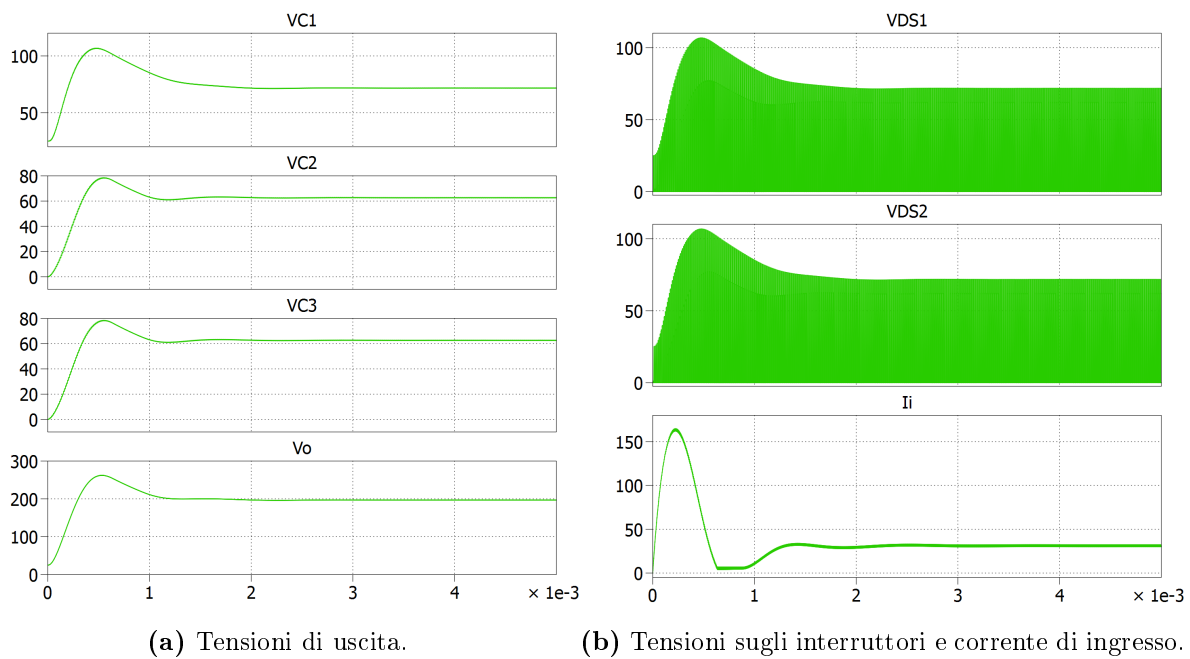


**Figura 2.11:** Connessione dell'alimentazione.

	picco	regime
$V_{C1}$	106.7 V	71.7 V
$V_{C2}$	78.5 V	62.6 V
$V_{C3}$	78.5 V	62.6 V
$V_o$	262.2 V	196.9 V
$V_{DS1}$	106.8 V	71.7 V
$V_{DS2}$	106.8 V	71.7 V
$I_{Lb}$	164.8 A	31.1 A

Rispetto a quanto ci si aspetta dall'analisi teorica, la tensione di uscita è sbilanciata verso il condensatore principale, con ciò intendendo che la tensione su quest'ultimo è maggiore di  $\frac{V_o}{3}$ , a favore di una tensione minore sugli altri due condensatori. Questo fatto è dovuto alla presenza dell'induttanza di dispersione la quale provoca un trasferimento di energia dalla sorgente al carico per mezzo del condensatore C1: come già detto infatti, il sub-convertitore boost realizza un clamp rigenerativo nei confronti della dispersa. Come atteso dalla teoria, la tensione che i due interruttori devono sostenere è pari a quella sul condensatore C1.

Durante la fase di assestamento, le tensioni superano il valore nominale del 50% per S1, S2, C1 e del 25% per C2 e C3. La corrente su  $I_{Lb}$  raggiunge un picco pari a 5 volte il valore di regime. È quindi certamente consigliabile optare per un'approccio soft-start.



**Figura 2.12:** Risposta ad un gradino di duty-cycle, applicato all'istante  $t = 0$ .

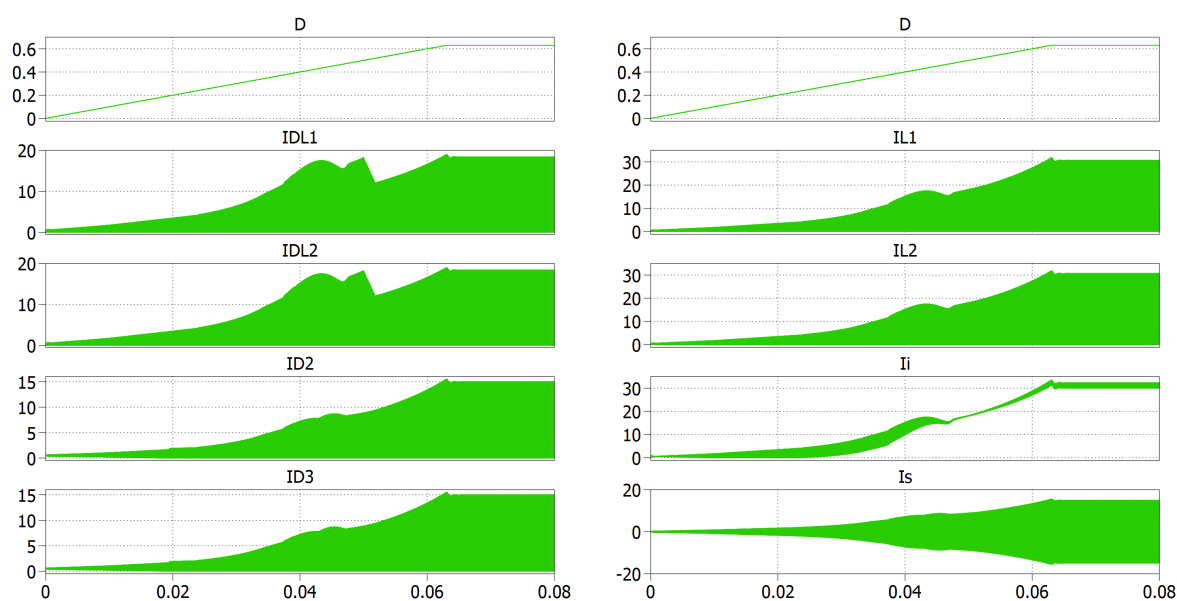
### Risposta ad una rampa di duty-cycle

Si passa a simulare la risposta del convertitore ad una rampa del duty-cycle di riferimento, come avviene nel caso di una modalità soft-start. Il riferimento viene fatto variare tra 0 e  $D_{nom} = 0.63$  con una pendenza di 10 unità/s (escursione da 0 a 1 in 100ms). I risultati sono riportati nelle figure 2.13 e 2.14. In particolare, nella 2.14 si può osservare il comportamento del rapporto di conversione.

Le simulazioni sembrano sostenere l'analisi teorica. Una differenza si nota per quanto riguarda il valore  $D_x$  di transizione tra le due caratteristiche D-M: era stato dedotto un valore di 0.4, mentre dai risultati appare un valore sensibilmente inferiore, 0.35. Tuttavia eseguendo altre simulazioni con un  $D_{nom}$  variabile tra 0.3 e 0.5 si trova un  $D_x$  di circa 0.39, quindi più simile al valore teorico. Inoltre si trova che i due condensatori della cella moltiplicatrice assumono tensioni medie positive per  $D > 0.35$  circa ma, a regime, tali tensioni vengono mantenute solo per  $D > D_x$ .

### 2.5.3 Simulazioni a regime

Si riportano in questa sezione le forme d'onda a regime del convertitore, per tre diversi valori di duty-cycle nominale corrispondenti alle tre zone operative. Per portare il convertitore a regime si è usata una tecnica di soft-start (rampa di duty-cycle a pendenza 10), e le forme d'onda sono state catturate dopo aver concesso un certo tempo di assestamento alle varie grandezze. I risultati sono riportati nelle figure 2.15, 2.16 e 2.17. Si nota in particolare la somiglianza delle forme d'onda per  $D = 0.63$  con quelle teoriche riportate



(a) Correnti nei diodi.

(b) Correnti a primario, ingresso e secondario.

Figura 2.13: Risposta ad una rampa di duty-cycle.



Figura 2.14: Risposta ad una rampa di duty-cycle: tensioni di uscita.

in [3].

### 2.5.4 Rapporto di conversione in simulazione

Si simula infine il funzionamento per diversi valori di duty-cycle, osservando il valore di tensione raggiunto a regime. Si ripete il procedimento variando il rapporto tra induttanza magnetizzante e dispersa dei due mutui induttori. I dati ottenuti sono riportati nel grafico di figura 2.18. Il risultato del confronto tra curve teoriche e punti sperimentali si può riassumere nei due punti seguenti:

- la discrepanza tra i due andamenti aumenta con il duty-cycle, per tutti i valori di  $\lambda = \frac{Ld}{Lm}$ ;
- l'andamento simulato si distacca da quello teorico a partire da un certo valore di duty-cycle, il quale risulta tanto più piccolo quanto più elevato sia  $\lambda$ .

La tabella seguente riporta i dati relativi ad un intorno del punto di lavoro di interesse, con l'errore percentuale del valore teorico rispetto a quello simulato.

D	$M_{teor}$	$M_{\lambda=0.01}$	errore	$M_{\lambda=0.02}$	errore
0.60	7.40	7.33	0.95%	7.18	3.06%
0.65	8.46	8.30	1.93%	8.07	4.83%
0.70	9.87	9.57	3.13%	9.17	7.63%

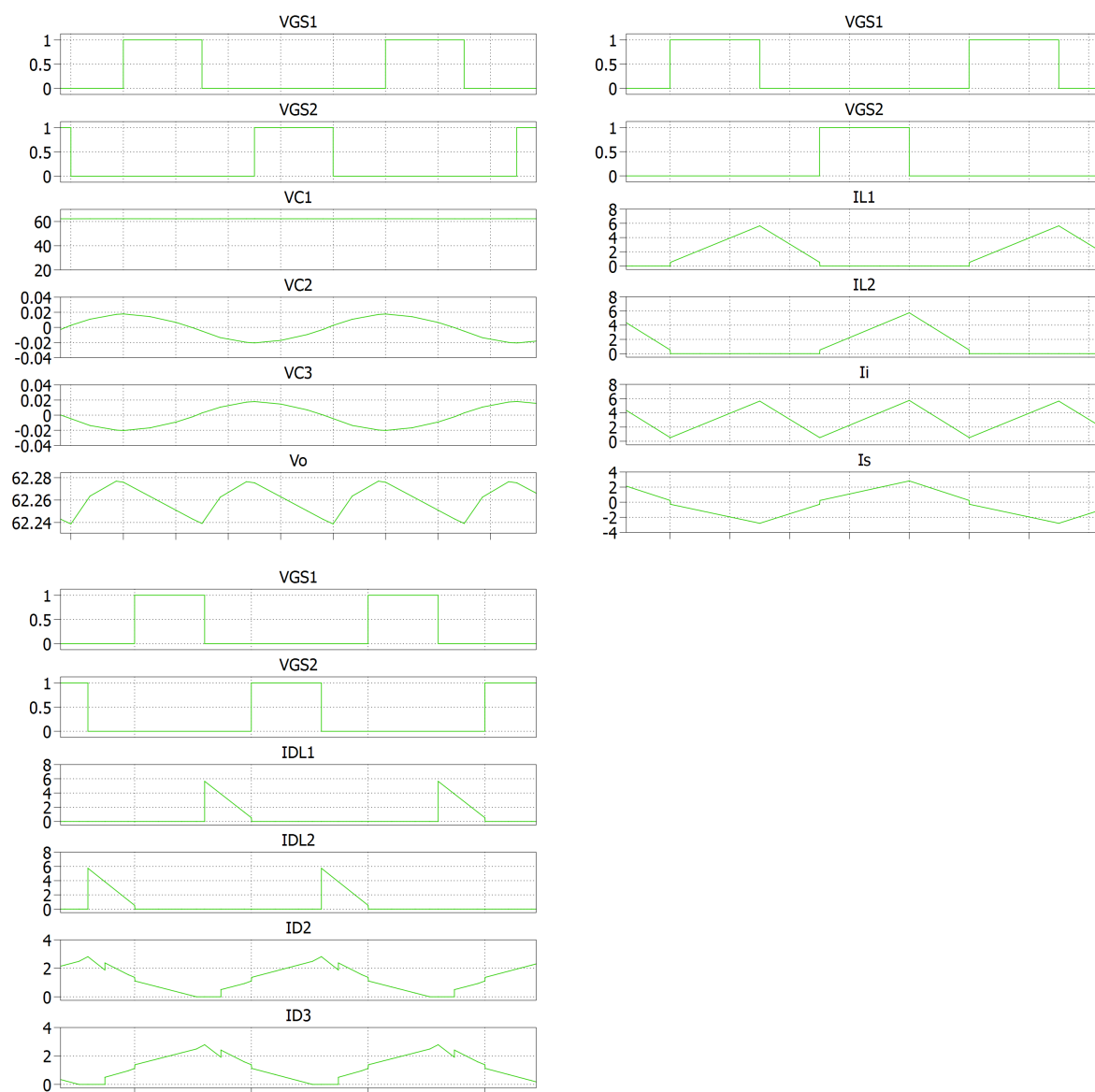
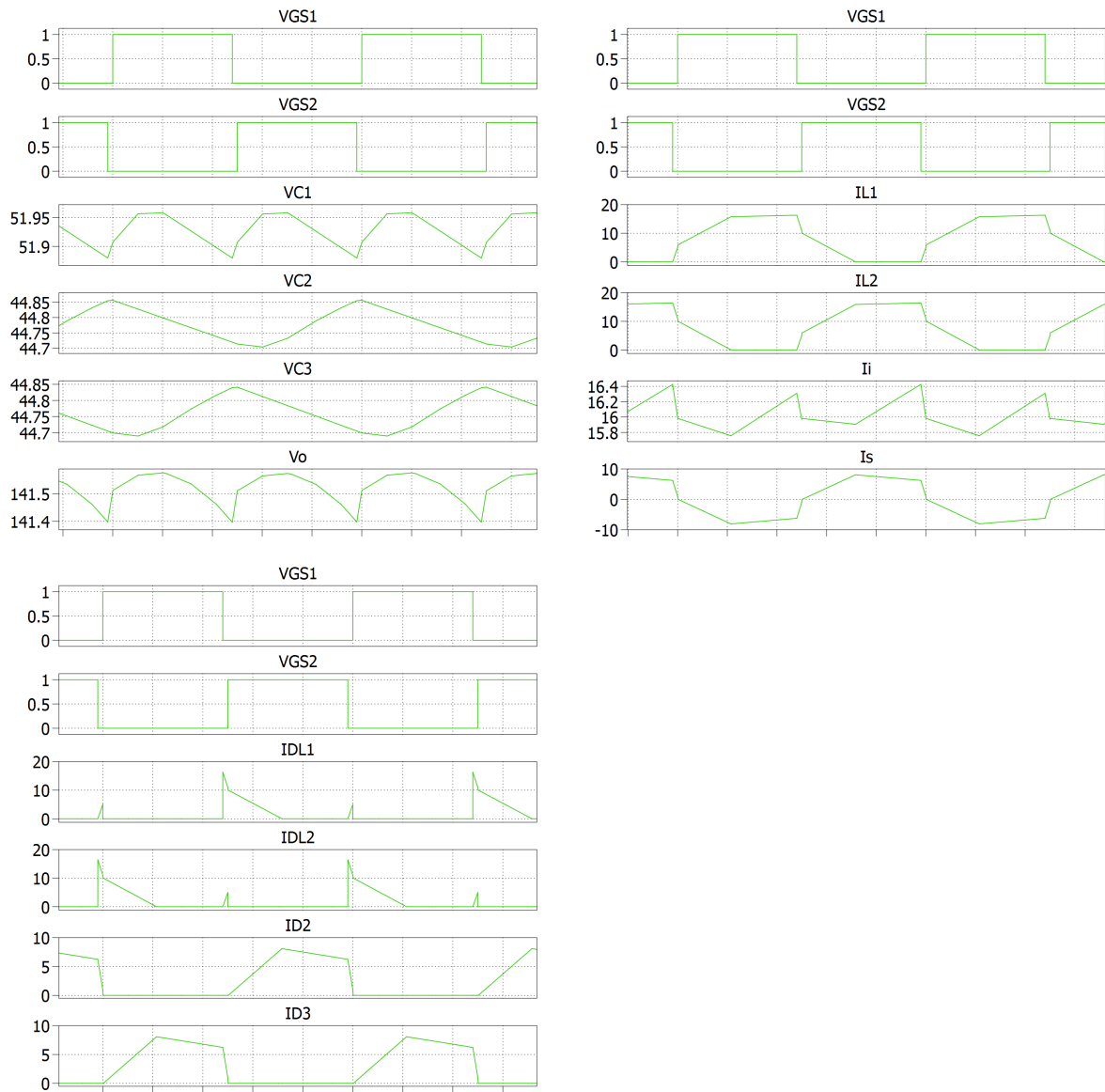


Figura 2.15: Forme d'onda a regime:  $D = 0.3$ .



**Figura 2.16:** Forme d'onda a regime:  $D = 0.48$ .

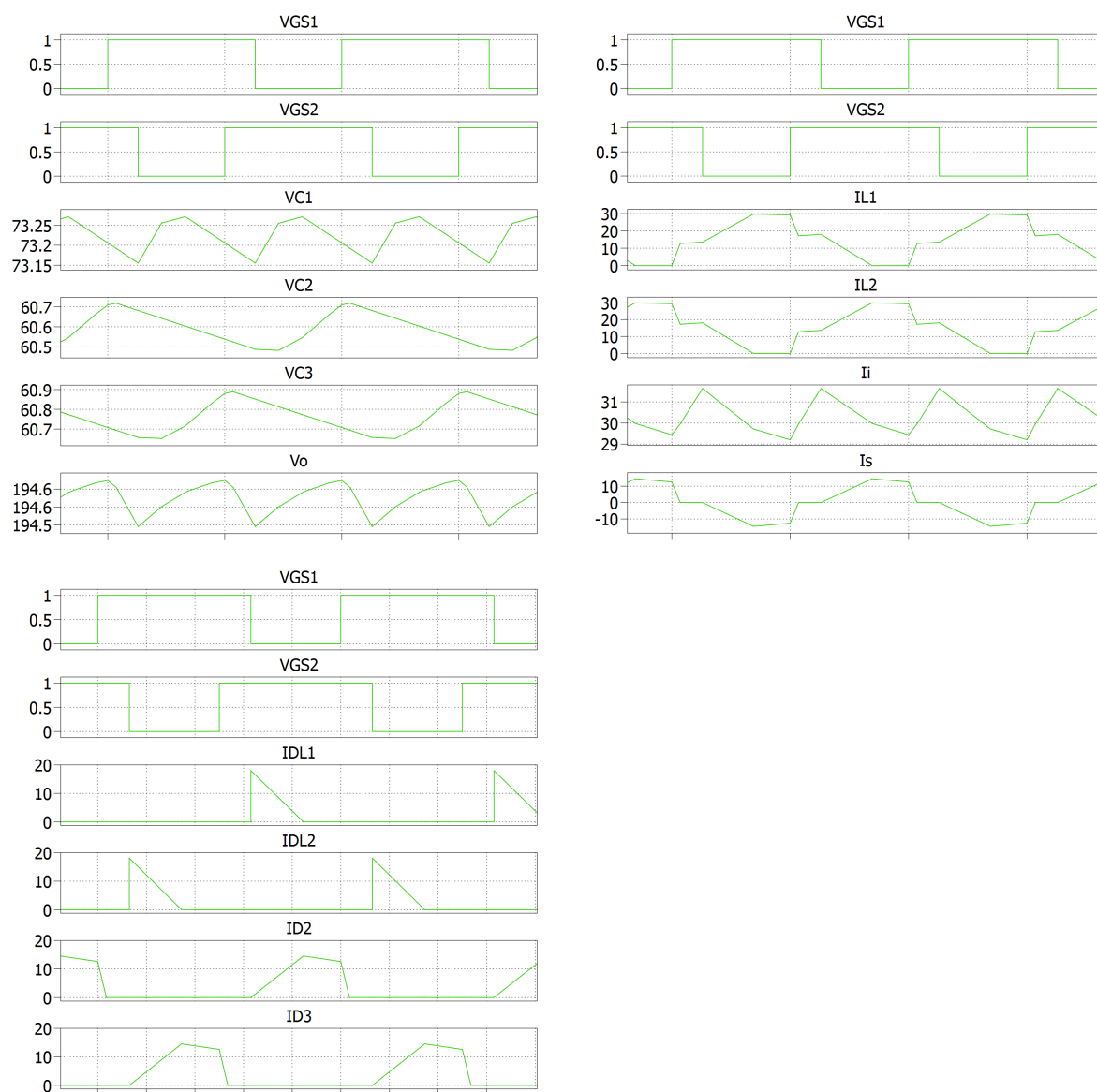
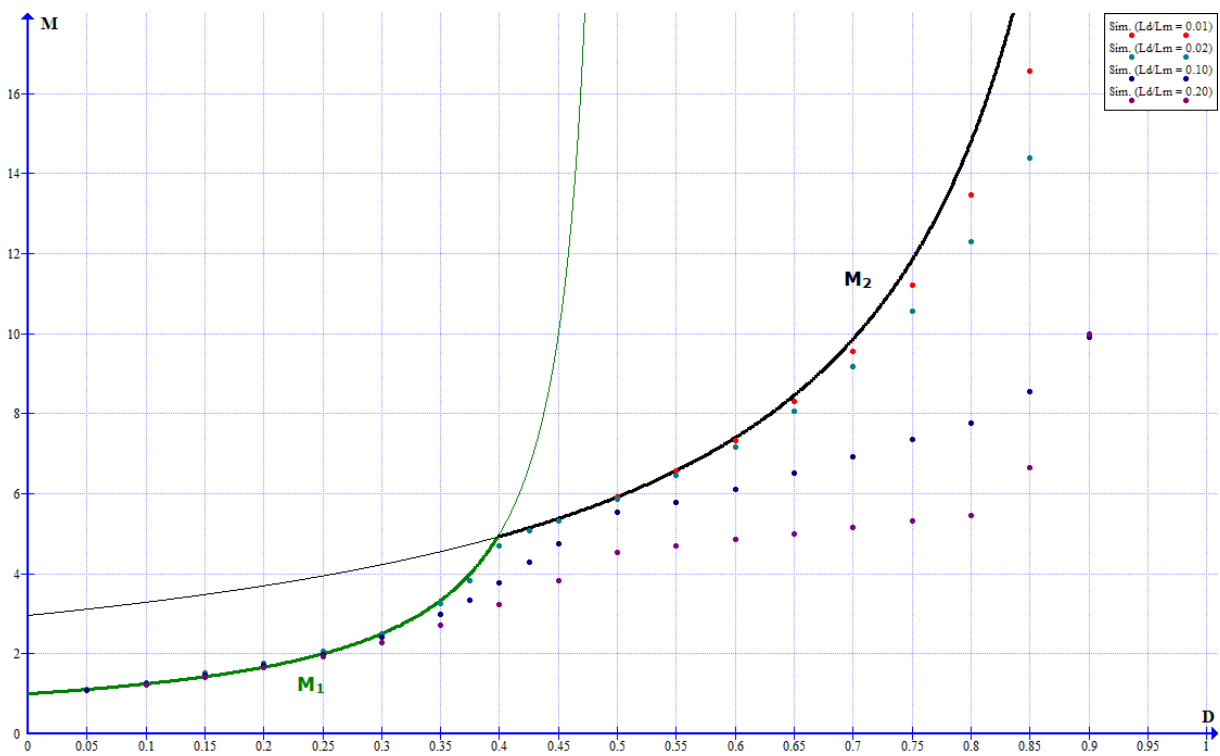


Figura 2.17: Forme d'onda a regime:  $D = 0.63$ .



**Figura 2.18:** Valori del rapporto di conversione ottenuti tramite simulazione, per diversi valori di  $\lambda = \frac{L_d}{L_m}$ . Sono riportati, per confronto, la curva di tipo *boost a doppio interruttore* (in verde) e quella di tipo *boost a tensione triplicata* (in nero).

In questo capitolo viene descritta la realizzazione di un prototipo del convertitore analizzato nel capitolo 2. Vengono esposte le caratteristiche dei componenti impiegati, la struttura del circuito realizzato e la configurazione del banco di test. Sono infine riportati i dati ottenuti dalle misure sperimentali, un'analisi del rapporto di conversione e dell'efficienza.

### 3.1 Schema elettrico

Lo schema elettrico è riportato in figura 3.1 e differisce da quelli già riportati nei capitoli precedenti solamente per la presenza di un quarto condensatore, inserito in parallelo all'alimentazione di potenza allo scopo di filtrare la tensione di ingresso, e di due sensori di corrente inserite in serie ai due mutui induttori.

### 3.2 Componenti utilizzati

#### Componenti attivi

Si dispone di componenti di potenza con package SOT-227, noto anche come ISOTOP, particolarmente adatto ad una agevole realizzazione del prototipo per la presenza di connessioni con morsetti a vite (si veda il successivo paragrafo “Descrizione del prototipo”). Gli interruttori utilizzati sono due MOSFET di potenza di tipo a canale N ad arricchimento, sigla APT50M50JVFR, prodotti da *Advanced Power Technology*. Essi sono capaci di portare una corrente continua massima di  $77A$  e di sostenere una tensione inversa di  $500V$ : sono pertanto più che adatti a sostenere le grandezze in gioco nel circuito. La resistenza offerta alla conduzione è indicativamente pari a  $50m\Omega$  a  $25^{\circ}C$  ed aumenta con

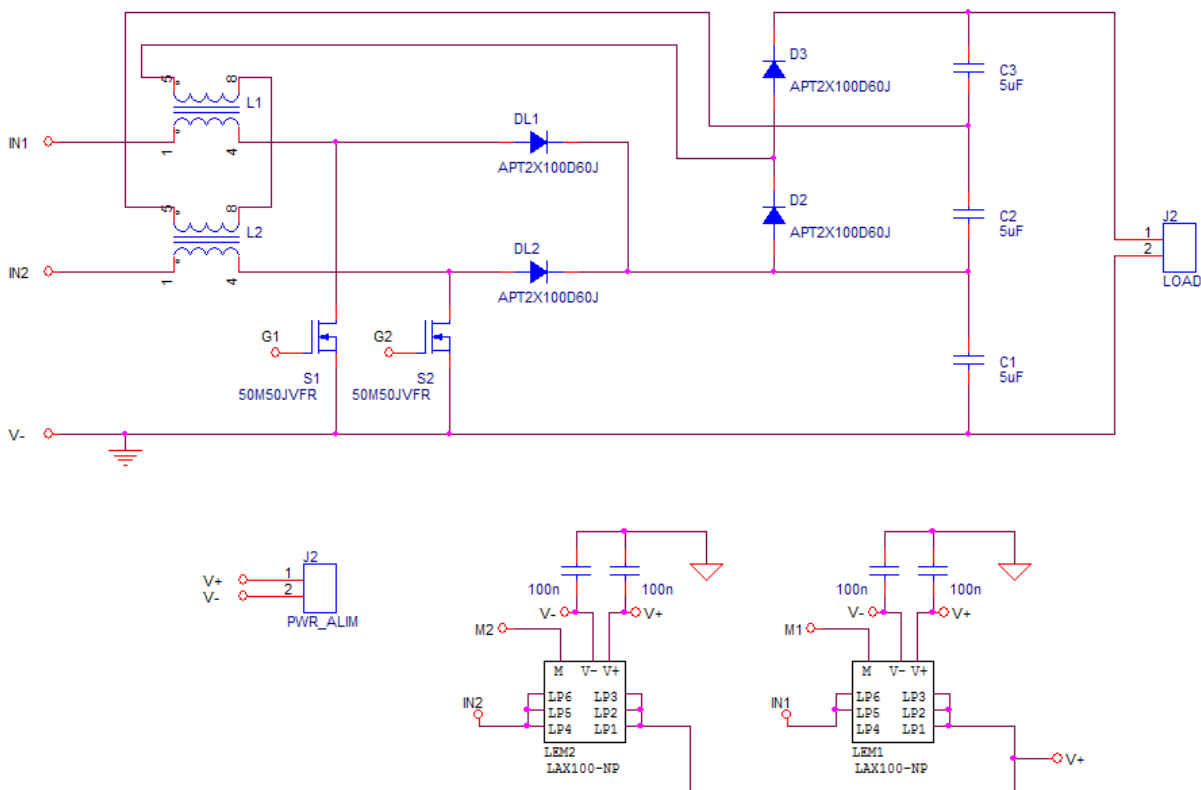


Figura 3.1: Schema elettrico del prototipo realizzato.

la temperatura fino ad un  $+75\%$  a  $100^{\circ}\text{C}$ .

I diodi, sigla APT2X100D60J ed anch'essi prodotti da *Advanced Power Technology*, possono sostenere correnti di  $100\text{A}$  e tensioni inverse di  $600\text{V}$ . In questa particolare soluzione sono incorporati nello stesso package due diodi in antiparallelo. Riferendosi al datasheet[4], è possibile stimare una caduta in conduzione di circa  $0.5\text{V}$ .

### Driver e modulatore PWM

Il pilotaggio degli interruttori è affidato a due circuiti basati sull'integrato UCC37322, un driver di tipo non invertente in grado di erogare fino a  $9\text{A}$  di picco. Ciascun circuito contiene inoltre alcuni condensatori, i quali hanno il compito di fornire energia al driver durante il picco di commutazione di accensione, ed un resistore di pull-down da  $10\text{k}\Omega$  connesso al pin di ingresso per garantire che l'interruttore rimanga spento in assenza di segnale di ingresso.

Il controller PWM impiegato è costituito da due circuiti separati ed idealmente simmetrici, uno per ciascun interruttore, entrambi basati sull'integrato UC3823A. Esso implementa un pilotaggio a controllo diretto del duty-cycle (a catena aperta). Il sistema riceve in ingresso (COAX1) un segnale ad onda quadra avente le seguenti caratteristiche:

- $V_{pp}$ :  $5\text{V}$ ;

- Offset:  $2.5V$ ;
- Duty-cycle:  $50\%$ ;
- Frequenza:  $30 \div 200kHz$  e pari a  $2f_s$ ;

Questo, tramite il flip-flop U1A, viene separato in due segnali di sincronismo in opposizione di fase aventi frequenza dimezzata, i quali forniscono il segnale di clock a ciascuno dei due integrati di controllo. Un potenziometro principale (POT1) consente di modificare il duty-cycle dei segnali di uscita generati, mentre altri quattro trimmer permettono di regolare l'ampiezza di ciascuna delle due rampe di modulazione (TR1, TR4) e di variare il limite minimo e massimo di duty-cycle ottenibile (TR2, TR3). Il modulatore è tarato per generare un segnale avente  $D \in [0.05 - 0.85]$ .

La configurazione corrente prevede l'implementazione di un sistema di soft-start di 20ms ed una limitazione della corrente massima negli induttori, ad un valore di 70A (quest'ultima funzionalità non viene sfruttata nel caso in esame).

Piccole differenze nei valori dei componenti impiegati causano un leggero sbilanciamento tra i valori di duty-cycle di uscita generati dai due rami del modulatore: se da un lato non ci si aspetta che questo fatto stravolga il comportamento del convertitore, è probabile che esso comporti una lieve dissimmetria nelle forme d'onda sperimentali e nelle grandezze misurate.

Uno schema del circuito modulatore PWM è riportato in figura 3.2.

## Condensatori

I condensatori impiegati sono del tipo MKP a film plastico, con tensione massima sostenibile pari a  $250V$ . Si presume che questo valore sia sufficiente: infatti, si punta ad una tensione nominale massima di uscita pari a  $200V$ , ripartita però sui tre condensatori C1, C2 e C3. Tale ripartizione è teoricamente equa e pari al  $33\%$ , nel caso ideale in cui l'induttanza di dispersione dei due mutui induttori di ingresso sia tendente a zero. Se tale induttanza raggiunge valori rilevanti, allora il meccanismo di recupero dell'energia di dispersione crea un'abbondanza di tensione sul condensatore principale C1 rispetto al valore  $\frac{V_o}{3}$ . È quindi necessario, in fase di collaudo, tenere sotto controllo la tensione  $V_{C1}$ , la quale potrebbe raggiungere il valore  $V_o$ , specialmente nelle prove a potenza di uscita elevata. Ci si deve assicurare inoltre che durante il funzionamento non siano presenti sovratensioni impulsive prodotte dalle non idealità del circuito.

## Induttori

Ciascun induttore deve sostenere una corrente media nominale di 16A. I valori richiesti sono di  $30\mu H$  per l'induttanza di magnetizzazione, e di  $0.6\mu H$  come massimo valore di induttanza di dispersione, equivalente quindi ad un rapporto  $\lambda = L_d/L_m$  del  $2\%$ .

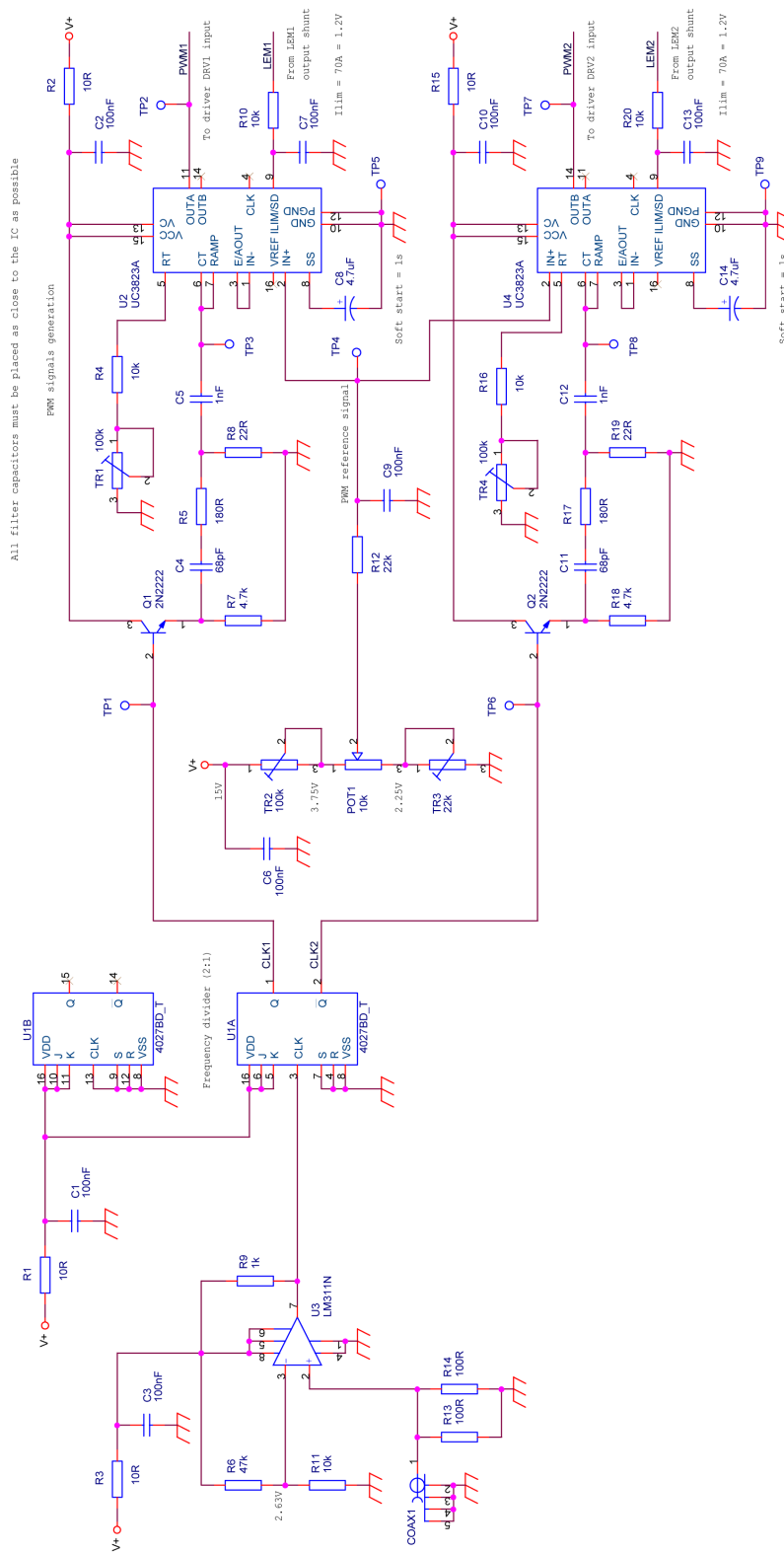


Figura 3.2: Schema della scheda di controllo a PWM, a due canali con duty-cycle variabile.

La costruzione degli induttori deve essere fatta in maniera da ridurre al minimo l'induttanza di dispersione. Infatti, se è vero che il convertitore implementa un meccanismo di recupero dell'energia dispersa, è altresì fondamentale notare come un elevato rapporto tra induttanza di dispersione e magnetizzante si traduca in una troppo debole induzione sugli avvolgimenti secondari, fatto che impedisce l'entrata in funzione della cella di moltiplicazione della tensione rendendola inutile.

Per la realizzazione degli induttori si utilizza un nucleo a "U", sigla *AMCC-16B*, prodotto da METGLAS in lega amorfa a base di ferro, configurato con un traferro in carta di circa 0.4mm. Sul nucleo vengono avvolte 7 spire di cavo elettrico in rame di sezione 1.5mm isolato. Si testano diverse configurazioni per i due avvolgimenti, al fine di ricercare una soluzione che minimizzi l'induttanza di dispersione. Inizialmente si dispongono i due avvolgimenti separati su ciascuna gamba del nucleo, ottenendo tuttavia bassi valori di induttanza magnetizzante rispetto a quelli previsti. In un secondo tentativo si avvolgono i due avvolgimenti attorno alla stessa gamba, affiancati l'uno all'altro. In questo caso il valore della magnetizzante è vicino a quello corretto, ma il rapporto  $\lambda$  risulta all'incirca del 10%. Si opta quindi per una terza soluzione, nella quale viene creato sulla stessa gamba del nucleo un avvolgimento bifilare, ovvero nel quale le spire di primario e secondario sono disposte in maniera intervallata, alla stessa distanza dal nucleo. Quest'ultima soluzione porta al risultato desiderato.

La tabella seguente riporta i valori finali misurati per i due mutui induttori.

	$L_{1p}$	$L_{1s}$	$L_{2p}$	$L_{2s}$
$L_m$ [ $\mu H$ ]	30.90	30.90	29.63	29.78
$L_d$ [ $\mu H$ ]	0.40	0.40	0.47	0.42
$\lambda$ [%]	1.3	1.3	1.6	1.4

Pertanto, si assumono i seguenti valori di induttanza di magnetizzazione e di dispersione a primario, calcolati come media dei valori nella tabella precedente:

	$L_1$	$L_2$
$L_m$	$30.90\mu H$	$29.71\mu H$
$L_d$	$0.40\mu H$	$0.45\mu H$
$\lambda$	1.3%	1.5%

### Sensori di corrente

Si dispone di una coppia di sensori di corrente *LEM* ad effetto Hall, sigla LAX100-NP, in grado di fornire indicazioni nell'intervallo 16–100A. Il limite inferiore tuttavia è piuttosto elevato, dal momento che alla potenza nominale di dimensionamento, la corrente media di ingresso risulta di 16A per fase: ci si aspetta pertanto una misura sufficientemente chiara solo nelle letture a potenza più elevata.

### 3.3 Descrizione del prototipo

I componenti attivi sono fissati su di un grosso dissipatore di calore in alluminio, comune a tutto il circuito. I collegamenti tra componenti attivi, ingresso e uscita sono realizzati per lo più con bandelle di rame di sezione elevata, fissate direttamente ai morsetti presenti nei package ISOTOP. Gli induttori sono connessi al circuito tramite filo di rame, anch'esso di sezione elevata. I condensatori di uscita sono saldati ad altre bandelle di rame e fissati nei punti opportuni del circuito.

Una soluzione realizzativa di questo tipo, rispetto a quella su basetta di rame, consente grande praticità e versatilità, nonché perdite ridotte nei collegamenti e un'ottima dissipazione del calore prodotto.

Un'immagine del prototipo è riportata in figura 3.3.

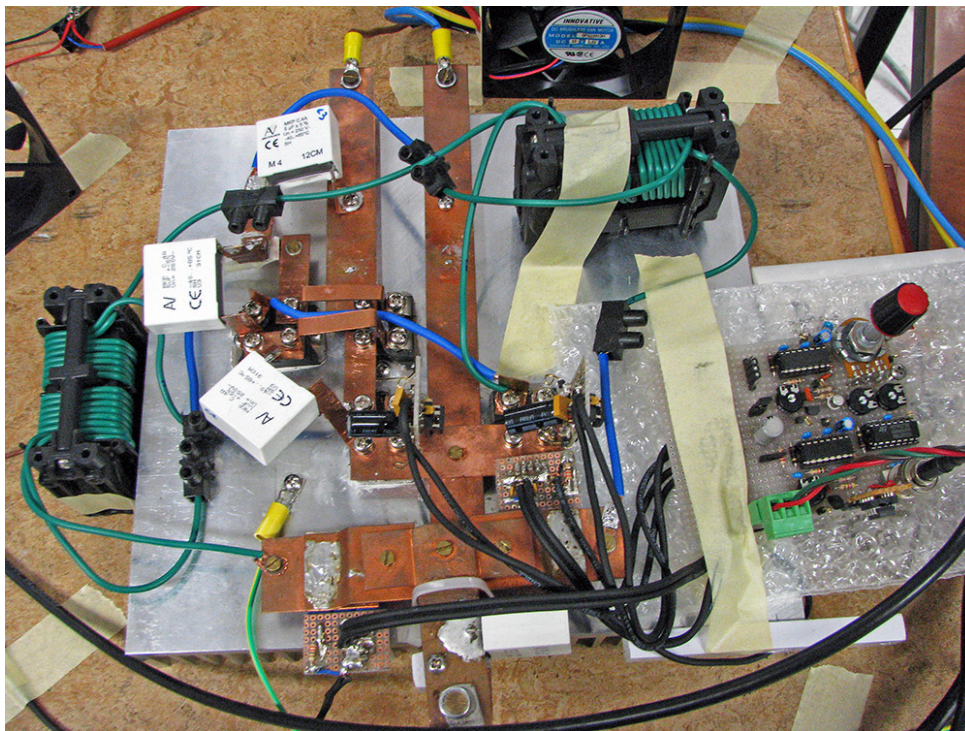


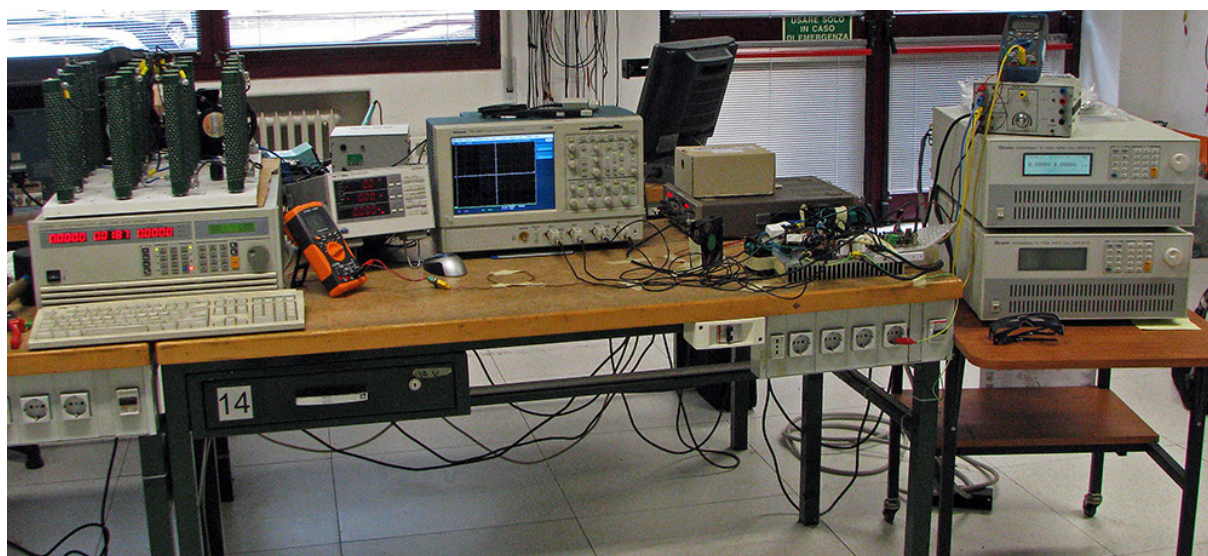
Figura 3.3: Prototipo realizzato in laboratorio.

### 3.4 Configurazione di test

Un'immagine completa del banco di test è riportata in figura 3.4. Gli strumenti a disposizione per le prove, da sinistra verso destra nella foto, sono i seguenti:

- carico attivo DC *Chroma*, con portate massime di 50A/500V/2kW;
- banco di resistori di potenza da 18 $\Omega$ /300W, configurati per un valore complessivo di 108 $\Omega$ , con sistema di ventilazione forzata;

- multimetro digitale *Agilent U1241B* con sensore a termocoppia;
- wattmetro digitale trifase *Yokogawa WT130*;
- oscilloscopio digitale *Tektronix TDS 5054* a 4 canali, banda 500MHz, 5GS/s;
- generatore di funzioni *Hameg HM 8030-2*;
- multimetro digitale *Agilent U1241A*;
- alimentatore da laboratorio, tensioni duali 12/15V, 1A;
- alimentatore programmabile in corrente continua *Chroma 62050P-100-100*, portate massime 100V/100A/5kW, con ingresso trifase.



**Figura 3.4:** Banco di test.

All'ingresso del convertitore è connesso l'alimentatore programmabile, tramite due cavi di sezione elevata, il quale fornisce l'energia principale.

L'alimentazione della scheda di controllo a PWM e dei driver per i MOSFET è affidata al secondo alimentatore, il quale provvede anche ad alimentare due ventole di raffreddamento a 12V per il convertitore. Uno dei due multimetri è collegato in serie tra il secondo alimentatore e la scheda di controllo per fornire una lettura della corrente assorbita da tale parte di circuito.

Il secondo multimetro, con l'aggiunta di una termocoppia, viene impiegato per monitorare la temperatura del mutuo induttore 1 e tenere in questo modo sotto controllo il surriscaldamento dei componenti magnetici.

All'uscita del convertitore è connesso il carico attivo DC, programmato in modalità corrente continua di valore variabile. In parallelo al carico attivo viene posto il banco di resistori il quale, oltre a contribuire alla dissipazione di una parte della potenza erogata, fornisce anche un carico di "zavorra", utile nel caso in cui il carico attivo entri per qualche motivo in modalità protezione, sganciandosi dal convertitore. Va infatti ricordato che le

topologie di tipo *boost*, hanno la caratteristica di produrre una tensione di uscita divergente in caso di controllo ad anello aperto e mancanza di carico.

Infine, il wattmetro digitale è collegato al carico tramite un collegamento in parallelo per la misura di tensione ed uno in serie per la misura di corrente.

### 3.5 Verifica iniziale del funzionamento

Come verifica preliminare, si procede ad interruptori spenti inserendo l'alimentazione di potenza impostata per una tensione di 0V. Si aumenta gradualmente tale tensione, unitamente alla limitazione di corrente, verificando che l'assorbimento sia all'incirca quello previsto. In questo modo si vuole scongiurare l'eventualità che siano presenti percorsi di cortocircuito o altre anomalie.

Raggiunta la tensione di alimentazione nominale prevista per le successive prove, 25V, si misura con un multimetro la tensione raggiunta dai condensatori di uscita, sempre mantenendo il sistema di controllo disattivato. Il sistema si comporta come previsto: esso raggiunge un punto di equilibrio in cui la tensione di uscita vale circa 23.5V, il che suggerisce una caduta di tensione su ciascun diodo di 0.5V. In questo stato infatti, si ha una maglia di tensione comprendente l'ingresso, il carico e la serie dei tre diodi D1-D2-D3. È possibile verificare ciò tramite l'utilizzo del multimetro, rilevando in particolare una tensione di 24.5V sul condensatore principale C1, ed una tensione di circa -0.5V sui condensatori ausiliari C2 e C3, i quali risultano connessi in parallelo ai diodi D2 e D3 e ne copiano quindi la caduta di tensione tra anodo e catodo.

Nella fase successiva, l'alimentazione di potenza viene disattivata e viene acceso il sistema di controllo. Lo scopo è quello di seguire il percorso dei segnali di controllo dal modulatore PWM fino ai gate dei MOSFET, verificando che questi ultimi vengano pilotati correttamente in tutto il range di duty-cycle utile ( $\simeq 5-85\%$ ).

È finalmente possibile procedere all'accensione del convertitore. Come prima prova si procede con il carico attivo spento: in questo modo, l'uscita è costituita dal solo banco di resistori di potenza da  $108\Omega$ , e pertanto si opera ad una potenza di uscita pari a circa la metà di quella nominale. I parametri da mantenere sotto controllo durante la prova sono i seguenti:

- tensione di uscita, la quale deve sempre rispecchiare il rapporto di conversione previsto (lo stesso vale per corrente e potenza di uscita);
- corrente erogata dall'alimentatore di potenza, variandone opportunamente la limitazione<sup>1</sup> all'aumentare del duty-cycle.
- corrente assorbita dal circuito di controllo, la quale deve rimanere su valori ragionevolmente bassi ( $< 300\text{mA}$ );

---

<sup>1</sup>al raggiungimento della corrente di ingresso prestabilita, l'alimentatore programmabile risponde riducendo la tensione fornita.

- differenza tra potenza di ingresso e potenza di uscita, pari alle perdite del convertitore e proporzionale alla quantità di calore che i componenti si trovano costretti a smaltire;
- tensione sui componenti attivi, in particolare sugli interruttori.

Riguardo all'ultimo punto, non sono previsti problemi particolari, dal momento che i MOSFET impiegati sono dimensionati per tensioni ben superiori a quelle attese. Se ne rende ugualmente necessaria la verifica, misurando la tensione drain-source tramite l'oscilloscopio, per valutare l'entità della sovraelongazione di spegnimento prodotta dall'induttanza complessiva vista dal drain di ciascun dispositivo. A destare preoccupazione è soprattutto il picco di tensione che raggiunge il condensatore C1. Va infatti ricordato che:

- per valori di D inferiori a circa 0.4, il condensatore C1 sostiene tutta la tensione di uscita;
- allo spegnimento di uno switch, la tensione sul dispositivo attivo è identica a quella su C1;
- se S1 ed S2 sono dimensionati per tensioni di 500V, C1 può sostenere un massimo di 250V.

Dopo aver provato che il prototipo segue il funzionamento previsto, ed in condizioni di sicurezza per i componenti, è possibile procedere allo studio con le grandezze di uscita nominali.

## 3.6 Prove alla potenza di uscita nominale

In questa sezione si riportano i risultati ottenuti dalle misurazioni effettuate sul prototipo operante in condizioni nominali. Si illustrano i dati raccolti in merito a sollecitazioni di tensione su componenti attivi e condensatori di uscita, correnti nei due rami di ingresso, rapporto di conversione, efficienza.

Le seguenti specifiche riassumono il punto di lavoro desiderato:

- tensione di ingresso: 25V
- corrente di ingresso: 32A
- tensione di uscita: 200V
- corrente di uscita: 4A
- potenza di uscita: 800W

### 3.6.1 Funzionamento della cella moltiplicatrice

Si vuole verificare che, al superamento di un certo valore di duty-cycle, la cella moltiplicatrice di tensione entri in funzione: dall'analisi teorica si è previsto un valore critico pari

a circa  $D \simeq 0.4$ .

Si utilizza l'oscilloscopio, connettendo una sonda nel punto di collegamento tra C1 e C2 e configurando lo strumento per una misura diretta ed una differenziale, in modo da visualizzare sullo schermo i valori di tensione  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ <sup>2</sup>. Si procede quindi ad uno sweep del valore di duty-cycle, dal 5% fino a circa il 70%.

All'inizio, per bassi valori di D, si ottiene effettivamente una tensione  $V_{C1}$  pari a quella di uscita ed una tensione  $V_{C2}$  nulla. Si osserva che, al raggiungimento di un valore di D pari a circa 0.36, la tensione  $V_{C1}$  si distacca dal valore di uscita e comincia a diminuire. Contemporaneamente, la tensione  $V_{C2}$  cresce compensando la diminuzione di  $V_{C1}$ : la  $V_o$  continua pertanto ad aumentare. Nell'intervallo di duty-cycle  $0.36 \div 0.4$  si osserva una zona "transitoria" in cui lo squilibrio tra le tensioni sui condensatori rimane elevato ma la tensione su C2 è diversa da zero. Superato il valore 0.4 circa, le tensioni suddette si assestano su valori che sono rispettivamente pari a  $0.38V_o$  e  $0.31V_o$  circa.

Il risultato ottenuto è qualitativamente in linea con quanto ricavato nell'analisi teorica. Questa corrispondenza tra teoria e pratica è subordinata al fatto di avere due mutui induttori a bassa induttanza di dispersione: in mancanza di questo requisito, si ottiene di fatto un convertitore boost tradizionale, in particolar modo quando si opera con un'elevata corrente di uscita. Questo secondo scenario è stato osservato sostituendo i due mutui induttori con altri due dispositivi aventi un rapporto  $L_d/L_m$  pari a circa il 10%. Le sovratensioni sugli interruttori non hanno permesso di raggiungere in sicurezza il valore di  $V_o$  desiderato alla piena potenza, situazione nella quale si avrebbe avuto una  $V_{C1}$  pari a 200V più la tensione del picco di spegnimento degli switch.

L'effettivo andamento della tensione di uscita sarà analizzato successivamente, nell'ambito della misura del rapporto di conversione.

La tabella seguente riporta alcuni dati, a supportare quanto descritto finora.

D	$V_o$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{C1}/V_o$	$V_{C2}/V_o$
0.30	76.9	77.2	-0.2	100%	0%
0.35	116.4	52.6	31.9	45.2%	27.4%
0.40	132.5	50.6	41.0	38.2%	30.9%
0.45	147.0	55.9	45.6	38.0%	31.0%
0.50	164.0	61.6	51.2	37.3%	31.2%
0.55	187.7	73.6	57.1	39.2%	30.4%
0.65	203.3	76.3	63.5	37.5%	31.2%

Nella prima riga si può notare una tensione  $V_{C1}$  addirittura superiore a quella di uscita: ciò è dovuto alla caduta di tensione sui diodi della cella, i quali sono comunque in conduzione.

<sup>2</sup>o alternativamente  $V_{C3}$ , la quale si ricorda essere uguale a  $V_{C2}$ .

### 3.6.2 Tensioni su interruttori e diodi

Data la struttura e il funzionamento simmetrico del convertitore, ci si aspetta che le forme d'onda di tensione siano altrettanto simmetriche. Osservando sia le tensioni sugli interruttori che quelle sui diodi, si possono facilmente notare alcune lievi differenze. Ciò si presume sia dovuto a tre fattori:

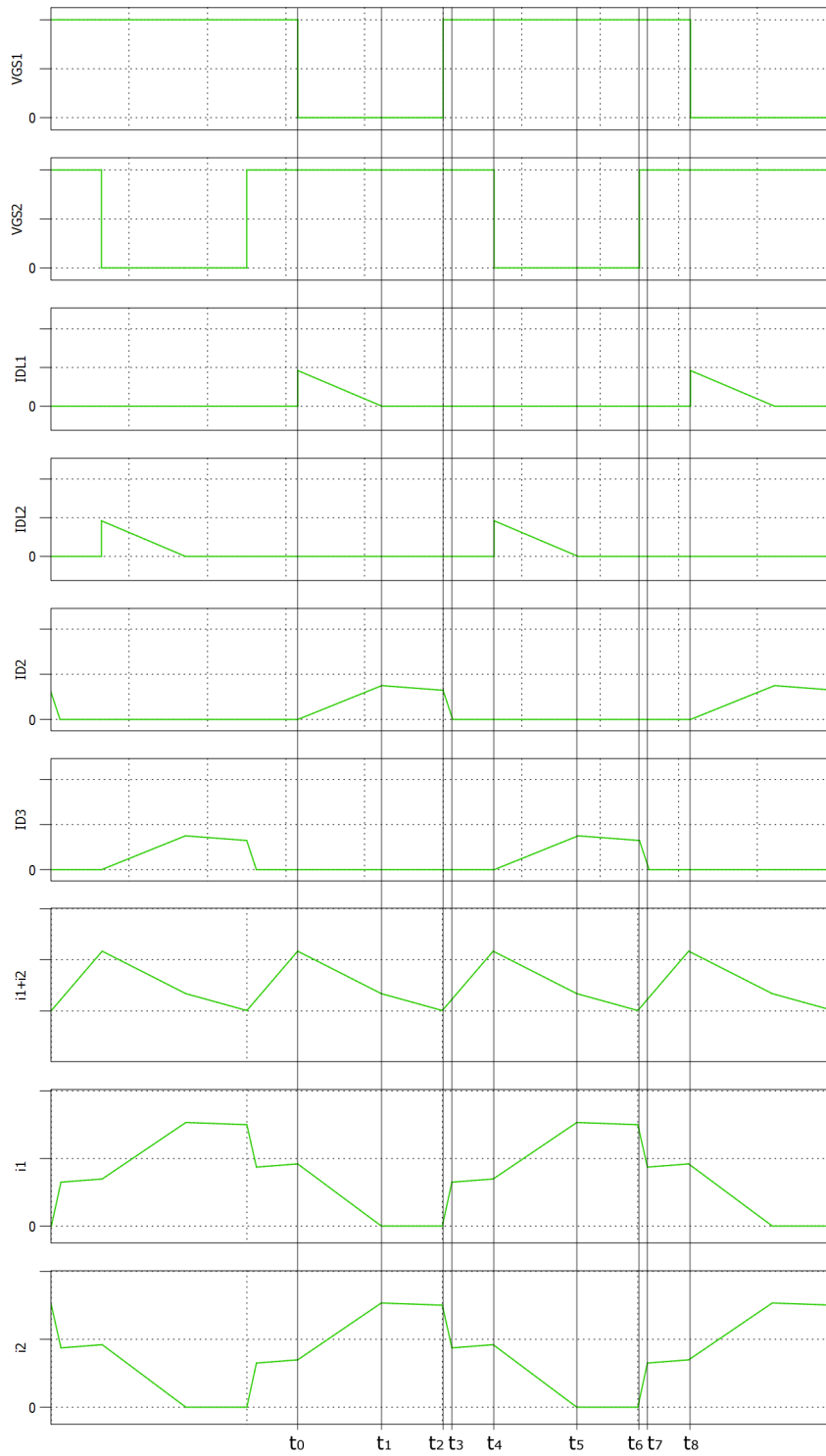
- layout, ovvero inevitabili differenze tra le lunghezze dei collegamenti tra i componenti dei due rami del convertitore, e quindi piccole differenze tra gli elementi parassiti; particolarmente rilevante la differenza di lunghezza dei collegamenti tra drain di  $S_i$  e anodo di  $DLi$  che per il ramo 2 è circa doppia e realizzata non con bandella di rame ma con cavo elettrico;
- dissimmetria nei valori delle induttanze magnetizzante e dispersa a primario dei mutui induttori: essi infatti non sono perfettamente identici;
- differenza nei valori di duty-cycle, la quale è causa di una diversa durata di ciascuna fase in un ramo rispetto all'altro.

Per comodità di confronto si riportano in figura 3.5 le forme d'onda teoriche relative al funzionamento con  $D > 0.5$ . Nelle forme d'onda sperimentali riportate in questa sezione, la scala dei tempi fa riferimento ad un istante zero corrispondente al punto  $t_0$  delle forme d'onda teoriche, in modo da agevolarne il confronto. La scala orizzontale è impostata su  $2\mu V/div$  e contiene 10 divisioni, pertanto 5 divisioni equivalgono a  $10\mu s$  ovvero ad un periodo di commutazione.

#### Interruttori

La figura 3.6 riporta la visualizzazione delle tensioni drain-source di entrambi i MOSFET, assieme alle rispettive tensioni di gate. Si possono distinguere chiaramente le fasi di accensione/spegnimento. Nella fase di spegnimento, si ha un comportamento oscillatorio molto marcato, con una pesante sovraelongazione di valore quasi pari al doppio della tensione prevista in interdizione. Una misura del valore di picco fornisce 134V (figura 3.7). Questo fatto trova la sua causa nella presenza di elementi parassiti nei componenti, i quali causano una risonanza che inizia nell'istante di apertura dell'interruttore, in cui la tensione non risulta più vincolata alla massa.

Si faccia ora riferimento alla fase in cui S1 è spento. A circa 3/4 della durata di tale fase si ha un diverso comportamento della tensione, con l'inizio di un diverso tipo di oscillazione, meno ampia ed a più bassa frequenza: si tratta del punto in cui il diodo DL1 entra in interdizione, ovvero dell'istante in cui si passa dalla fase  $1a$  alla  $1b$ . In questa seconda fase, la tensione oggetto della misura è flottante, in quanto non vincolata né al potenziale di massa né a quello del condensatore C1.



**Figura 3.5:** Forme d'onda teoriche per  $D > 0.5$ .

Grazie alla presenza di questo secondo comportamento oscillatorio è possibile misurare la durata della fase 1a, ovvero del tempo  $t_{DL1}$  in cui DL1 conduce:

D [%]	$t_{DL1-S1}$ [ $\mu s$ ]	$t_{DL1-S2}$ [ $\mu s$ ]	$V_o$
66.5	2.58	2.28	200.8

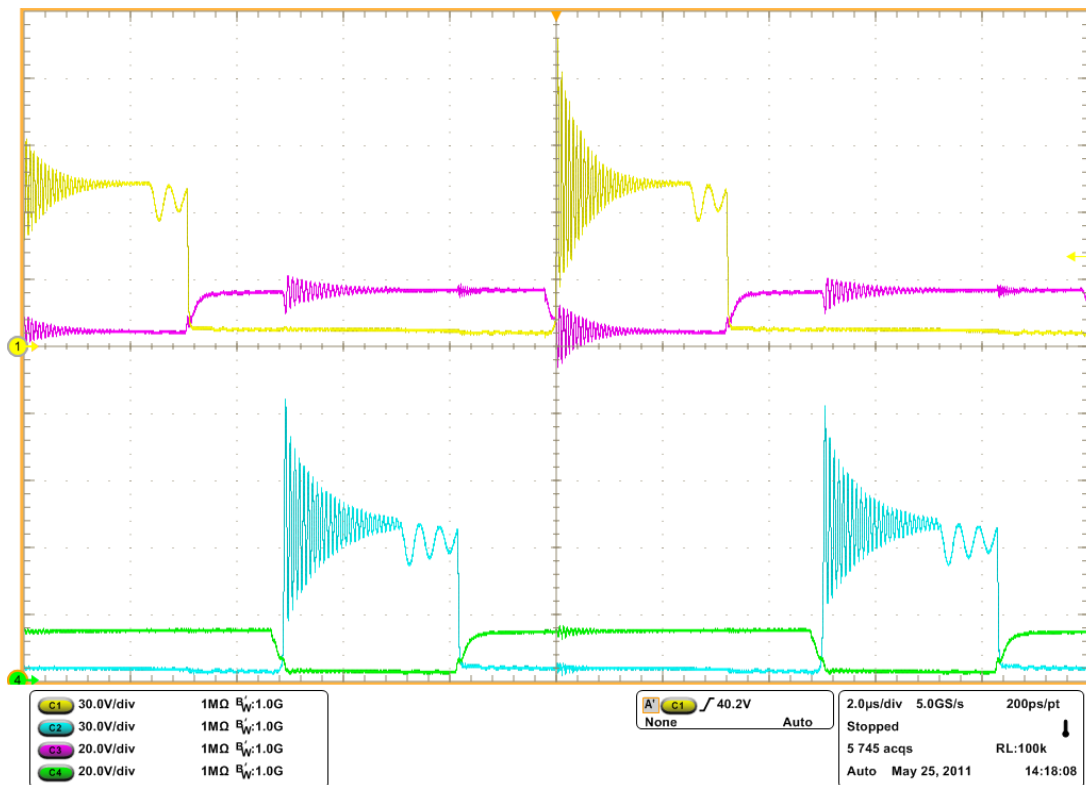
Si assuma come valore effettivo di  $t_{DL1}$  la media dei valori misurati per i due rami:

$$t_{DL1} = \frac{t_{DL1-S1} + t_{DL1-S2}}{2} = 2.43 \mu s \quad \Rightarrow \quad D_1 = \frac{t_{DL1}}{T_s} = 0.243$$

Da questo valore si ricava un rapporto di conversione teorico pari a

$$M = \frac{2}{D_1} = 8.23$$

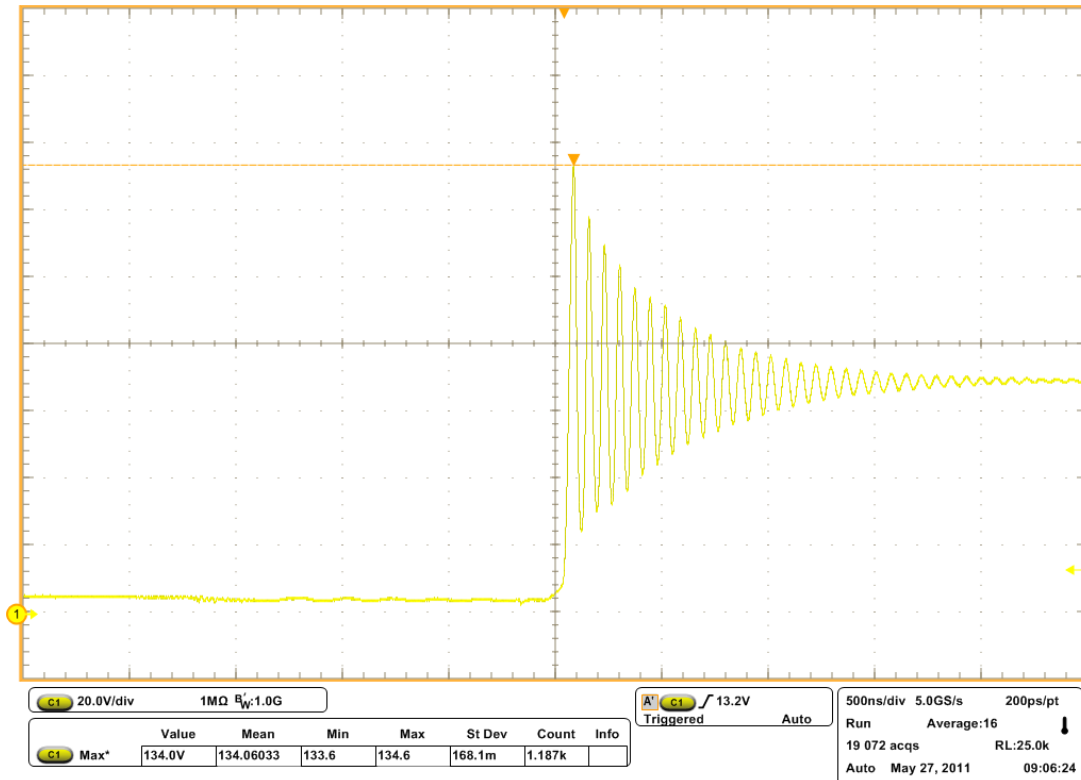
al quale corrisponde una  $V_o$  pari a 205.8V, di poco superiore a quella misurata.



**Figura 3.6:** Forme d'onda sperimentali: tensioni drain-source e tensioni di gate di S1 ed S2. CH1 (giallo): tensione drain-source di S1 (30V/div). CH3 (viola): tensione di gate di S1 (20V/div). CH2 (azzurro): tensione drain-source di S2 (30V/div). CH4 (verde): tensione di gate di S2 (20V/div).

### Diodi DL1 e DL2

La figura 3.8 riporta gli andamenti delle tensioni tra catodo e anodo dei diodi DL1 e DL2. La misura è stata effettuata collegando una sonda nel punto comune tra i due ed



**Figura 3.7:** Dettaglio della sovraelongazione di tensione sul MOSFET S1 (20V/div, 500ns/div).

eseguendo una misura differenziale con le tensioni drain-source dei MOSFET.

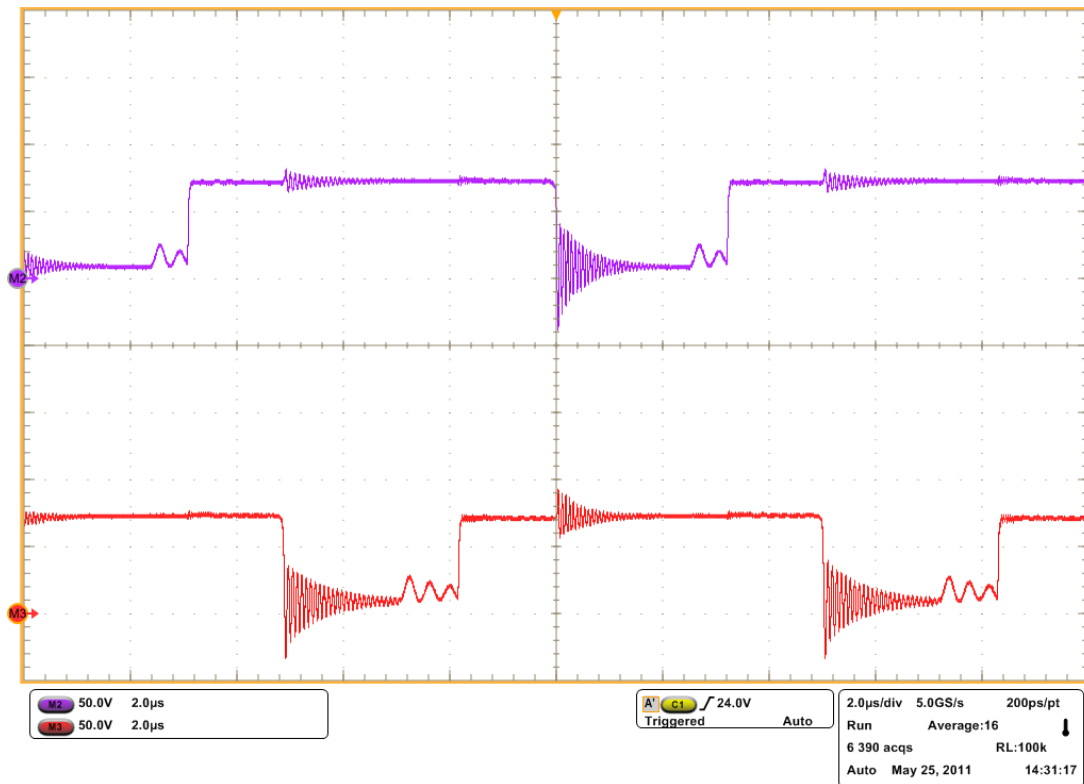
Valgono le stesse considerazioni appena esposte per gli interruttori. Si può osservare come la sovraelongazione di spegnimento presente su S1-S2 si traduca in un picco negativo della tensione sui diodi, in corrispondenza dell'accensione di questi. Si nota anche che tale disturbo, manifestandosi su uno dei due dispositivi viene avvertito anche dall'altro.

Da una misura di tensione catodo-anodo sul diodo DL1 (figura 3.9) si ricava un valore di 69.6V in interdizione ed un valore di picco in accensione di -40V.

### Diodi D2 e D3

La figura 3.10 riporta infine l'andamento delle tensioni sui diodi della cella moltiplicatrice, D2 e D3. La misura è stata effettuata inserendo due sonde ai catodi dei diodi ed una terza sonda al terminale positivo di C1, ed eseguendo quindi due misure differenziali.

Ci si aspetterebbe la presenza di sole due fasi acceso/spento. Si nota invece che ciascuna fase di spegnimento risulta divisa in tre parti. La zona centrale, in cui la tensione è stabile e pari al valore in interdizione, corrisponde alla situazione in cui uno solo degli interruttori è acceso, mentre l'altro è spento. Questa è preceduta e seguita da due intervalli caratterizzati da un comportamento oscillatorio: si tratta delle fasi in cui entrambi gli interruttori sono accesi, mentre entrambi i diodi della cella sono spenti. Si tratta di una condizione in cui il punto intermedio tra D2 e D3 non è vincolato ad alcun potenziale, ed



**Figura 3.8:** Forme d'onda sperimentali: tensioni catodo-anodo dei diodi DL1 e DL2. Canale M2 (viola): tensione su DL1 (50V/div). Canale M3 (rosso): tensione su DL2 (50V/div).

è pertanto libero di oscillare.

### 3.6.3 Tensione su condensatori e carico

Le figure 3.11 e 3.12 riportano le forme d'onda relative alla tensione sui condensatori C1 e C2 rispettivamente. Esse sono state ottenute utilizzando la modalità di accoppiamento DC per le sonde: riportano pertanto la sola componente di ripple. Sovrapposta ad essa vi sono, tuttavia, i disturbi di commutazione dei due interruttori, che appaiono estremamente marcati a causa della scala verticale utilizzata. Utilizzando i cursori è possibile stimare un'ampiezza del ripple su C1 in circa 3.7V, corrispondenti ad un 2% circa della tensione totale di uscita, oppure ad un 5% della sola tensione sul condensatore in esame.

Per quanto riguarda C2, si può notare come i disturbi relativi alle commutazioni abbiano un contributo meno appariscente. Questo deriva probabilmente dal fatto che C2 non avverte direttamente la sovratensione/oscillazione presente sugli interruttori, a differenza di quanto accade per C1. In questo caso, il ripple è stimabile in circa 5V, corrispondente al 2.5% circa della piena tensione di uscita ed all'8% circa di quella su C2.

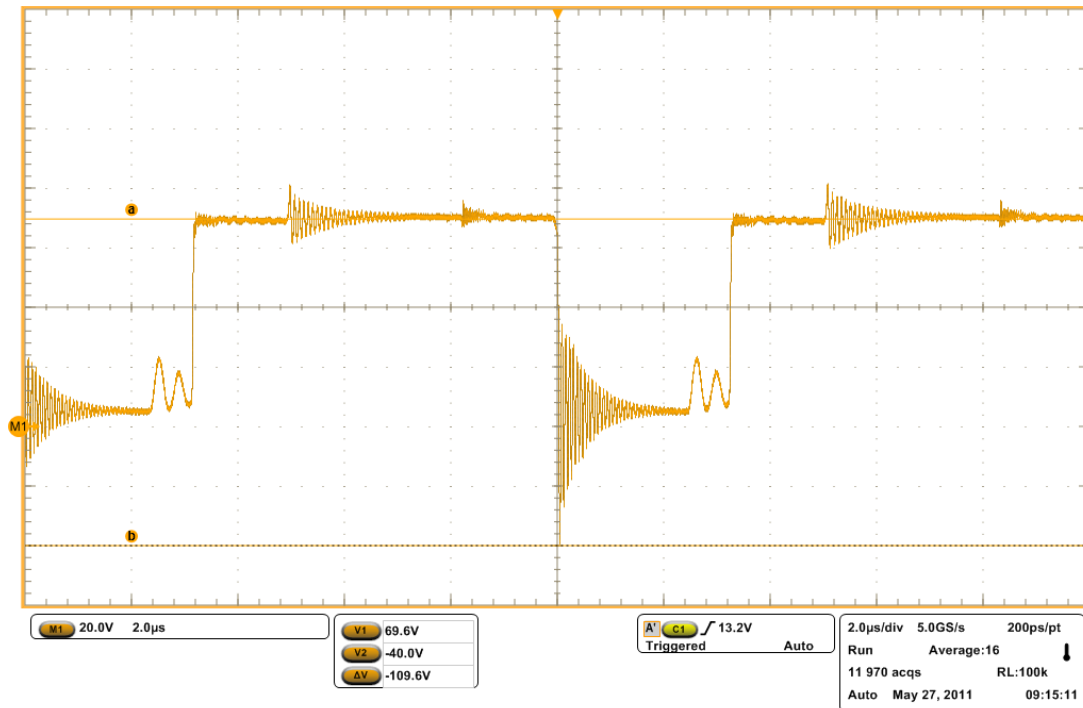


Figura 3.9: Misure di tensione sul diodo DL1: tensione catodo-anodo (20V/div, 2µs/div).

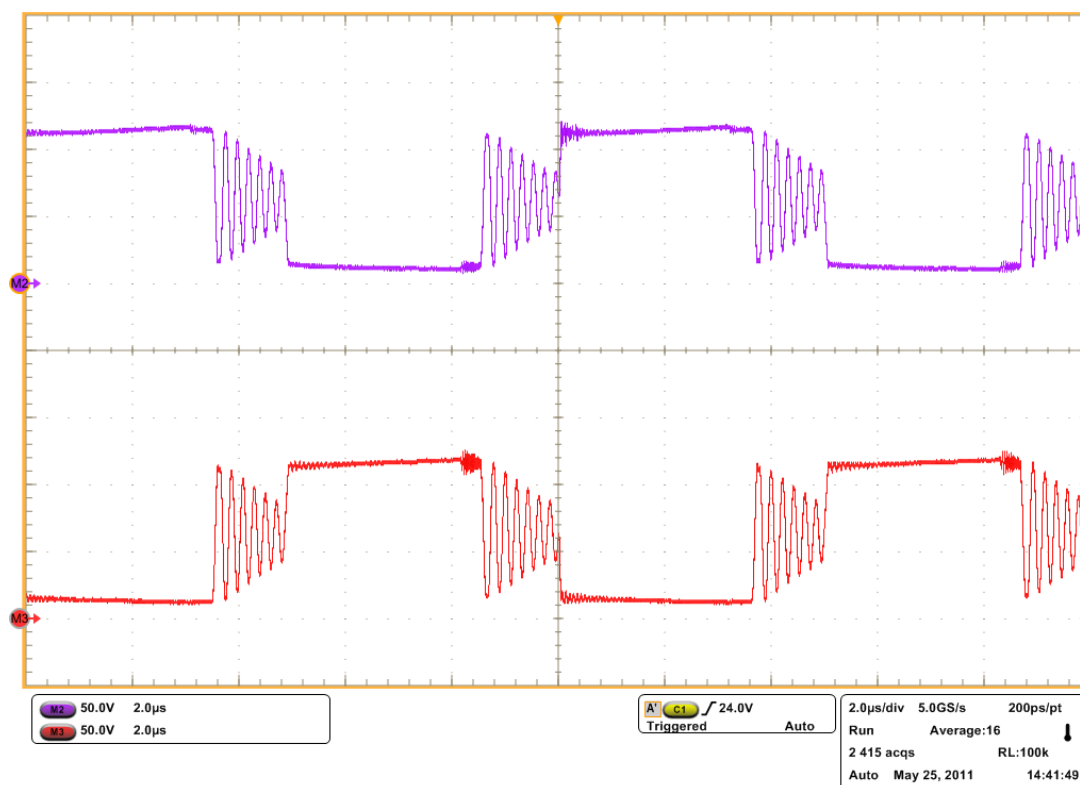
### 3.6.4 Correnti di ingresso

Le forme d'onda delle correnti di ingresso nei due rami sono riportate in figura 3.13. Esse appaiono molto disturbate, specialmente in corrispondenza delle commutazioni degli interruttori. Nella forma d'onda corrispondente al canale 1, relativo a  $I_{L1}$ , leggermente meno rumorosa rispetto all'altra, si può intravedere un andamento simile a quello teorico. Si nota in particolare l'annullamento della corrente cui corrisponde il passaggio dalla fase 1a alla 1b.

### 3.6.5 Verifica del rapporto di conversione

Per effettuare la misura del rapporto di conversione, si parte da un valore di duty-cycle minimo e lo si aumenta fino a raggiungere una tensione di uscita di 200V circa, rilevando di volta in volta sia D che  $V_o$ .

Il duty-cycle è stato misurato per entrambi gli interruttori contemporaneamente, assumendo poi un valore effettivo pari alla media dei due. Questo sempre allo scopo di aggirare il problema della differenza di larghezza tra i due impulsi di comando generati la quale, comunque, rimane sempre confinata entro mezzo punto percentuale.

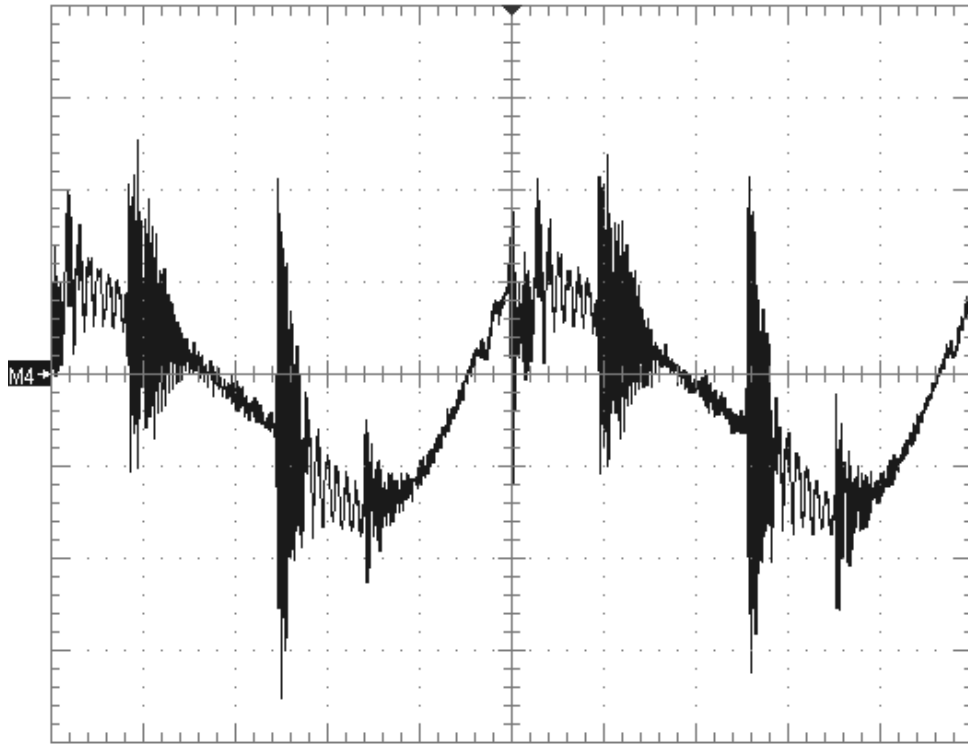


**Figura 3.10:** Forme d'onda sperimentali: tensioni catodo-anodo dei diodi D2 e D3. Canale M2 (viola): tensione su D3 (50V/div). Canale M3 (rosso): tensione su D2 (50V/div).

$D_1$ [%]	$D_2$ [%]	$D$ [%]	$V_o$ [V]	$M$
8.5	8.5	8.5	29	1.16
11.3	11.3	11.3	32	1.28
16.3	16.2	16.3	37	1.48
22.0	22.0	22.0	45	1.80
26.5	26.3	26.4	54	2.16
30.3	30.2	30.3	65	2.60
34.5	34.5	34.5	84	3.36
39.7	39.5	39.6	116	4.64
43.1	42.1	42.6	123	4.92
47.3	47.0	47.2	134	5.36
51.2	50.4	50.8	144	5.76
58.4	57.4	57.9	166	6.64
62.3	61.6	62.0	183	7.32
66.4	65.8	66.1	202	8.08

La figura 3.14 riporta i dati della tabella precedente in forma di grafico. La curva blu rappresenta un andamento teorico di tipo “boost a doppio interruttore” per  $D < 0.4$  e di





**Figura 3.12:** Ripple di tensione sul condensatore C2 (2V/div, 2μs/div).

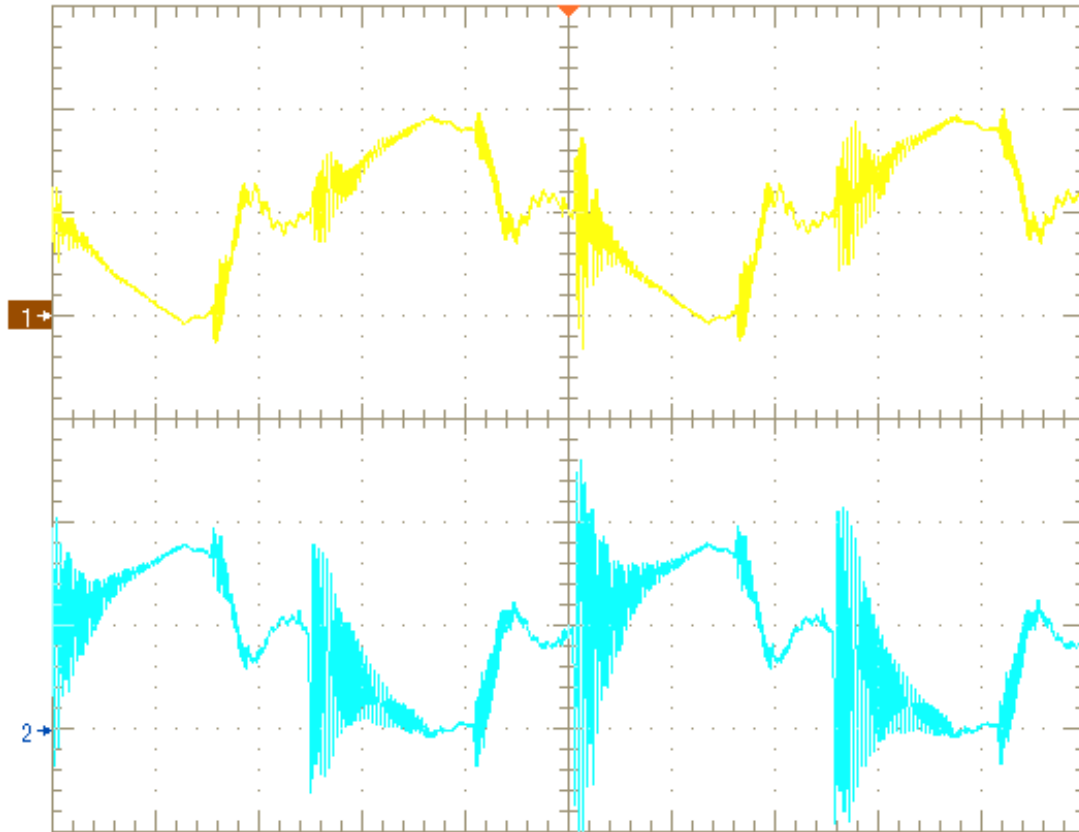
similmente ritenere che questa discrepanza sia ancora una volta dovuta alla presenza di induttanza di dispersione non nulla nei mutui induttori<sup>3</sup>. A supportare questa teoria vi sono anche i dati presentati alla fine del secondo capitolo, relativi alla misura del rapporto di conversione in simulazione. In fase di test del prototipo, si era inoltre realizzata una configurazione con mutui induttori ad elevata  $L_d$  (circa il 10%) la quale aveva mostrato come la tensione di uscita raggiunta a parità di duty-cycle fosse di molto inferiore a quella attesa, indipendentemente dall'entrata in funzione o meno della cella moltiplicatrice.

Tutto questo dimostra che la capacità del convertitore di raggiungere il suo scopo, ossia un guadagno di tensione elevato, dipende in maniera importante dalla qualità dei mutui induttori impiegati.

### 3.7 Efficienza

Per la misura dell'efficienza di conversione, si porta la tensione di uscita al valore nominale di circa 200V con carico attivo impostato su un valore di corrente di 0.0A. In questo modo la potenza di uscita è pari al suo valore minimo  $\frac{V_o^2}{108\Omega}$  che corrisponde a circa il 47% della potenza nominale. Successivamente si aumenta la corrente assorbita dal carico attivo, a passi di 0.2A, fino a raggiungere il valore di potenza di uscita previsto (800W), al quale corrisponde una corrente di circa 2.2A. Ad ogni incremento di  $I_o$  si esegue, se necessario, un

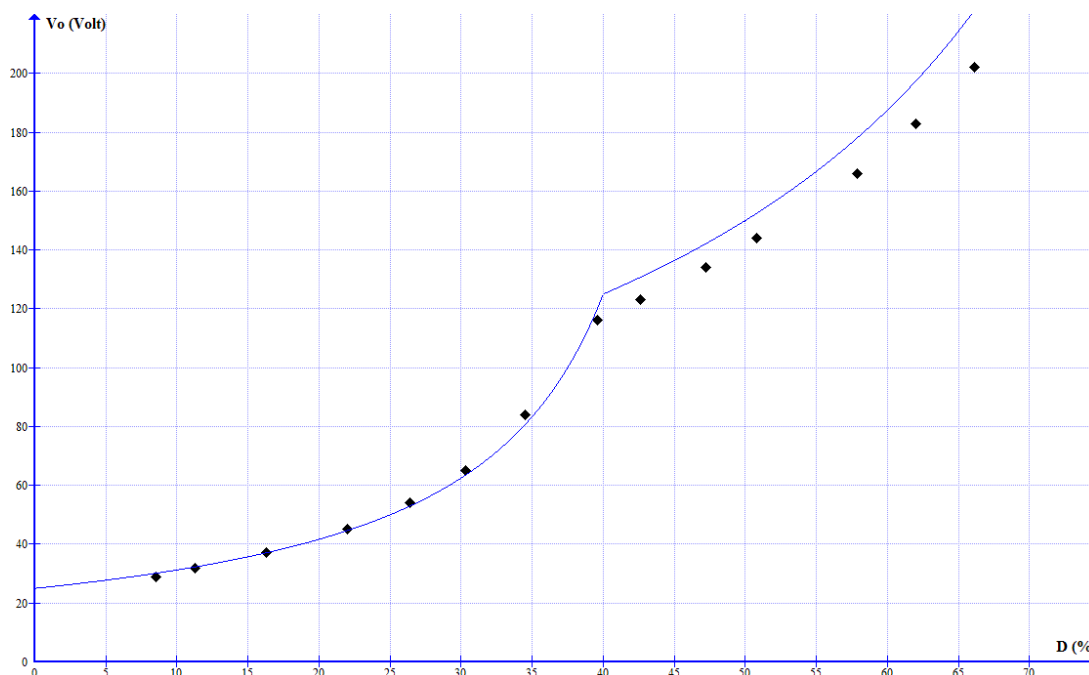
<sup>3</sup>alla quale si sommano le induttanze parassite dei relativi collegamenti.



**Figura 3.13:** Correnti nei mutui induttori. CH1 (giallo): corrente su L1. CH2 (azzurro): corrente su L2. Scala verticale 500mV/div, orizzontale 2µs/div.

aggiustamento del duty-cycle per compensare la diminuzione della  $V_o$ . Si misurano quindi tensione e corrente sia in ingresso che in uscita al convertitore, dalle quali si calcolano i valori di potenza. La tabella seguente raccoglie i risultati delle misure effettuate (tensioni in V, correnti in A, potenze in W).

$I_{o-load}$	$P_i$	$V_o$	$I_o$	$P_o$	$P_o - P_i$	eff.
0.0	425.0	202.7	1.87	379.0	46.0	89.2
0.2	459.2	201.6	2.03	409.2	50.0	89.1
0.4	504.7	201.5	2.23	449.3	55.4	89.0
0.6	547.2	200.8	2.42	485.9	61.3	88.8
0.8	597.2	201.3	2.63	529.4	67.8	88.6
1.0	641.8	201.0	2.82	566.8	75.0	88.3
1.2	689.3	201.1	3.02	607.3	82.0	88.1
1.4	725.9	199.3	3.20	637.8	88.1	87.9
1.6	793.3	202.1	3.42	691.2	102.1	87.1
1.8	833.7	200.8	3.61	724.9	108.8	86.9
2.0	883.6	200.6	3.81	764.3	119.3	86.5
2.2	928.0	200.2	4.00	800.8	127.2	86.3



**Figura 3.14:** Tensione di uscita misurata al variare del duty-cycle (punti neri), confrontata con un andamento teorico (curva blu).

Una rappresentazione grafica dei dati è presente in figura 3.15. L'efficienza parte da un valore di poco superiore all'89% in corrispondenza del valore minimo di potenza di uscita, e diminuisce inesorabilmente all'aumentare di essa, fino a raggiungere un 86.3% alla potenza nominale.

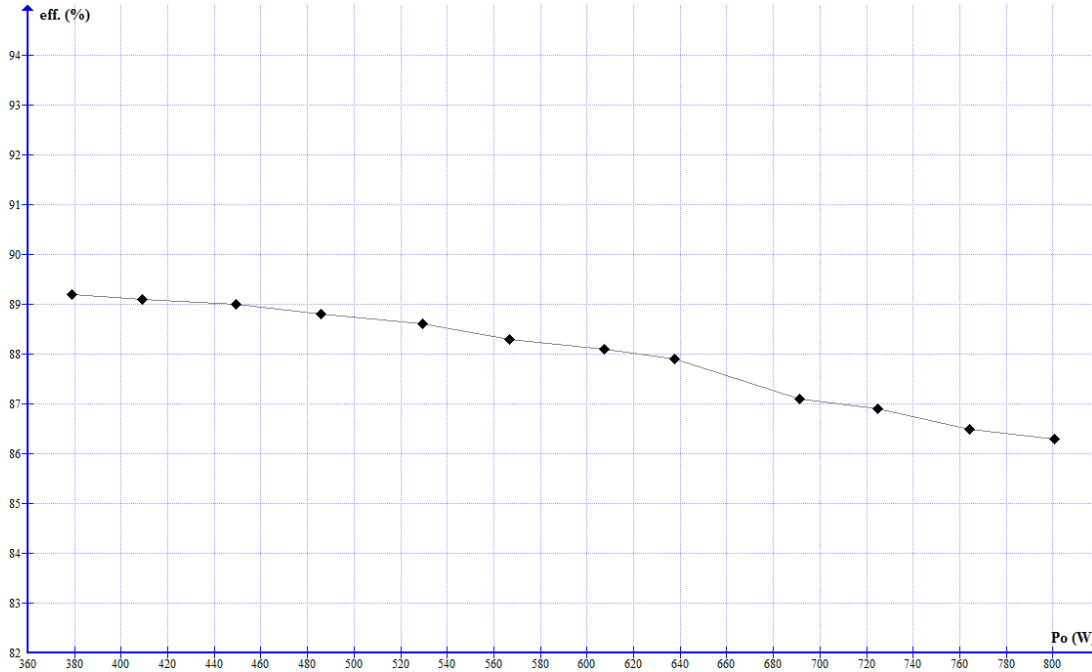
È un valore alquanto lontano dal 94% dichiarato dagli autori di [3]. Si deve tuttavia considerare che sono possibili numerosi miglioramenti dal punto di vista delle perdite, in primo luogo l'utilizzo di interruttori e diodi dimensionati per tensioni molto più basse di quelle attuali (500V e 600V rispettivamente). Inoltre, nelle misura precedenti si è assunta come potenza di ingresso quella misurata dall'alimentatore di potenza, senza considerare quindi le cadute sui cavi di alimentazione. Esse provocano una diminuzione dell'efficienza stimata nell'ordine di 1-1.5% alla potenza nominale.

### 3.7.1 Stima delle perdite

È possibile eseguire una stima della composizione delle perdite nel convertitore, utilizzando i parametri relativi ai componenti ricavati dai datasheet e le informazioni sulle correnti ottenute tramite l'analisi dei risultati di simulazione. I calcoli si riferiscono al funzionamento alla potenza nominale (800W).

Per i **MOSFET** si assume una temperatura di giunzione di  $75^{\circ}\text{C}$ , alla quale corrisponde una resistenza in conduzione:

$$R_{DSon} = 50 \cdot 10^{-3} \times 1.5 = 75\text{m}\Omega.$$



**Figura 3.15:** Efficienza di conversione misurata al variare della potenza di uscita.

Le perdite in conduzione negli interruttori risultano di conseguenza:

$$P_{cond-S} = R_{DSon} \cdot I_{rms}^2 = 75 \cdot 10^{-3} \cdot (17.95)^2 = 24.17W .$$

Per quanto riguarda i **diodi**, si assumono una caduta in conduzione  $V_{on} = 0.5V$  e una resistenza in conduzione di  $R_{on} = 4m\Omega$ . Le perdite nei diodi DL1 e DL2 risultano pari a

$$P_{cond-DL} = V_{on} \cdot I_{av} + R_{on} \cdot I_{rms}^2 = 0.5 \cdot 1.9 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot (4.8)^2 = 1.04W$$

mentre quelle nei diodi D2 e D3 risultano

$$P_{cond-D} = V_{on} \cdot I_{av} + R_{on} \cdot I_{rms}^2 = 0.5 \cdot 3.8 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot (6.8)^2 = 2.08W .$$

Si passa quindi ai **mutui induttori**. Per calcolare le perdite nel nucleo, si fa riferimento alla formula contenuta nel datasheet [5]

$$P_{core} = 6.5 \cdot f^{1.51} \cdot B^{1.74} \quad (3.1)$$

nella quale la frequenza  $f$  deve essere espressa in kHz. Il calcolo di  $B$  porge:

$$B_{max} = \frac{LI_{pk}}{NA_e} = \frac{30.31 \cdot 10^{-6} \cdot 31.6}{7 \cdot 2.31 \cdot 10^{-4}} \simeq 0.6T$$

$$\Delta B = B_{max} \frac{\Delta I_L}{I_{pk}} = 0.6 \frac{3.1}{31.6} \simeq 0.06T$$

$$B = \frac{\Delta B}{2} \simeq 0.03T.$$

Utilizzando l'ultimo risultato nella 3.1 si ottiene una potenza dissipata nel materiale di 15.2W/kg da cui, considerando una massa di 0.28g, si ottengono le perdite per ciascun nucleo, che sono pari a 4.3W.

Si considerano ora le perdite in ciascun avvolgimento. La resistività del rame, ad una temperatura stimata di 55°C, risulta:

$$\rho_{Cu}(55^\circ C) = 1.724[1 + 0.0042(55 - 20)] \cdot 10^{-6} \simeq 1.98 \cdot 10^{-8} \Omega m.$$

Lo spessore di penetrazione è pari a

$$D_{pen} = \sqrt{\frac{2\rho_{55^\circ C}}{2\pi f_s \mu_0}} \simeq 224 \cdot 10^{-6} m$$

e il rapporto tra questo e lo spessore dell'avvolgimento risulta

$$Q = \frac{D}{D_{pen}} = \frac{1.5 \cdot 10^{-3}}{224 \cdot 10^{-6}} \simeq 6.7.$$

Grazie a quest'ultimo dato è possibile stimare la resistenza in AC dell'avvolgimento, utilizzando le *curve di Dowell*, dalle quali risulta:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} \simeq 4.7.$$

Si possono ora stimare i due valori di resistenza:

$$R_{DC} = \rho_{55^\circ C} \frac{l}{s} = 1.98 \cdot 10^{-8} \frac{0.61}{1.77 \cdot 10^{-6}} \simeq 6.83 m\Omega$$

$$R_{AC} = 4.7 \cdot R_{DC} \simeq 32.12 m\Omega.$$

Le perdite su ciascun avvolgimento risultano:

$$P_w = R_{DC} \cdot I_{av}^2 + R_{AC} \cdot I_{rms}^2 = 6.83 \cdot 10^{-3} \cdot (15.6)^2 + 32.12 \cdot 10^{-3} \cdot (18.6)^2 = 12.77W.$$

Si stimano infine le perdite sui due **cavi di ingresso** che connettono il convertitore all'alimentatore di potenza, aventi una sezione di 5mm ed una lunghezza di circa 1m ciascuno:

$$R_{w-in} = \rho_{25^\circ C} \frac{2 \cdot 1}{(2.5)^2 \cdot \pi} \simeq 1.72 m\Omega$$

$$P_{w-in} = 1.72 \cdot 10^{-3} \cdot (37.12)^2 \simeq 2.37W.$$

La tabella che segue riassume le perdite fin qui calcolate.

induttori	$2 \cdot (4.3 + 2 \cdot 12.77)$	59.68W
interruttori	$2 \cdot 24.17$	48.34W
DL1, DL2	$2 \cdot 1.04$	2.08W
D1, D2	$2 \cdot 2.08$	4.16W
cavi alim.		2.37W
<b>TOTALE</b>		<b>116.63W</b>

Il risultato ottenuto è all'incirca di 11W inferiore a quello misurato (127.2W). Si deve tener presente che alla somma della potenza totale dissipata mancano diverse voci, quali ad esempio le perdite nelle connessioni tra i componenti, o le perdite di commutazione dei MOSFET. Inoltre, i calcoli contenuti in questa sezione sono stati effettuati a partire da stime di vari parametri, e non da valori realmente misurati.

Il calcolo può comunque fornire un'utile indicazione sul miglioramento delle prestazioni di conversione in termini di efficienza. Ad esempio la potenza dissipata dai soli avvolgimenti è complessivamente pari a 51W circa: raddoppiando la sezione del conduttore sarebbe possibile dimezzare tale valore, diminuendo le perdite totali di 25W. Altri 4W possono essere risparmiati eliminando i cavi di alimentazione, ad esempio in un caso pratico in cui il convertitore venga montato adiacente alla sorgente. Le perdite maggiori sono quelle di conduzione sugli interruttori: ciò è un risultato atteso, data l'elevata corrente di ingresso caratteristica del problema.

---

## Conclusioni

---

Il completamento dell'analisi della prima topologia, relativo all'intervallo di funzionamento con duty-cycle inferiore al 50%, ha rivelato la presenza di aspetti problematici. Si è individuata l'induttanza magnetizzante del trasformatore quale causa di tali problemi, in particolare un intervallo di valori della stessa tali da rendere impossibile un funzionamento a regime del convertitore. Si è visto come una variazione nel valore di induttanza magnetizzante, o anche della corrente di carico, comporti una modifica sostanziale all'andamento del rapporto di conversione, cosa che rende poco proponibile la realizzazione del convertitore in esame ed il suo utilizzo a fini pratici.

Anche per la seconda topologia è stata estesa l'analisi alla zona di funzionamento con duty-cycle inferiore al 50%. Ciò non ha tuttavia portato al riscontro di problemi come nel caso precedente, e si è quindi optato per un'implementazione pratica della struttura. Sia dall'analisi teorica che dai test di laboratorio sono emersi alcuni aspetti relativi all'induttanza di dispersione dei mutui induttori, la quale si è dimostrata in grado di modificare, a seconda del proprio valore, il rapporto di conversione. Questo senza mai portare ad una impossibilità di funzionamento del circuito. L'analisi teorica ha trovato riscontro nelle misure effettuate sul prototipo, sia per quanto riguarda le fasi di funzionamento che la tensione prodotta in uscita.

È stato raggiunto lo scopo di realizzare un convertitore ad elevato guadagno di tensione con elevate correnti di ingresso. Per quanto riguarda l'efficienza, come delineato nell'ultima parte del terzo capitolo è possibile ridurre le perdite del convertitore, soprattutto quelle dovute ai mutui induttori, a patto di mantenere l'induttanza di dispersione degli stessi a valori contenuti. Potrebbe anche essere presa in considerazione una riduzione della frequenza di commutazione.



---

## Bibliografia

---

- [1] M. Zuccherato, “Progetto e realizzazione di un convertitore boost multifase con elevato guadagno statico per applicazioni su celle a combustibile,” Master’s thesis, Università degli Studi di Padova, 2010.
- [2] G. V. Torrico-Bascope, R. P. Torrico-Bascope, D. S. Oliveira, F. L. M. Antunes, S. V. Araujo, and C. G. C. Branco, “A generalized high voltage gain boost converter based on three-state switching cell,” in *Proc. IECON 2006 - 32nd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1927–1932.
- [3] E. A. Soares da Silva, T. A. M. Oliveira, F. L. Tofoli, R. P. T. Bascope, and D. S. Oliveira, “A novel interleaved boost converter with high voltage gain for ups applications,” in *Proc. COBEP 2007 - 9th Brazilian Power Electronics Conference*, 2007, pp. 999–1003.
- [4] *APT2X100D60J Ultrafast Soft Recovery Dual Rectifier Diodes Datasheet*, Advanced Power Technology.
- [5] *Metglas Powerlite High Frequency C-Cores Technical Bulletin*.
- [6] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, and G. V. Torrico-Bascope, “Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 1987–1997, 2010.
- [7] W. Li, Y. Zhao, Y. Deng, and X. He, “Interleaved converter with voltage multiplier cell for high step-up and high-efficiency conversion,” vol. 25, no. 9, pp. 2397–2408, 2010.
- [8] N. Mohan, *First Course on Power Electronics and Drives*. MNPERE, 2003.

- [9] G. Spiazzi, *Appunti dalle lezioni di elettronica di potenza*. Edizioni Progetto 2007.
- [10] *APT50M50JVFR Power MOS Datasheet*, Advanced Power Technology.
- [11] *LAX 100-NP Current Transducer Datasheet*, LEM.
- [12] *UCC37322 Single 9-A High Speed Low-Side MOSFET Driver With Enable Datasheet*, Texas Instruments.

---

## Ringraziamenti

---

Desidero ringraziare i miei genitori, Moreno e Maria Rita, mio fratello Riccardo, e le mie nonne, Bruna e Margherita, per avermi preziosamente aiutato e supportato durante questi anni di studi. Ringrazio anche i nonni, Francesco e Vittorio, che non ci sono più ma che non ho mai dimenticato.

Grazie ai miei amici, Alessandro, Alberto, Federico, Francesca, Gabriele ed in particolare Stefano e Federica, per tutti i momenti divertenti passati assieme. A Daniele, amico di una vita, per tutte le avventure vissute in questi anni. E poi a Sara, per avermi sempre dato ascolto nei momenti di sconforto, e ad Elena, per i suoi consigli e le lunghe chiacchierate.

Grazie a tutti i compagni di corso vecchi e nuovi, in particolare Michele, Christian, Arianna, Cristiano, e agli amici del collegio, Mario, Tommaso, Michele e Marco per aver portato allegria nella mia vita padovana.

Grazie al Signor Sartorello per l'assistenza fornita in laboratorio, a Marco Zuccherato per aver condiviso la sua esperienza, e infine al Professor Spiazzi, per avermi seguito con pazienza e disponibilità durante la realizzazione di questa tesi.